

**М. Л. ВОЛИН**

**ПАРАЗИТНЫЕ**  
**СВЯЗИ И НАВОДКИ**

**М. Л. ВОЛИН**

---

# **ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ И НАВОДКИ**

**Издание второе, исправленное и дополненное**

**ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»**

---

**МОСКВА—1965**

# ОГЛАВЛЕНИЕ

## Введение

### Глава первая. **Источники наводимых напряжений и пути их наводки**

- 1-1 Паразитная связь через общее сопротивление
- 1-2 Паразитная емкостная связь
- 1-3 Паразитная индуктивная связь
- 1-4 Паразитная емкостная и индуктивная связь с участием посторонних проводов
- 1-5 Паразитная связь через электромагнитное поле и волноводная связь
- 1-6 Источники и приемники высокочастотной наводки на основной частоте и гармониках
- 1-7 Скачок постоянного напряжения или тока как причина высокочастотной наводки
- 1-8 Прохождение видеоимпульсов через широкополосные радиоприемники и усилители высокой частоты
- 1-9 Прохождение видеоимпульсов малой скважности через узкополосные радиоприемники и усилители высокой частоты
- 1-10 Скачок переменного напряжения или тока как причина высокочастотной наводки
- 1-11 Наводка импульсов высокой частоты на ненастроенные радиоприемники и усилители
- 1-12 Наводка видеоимпульсов на видеоусилители и импульсные схемы
- 1-13 Справочные данные по сопротивлению, емкости, индуктивности и взаимоиндуктивности соединительных проводов

### Глава вторая. **Экранирование и развязывающие цепи**

- 2-1 Основные определения и физические представления
- 2-2 Принципы экранирования электрического поля
- 2-3 Принципы экранирования магнитного поля
- 2-4 Одновременное экранирование магнитного и электрического полей
- 2-5 Экранирование проводов
- 2-6 Экранирование высокочастотных катушек
- 2-7 Экранирование низкочастотных и силовых трансформаторов
- 2-8 Развязывание цепей и фильтрация напряжений в проводах
- 2-9 Монтаж фильтрующих ячеек

- 2-10 Экранирование и охлаждение приемно-усилительных электронных ламп
- 2-11 Постановка задачи при экранировании усилителей и радиоприемников

### Глава третья. **Паразитные обратные связи в усилителях**

- 3-1 Влияние паразитных обратных связей на работу усилителей
- 3-2 Входное сопротивление триода
- 3-3 Влияние обратных связей через внутриламповые емкости на работу усилителей низкой частоты, видеоусилителей и катодных повторителей
- 3-4 Влияние обратных связей через внутриламповые емкости на работу резонансных усилителей высокой и промежуточной частоты
- 3-5 Наибольшее устойчивое усиление резонансного усилителя
- 3-6 Выбор и подключение к корпусу блокировочной емкости в цепи экранирующей сетки. Подключение к корпусу антидинаatronной сетки
- 3-7 Оценка необходимой степени экранирования и фильтрации
- 3-8 Обратная связь по цепи питания накала
- 3-9 Паразитная обратная связь по цепям питания анодов и экранирующих сеток в резонансных усилителях
- 3-10 Паразитная обратная связь по цепям питания анодов и экранирующих сеток в усилителях низкой частоты и в видеоусилителях
- 3-11 Паразитная обратная связь по цепям подачи напряжений на управляющие и антидинаatronные сетки
- 3-12 Фильтрация наведенных напряжений в цепях измерения тока смесителя в приемниках сантиметровых волн
- 3-13 Разделение усилителей промежуточной частоты приемников сантиметровых волн на ПУПЧ и ГУПЧ
- 3-14 Конструкции усилителей на пальчиковых лампах
- 3-15 Малогабаритные конструкции широкополосных резонансных усилителей на сверхминиатюрных лампах
- 3-16 Габаритные размеры широкополосных, резонансных, усилителей
- 3-17 Правила монтажа усилителей различных типов

### Глава четвертая. **Подавление паразитных наводок и фона сети питания**

- 4-1 Общие принципы и методика экспериментирования
- 4-2 Причины появления фона сети питания. Фон из-за недостаточного сглаживания напряжения выпрямителей
- 4-3 Фон сети питания при накале ламп переменным током
- 4-4 Фон сети питания, наводимый магнитными полями
- 4-5 Монтаж сети питания
- 4-6 Однопроводный и двухпроводный монтаж цепи накала.
- 4-7 Наводка и излучение помех через сеть питания прибора
- 4-8 Подавление импульсных наводок
- 4-9 Применение двойных ламп.
- 4-10 Паразитная генерация отдельных усилительных каскадов на сверхвысокой частоте
- 4-11 Паразитные обратные связи на гармониках собственной частоты усилителя
- 4-12 Определение и подавление паразитных обратных связей в усилителях

## **Литература**

*В книге дается классификация и описание различных видов паразитных связей и наводок, разбираются вопросы экранирования радиоэлектронных приборов и проектирования их с точки зрения предохранения от паразитных наводок, приводится методика экспериментирования при нахождении и подавлении паразитных связей импульсных наводок и наводок фона. Особое внимание обращается на освещение физического смысла процессов и на конкретные рекомендации по конструированию, монтажу и экспериментальной доработке радиоэлектронных приборов.*

*Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, конструированием, производством и регулировкой радиоэлектронных приборов различного назначения, а также на работников, занимающихся вопросами надежности радиоаппаратуры. Она также может быть использована квалифицированными радиолюбителями при наладке приборов и студентами вузов и техникумов при курсовом и дипломном проектировании.*

# ВВЕДЕНИЕ

Борьба с паразитными связями и наводками является существенной частью разработки радиоэлектронного прибора, занимающей значительное время при конструировании и экспериментальной доработке прибора. Неудачные конструктивные решения часто приводят к необходимости изготовления новых макетов и образцов и сопровождаются потерей времени и средств. Недостаточное подавление паразитных связей и наводок без необходимого запаса приводит к резкому снижению надежности радиоэлектронной аппаратуры, так как небольшие изменения внешних условий могут привести к значительным изменениям параметров прибора.

Специфической особенностью рассматриваемой проблемы является то, что она возникает обычно тогда, когда с принципиальными вопросами уже покончено, когда производится конструирование и налаживание отдельных частей и блоков и особенно когда производится налаживание сложной системы в целом. Все эти работы протекают большей частью в условиях острого недостатка времени, требующих от инженерно-технических работников особой оперативности и гибкости и не позволяющих им длительно разбираться в описаниях различных явлений, часто подаваемых в сложнейшей математической зашифровке.

В этих условиях успешную борьбу с паразитными наводками можно вести только на основе достаточного количества четких физических представлений, предельно упрощенным применением простейших математических выкладок.

Целью настоящей книги и является изложение указанного минимума познаний.

Сложное радиоэлектронное устройство или прибор может содержать генераторы незатухающих и модулированных колебаний, работающие на различных несущих частотах, генераторы видеоимпульсов и импульсов высокой частоты, выходные каскады усилителей высоких частот, низких частот и импульсов. Все эти элементы работают на относительно высоких уровнях мощности, измеряемых как милливаттами, так и мегаваттами. В этом же устройстве или рядом с ним могут находиться чувствительные приемники, работающие на тех же или на других несущих частотах, усилители малых напряжений различных частот, чувствительные импульсные схемы. Эти элементы работают на относительно низких уровнях мощности. Некоторые из них способны реагировать на сигнал, мощность которого не превосходит  $10^{-14}$  *вт*. Таким образом, различные элементы радиотехнического устройства работают на самых разнообразных уров-

нях мощности, максимальное отношение которых может достигать величины 200 дБ или  $10^{20}$  ( $10^{10}$  по напряжению или току). Вероятность взаимных помех в этих условиях весьма велика.

Под *паразитной наводкой* понимается передача напряжения из одного элемента радиоустройства в другой, не предусмотренная его схемой и конструкцией. Такая наводка возникает благодаря наличию *паразитной связи* между этими элементами, связи по электрическим цепям, появляющимся в устройстве независимо от желания конструктора. Паразитные наводки приводят к появлению на выходе элемента напряжений и токов, не соответствующих его основному назначению. В частном случае паразитные наводки на вход усилителя напряжений, получающихся на его выходе, приводят к самовозбуждению усилителя или к изменению его характеристик.

В устройствах с питанием от сети переменного тока возможно появление фона, получающегося из-за недостаточного сглаживания выпрямленного напряжения, к которому иногда прибегают из экономических соображений. Такой фон не является паразитным. Под паразитной наводкой фона понимается появление на выходе устройства напряжений, имеющих частоту, равную или кратную частоте сети питания, не предусмотренных конструкцией прибора и возникающих вследствие паразитной связи между радиоэлектронными частями прибора и частями, относящимися к системе питания.

При рассмотрении паразитных наводок приходится всегда иметь дело с тремя элементами:

- а) источником наводимого напряжения;
- б) приемником наводимого напряжения;
- в) паразитной связью между ними.

Очевидно, что чем больше отношение уровней мощности возможных источников и приемников наводимого напряжения, тем вероятнее, что мелкие ошибки и упущения в конструкции и монтаже устройства приведут к наводкам, мешающим его нормальной работе.

При разборе любых вопросов, связанных с паразитными наводками, необходимо прежде всего учитывать, что *наведенные напряжения и токи подчиняются общим законам электротехники без каких-либо отклонений*. Появляющиеся здесь трудности вызываются не особыми законами, а тем, что паразитные связи в схемах не показываются и возникают неожиданно между самыми различными частями устройства независимо от желания конструктора.

Устранение паразитных наводок прежде всего сводится к выявлению

указанных трех элементов, что часто является весьма тяжелой задачей. Она усложняется еще тем, что в большом числе случаев паразитные наводки получаются от нескольких источников и по нескольким цепям паразитной связи. В этих условиях обнаружение более слабых источников и связей оказывается возможным только после устранения наводки от более сильных источников и связей.

Если указанные три элемента известны, то само устранение наводки, являющееся в принципе значительно более простой задачей, может потребовать внесения значительных изменений в конструкцию устройства. Поэтому предварительный учет возможных источников и путей наводки является обязательным условием правильно поставленного конструирования радиоэлектронного устройства,

# ГЛАВА ПЕРВАЯ

## ИСТОЧНИКИ НАВОДИМЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ПУТИ ИХ НАВОДКИ

### 1-1. ПАРАЗИТНАЯ СВЯЗЬ ЧЕРЕЗ ОБЩЕЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Пусть (рис. 1-1) источник наводимого напряжения  $E_H$  через комплексное сопротивление  $\bar{Z}_H$  подключен к комплексному сопротивлению  $\bar{Z}_{общ}$ , которое входит в цепи приемника наводимого напряжения.

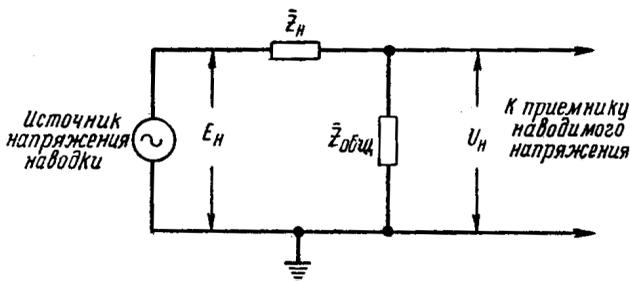


Рис. 1-1. Схема паразитной связи через общее сопротивление.

Тогда напряжение, наведенное в цепях приемника, будет

$$\bar{U}_H = \frac{E_H \bar{Z}_{общ}}{\bar{Z}_H + \bar{Z}_{общ}}.$$

Так как обычно  $\bar{Z}_H \gg \bar{Z}_{общ}$ , то, пренебрегая  $\bar{Z}_{общ}$  в знаменателе, получаем

$$\bar{U}_H = E_H \frac{\bar{Z}_{общ}}{\bar{Z}_H}.$$

Отсюда следует, что при наличии общего сопротивления  $\bar{Z}_{общ}$ , входящего одновременно и в цепи источника, и в цепи приемника наводимого напряжения, последним наводится часть напряжения источника наводки, равная

$$\beta = \frac{\bar{Z}_{общ}}{\bar{Z}_H}. \quad (1-1)$$

Связь через общее сопротивление является чаще всего встречающимся

видом паразитной связи. Это, прежде всего, связь через внутреннее сопротивление и соединительные провода источников питания и схем управления работой радиоустройства. Такая связь получается по схеме рис. 1-2. Здесь через цепь источника питания протекают токи всех частот, составляющих спектр сигнала источника наводки. Эти токи дают падения напряжения на всех сопротивлениях, включенных в цепь питания. Часть этих сопротивлений  $\bar{Z}_{\text{общ}}$  оказывается включенной в цепи приемника наводки, и напряжение  $\bar{U}_H$ , снимаемое с  $\bar{Z}_{\text{общ}}$ , является наводимым напряжением. Величина сопротивления  $\bar{Z}_{\text{общ}}$  зависит от частоты наводимого напряжения. Для низких частот - это в основном активное сопротивление соединительных проводов и емкостное сопротивление выходного конденсатора фильтра питания. Для высоких частот — это в основном сопротивление индуктивностей соединительных проводов и конденсаторов фильтра питания.

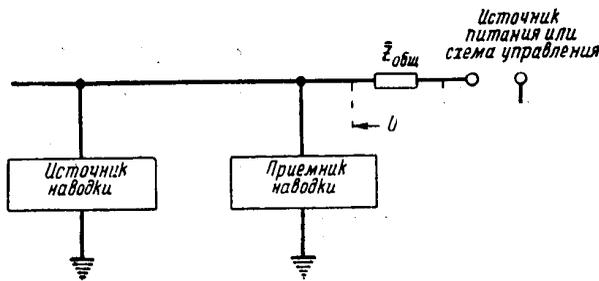


Рис. 1-2. Паразитная связь через внутреннее сопротивление источников питания или схем управления.

Индуктивности проводов и распределенные емкости монтажа могут образовывать резонансные контуры. При неудачном совпадении величин индуктивности и емкости величина  $\bar{Z}_{\text{общ}}$  на некоторых высоких частотах может быть значительной.

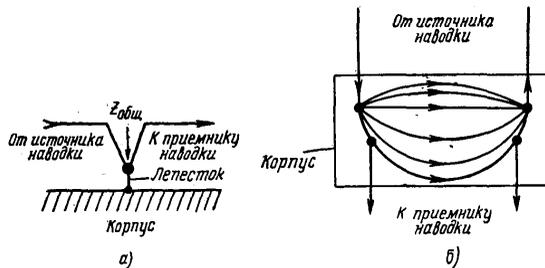


Рис. 1-3. Виды паразитной связи:

*a* — через общий лепесток; *б* — через общий участок корпуса.

К этому же виду паразитной связи относится (рис. 1-3) связь через общие лепестки присоединения к корпусу, общие отрезки проводов и общие участки корпуса прибора, по которому протекают блуждающие токи.

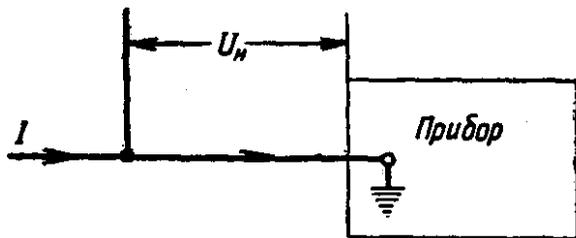


Рис. 1-4. Наводка через общий провод присоединения к корпусу.

Особенно опасно использование присоединенного к корпусу провода, по которому протекает значительный ток *I* от какого-либо источника, для присоединения других элементов схемы к корпусу. В этом случае величина наводимого напряжения  $\bar{U}_H = I\bar{Z}_{общ}$  может оказаться значительной, несмотря на небольшое сопротивление общего участка провода (рис. 1-4).

## 1-2. ПАРАЗИТНАЯ ЕМКОСТНАЯ СВЯЗЬ

В обычной конструкции любого радиотехнического прибора всегда имеется металлический корпус, или шасси, к которому присоединены некоторые точки схемы прибора.

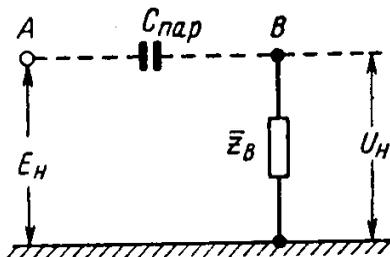


Рис. 1-5. Емкостная паразитная связь.

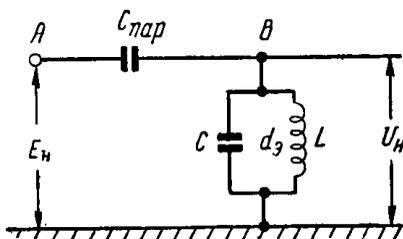


Рис. 1-6. Емкостная паразитная связь с резонансным контуром.

Такое соединение, осуществляемое непосредственно или через блокировочные конденсаторы, позволяет отсчитывать высокочастотное напряжение каждой точки схемы прибора относительно его корпуса.

Если (рис. 1-5) напряжение в некоторой точке *A* равно величине  $E_H$

относительно корпуса, то в точке  $B$ , связанной с точкой  $A$  паразитной емкостью  $C_{\text{пар}}$ , возникает наведенное напряжение  $U_H$ , величина которого определяется соотношением емкостного сопротивления  $\bar{X}_{\text{ПАР}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{ПАР}}}$

и полного сопротивления  $\bar{Z}_B$  между точкой  $B$  и корпусом. Величина  $\bar{U}_B$  может быть определена по формуле:

$$\bar{U}_H = E_H \frac{\bar{Z}_B}{\bar{Z}_B + \bar{X}_{\text{ПАР}}}, \quad (1-2)$$

из которой следует, что наведенное напряжение в точке  $B$  будет тем больше, чем меньше емкостное сопротивление  $\bar{X}_{\text{ПАР}}$  и чем больше сопротивление  $\bar{Z}_B$ . Комбинация из этих двух сопротивлений представляет собой обычный делитель напряжения.

В частном, часто встречающемся случае паразитной емкостной связи источника, работающего на частоте  $\omega_0$ , с резонансным контуром, настроенным на ту же частоту  $\omega_0$  (рис. 1-6), сопротивление между точкой  $B$  и корпусом равно

$$Z_B = \frac{\rho}{d_3} = \frac{1}{\omega_0 C d_3},$$

где  $C$  — емкость контура и  $d_3$  — его эквивалентное затухание.

Если при этом  $\bar{X}_{\text{ПАР}} \gg \bar{Z}_B$ , то, подставляя эти значения в выражение (1-2), получаем

$$\bar{U}_H = E_H \frac{\bar{Z}_B}{\bar{X}_{\text{ПАР}}} = E_H \frac{j\omega_0 C_{\text{ПАР}}}{\omega_0 C d_3}.$$

Отсюда следует, что на контуре возникает часть напряжения источника наводки, определяемая отношением

$$\beta = \frac{U_H}{E_H} = \frac{C_{\text{ПАР}}}{C d_3}.$$

### 1-3. ПАРАЗИТНАЯ ИНДУКТИВНАЯ СВЯЗЬ

В пространстве, окружающем любую цепь, по которой протекает электрический ток, возникает магнитное поле, постоянное или переменное в соответствии с характером тока.

Постоянное магнитное поле никаких э. д. с. в находящихся в этом поле проводниках не вызывает. В проводниках, находящихся в переменном магнитном поле, возбуждаются переменные э. д. с., величина которых растет с повышением частоты. Если такой проводник является частью какой-то замкнутой электрической цепи, то под влиянием возникших в нем э. д. с. в цепи возникнет переменный электрический ток такого направления (вернее фазы), что создаваемое им магнитное поле будет направлено против первоначального поля и будет стремиться его уничтожить.

Таким образом, если в цепи  $A$  (рис. 1-7) под действием имеющейся в ней э. д. с.  $E_H$  проходит переменный ток  $I_H$ , то в другой цепи  $B$ , находящейся в магнитном поле, создаваемом цепью  $A$ , появится наведенная э. д. с.

$$E'_H = I_H \omega M,$$

где  $M$  — взаимная индуктивность между цепями  $A$  и  $B$ .

Если цепь  $B$  замкнута, то в ней будет проходить ток, величина которого определяется законом Ома -с учетом полного сопротивления цепи  $\bar{Z}_B$

$$I'_H = \frac{E'_H}{\bar{Z}_B}.$$

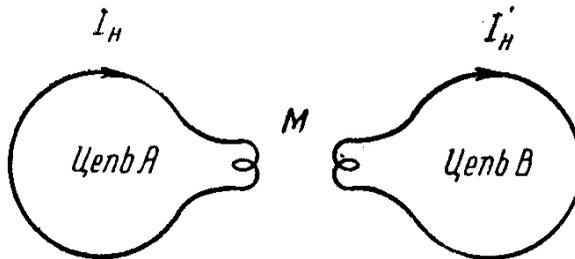


Рис. 1-7. Индуктивная паразитная связь.

Наведенное напряжение на сопротивлении приемника наводки  $\bar{Z}_H$  будет равно

$$\bar{U}_H = E'_H \frac{\bar{Z}_H}{\bar{Z}_B} = I_H \omega M \frac{\bar{Z}_H}{\bar{Z}_B}.$$

В описанной картине возбуждения напряжений и токов в цепи  $B$  изложен принцип электромагнитной индукции, широко применяемый во всех отраслях электротехники и хорошо известный. В соответствии с темой настоящей книги мы будем разбирать нежелательные последствия рассматриваемого явления, выражающиеся в том, что наведение напряжения  $U_H$  получается в результате паразитной индуктивной связи между цепями  $A$  и  $B$ .

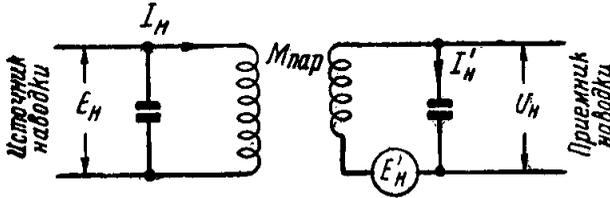


Рис. 1-8. Паразитная индуктивная связь резонансных контуров.

В частном случае паразитной индуктивной связи двух одинаковых резонансных контуров на их собственной частоте  $\omega_0$  (рис. 1-8) ток в контуре источника наводки, находящемся под напряжением  $E_H$ , будет равен

$$I_H = \frac{E_H}{\rho},$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$  - волновое сопротивление контура. Этот ток

наведет в контуре приемника наводки э. д. с.

$$E'_H = I_H \omega_0 M = \frac{E_H \omega_0 M}{\omega_0 L} = E_H k_{ПАР},$$

где  $k_{ПАР} = \frac{M}{L}$  - коэффициент паразитной связи между контурами источника и приемника наводки.

Под влиянием введенной последовательно в контур э. д. с.  $E'_H$  в нем будет протекать резонансный ток

$$I'_H = \frac{E'_H}{r} = E_H \frac{k_{ПАР}}{r},$$

где  $r$  - активное последовательное сопротивление в контуре приемника

наводки. Этот ток создает на емкостной или индуктивной ветви контура наведенное напряжение

$$U_H = I'_H \rho = E_H \frac{k_{ПАР} \rho}{r} = E_H \frac{k_{ПАР}}{d_3}.$$

Из этого выражения следует, что наведенное напряжение определяется не только коэффициентом связи и напряжением источника наводки. Оно в значительной степени зависит от затухания контура приемника наводки.

#### 1-4. ПАРАЗИТНАЯ ЕМКОСТНАЯ И ИНДУКТИВНАЯ СВЯЗЬ С УЧАСТИЕМ ПОСТОРОННИХ ПРОВОДОВ

Емкостная и индуктивная паразитные связи могут получаться и при отсутствии непосредственной связи между источником и приемником наводки. На рис. 1-9 показан случай размещения источника и приемника наводки в отдельных экранированных отсеках. Через оба отсека проходит провод  $AB$ , не имеющий непосредственного отношения к схеме обоих элементов, а служащий для питания других элементов прибора: управления им, включения реле и т. д. Этот провод имеет емкость  $C_1$  (рис. 1-9,а) или (взаимоиндукцию  $M_1$  (рис. 1-9,б) по отношению к источнику наводки и емкость  $C_2$  или взаимоиנדукцию  $M_2$  по отношению к приемнику наводки.

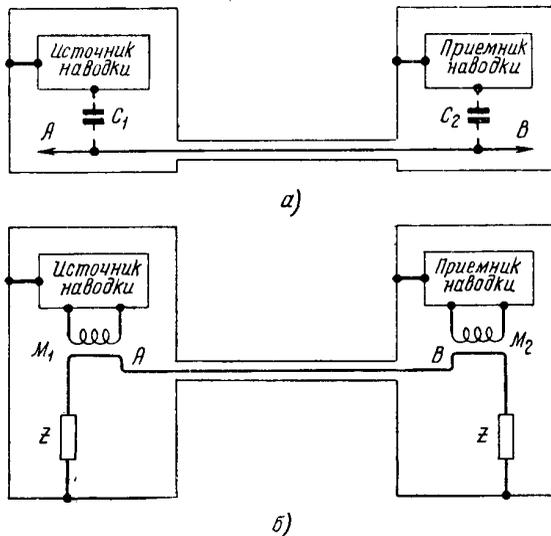


Рис. 1-9. Паразитная связь по постороннему проводу:  
 а — емкостная; б — индуктивная.

Очевидно, что из-за наличия провода  $AB$  оба элемента оказываются

связанными емкостно, индуктивно или индуктивно-емкостно. Величина связи определяется как величинами  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $M_1$  и  $M_2$ , так и величиной полного сопротивления  $Z_{AB}$ , которое имеет посторонний провод относительно корпуса. Из эквивалентной схемы для случая емкостной связи (рис. 1-10) видно, что комбинация из паразитной емкости  $C_1$  и сопротивления  $Z_{AB}$  представляет собой делитель, действие которого определяет величину напряжения, наводимого через емкость  $C_2$  на приемник. Подобные же эквивалентные схемы могут быть составлены для случаев индуктивной и смешанной связей.

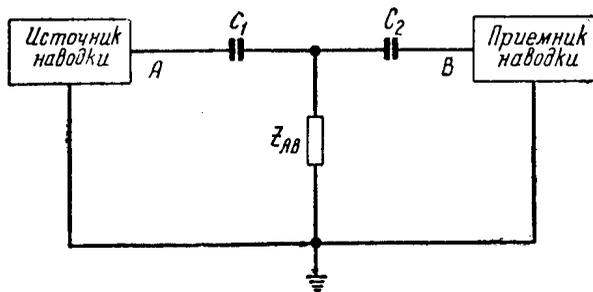


Рис. 1-10. Эквивалентная схема емкостной связи по постороннему проводу.

## 1-5. ПАРАЗИТНАЯ СВЯЗЬ ЧЕРЕЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ВОЛНОВОДНАЯ СВЯЗЬ

При значительных расстояниях между источником и приемником наводки, когда паразитные емкостная и индуктивная связи практически отсутствуют, возможна паразитная связь через электромагнитное поле излучения. Очевидно, что эта паразитная связь «по радио» прежде всего может проявиться не в пределах одного устройства, в котором имеются прямые паразитные индуктивные и емкостные связи, а между удаленными друг от друга системами. К паразитной связи через электромагнитное поле излучения можно отнести только связи, приводящие к нежелательным наводкам на радиоприемник соседних передающих радиостанций, грозовых разрядов и части промышленных помех. Характерной особенностью этого вида наводок является то, что они проявляются только в радиоприемниках и поступают на них через антенный ввод.

В пределах одного устройства паразитная связь через электромагнитное поле излучения может возникнуть только на очень коротких волнах, длина которых меньше габаритных размеров прибора. В этих условиях металлический кожух прибора можно считать отрезком прямоугольного волновода, в котором могут распространяться различные типы волн. Из них более опасной является волна  $H_{01}$ , имеющая наибольшую критиче-

скую длину, равную  $\lambda_{\text{кр}}=2b$ , где  $b$  — размер большей стороны поперечного сечения прямоугольного волновода. Волны короче критической свободно распространяются в волноводе с весьма малым затуханием, менее 1 % на метр. Таким образом, если в пределах одного кожуха имеются источники и приемники наводки, работающие на волнах, длина которых короче удвоенной длины наибольшей стороны кожуха, то между ними возможна связь через электромагнитное поле излучения. Этот же вид паразитной связи возможен и между частями устройства, расположенными в различных блоках или отсеках, если они соединены волноводом.

Волны, длиннее критической, в волноводе распространяться не могут, и в нем остается только поле, наблюдаемое в непосредственной близости от источника и быстро затухающее по мере удаления от него. Несмотря на это некоторые авторы [10, 18] рассматривают паразитные связи, возникающие в широкополосных усилителях, с помощью теории волноводов, что приводит к результатам, не отражающим действительность. Более подробно этот вопрос освещен в § 3-16.

## **1-6. ИСТОЧНИКИ И ПРИЕМНИКИ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ НАВОДКИ НА ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЕ И ГАРМОНИКАХ**

Твердого разграничения частей радиотехнического устройства на источники и приемники наводки сделать нельзя. Часто один и тот же элемент может являться одновременно и источником и приемником наводки. Так, например, любой промежуточный каскад многокаскадного усилителя является источником наводки для всех предыдущих каскадов и приемником наводки от всех последующих.

Поэтому на первом этапе решения конкретной задачи удобно считать все элементы устройства потенциальными источниками и приемниками наводки, выбирая затем методом последовательного исключения наиболее

вероятные варианты, подлежащие детальной проработке.

Чем выше соотношение уровней мощностей и напряжений между какими-либо частями устройства, тем вероятнее наводка с одной из этих частей на другую. При одинаковых коэффициентах связи на резонансных контурах, работающих на основной частоте, возбуждается большее напряжение, чем в апериодических или в расстроенных цепях. Поэтому из всех элементов радиоустройства наиболее вероятными источниками наводки являются элементы с самыми высокими уровнями высокочастотной мощности. Наиболее вероятными приемниками наводки являются элементы с наименьшим уровнем высокочастотной мощности, содержащие

резонансные контуры, настроенные на частоты, излучаемые вероятными источниками наводки.

Кроме этой *высокочастотной наводки на основной частоте* изредка встречается *высокочастотная наводка на гармониках*. Эта наводка возникает в устройствах, содержащих элементы, работающие на кратных частотах. Если элемент, имеющий относительно высокий уровень мощности, работает в нелинейном режиме, то гармоники основной частоты, получающиеся на его выходе, могут по цепям паразитной связи попадать на вход чувствительного элемента, настроенного на кратную частоту.

Примером такого вида наводки может служить радиостанция с совмещенным расположением радиопередатчиков и радиоприемников, работающих на различных частотах. В таких станциях отсутствует возможность работы приемников на частотах, соответствующих ряду гармоник передатчиков.

Другим примером высокочастотной наводки на гармониках может служить диапазонный супергетеродинный приемник с большим усилением по высокой и промежуточной частотам. В этих приемниках принимаются меры для ослабления паразитных связей отдельно в усилителях высокой и промежуточной частоты во избежание их неустойчивой работы. Однако обычно не принимаются меры по ослаблению связей выхода усилителя промежуточной частоты со входом усилителя высокой частоты и с антенной, так как считается, что такая система работает на двух различных частотах и обратная связь безопасна. Иногда же выходной каскад усилителя промежуточной частоты и детектор, работающие в нелинейном режиме, создают достаточно мощные гармоники промежуточной частоты, попадающие на вход приемника. При настройке усилителя высокой частоты на эти гармоники получается самовозбуждение, хрип или искажение частотных характеристик.

## **1-7. СКАЧОК ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИЛИ ТОКА КАК ПРИЧИНА ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ НАВОДКИ**

Части устройства, в которых имеются резкие скачки постоянного напряжения или тока, могут давать по цепям паразитной связи наводку на элементы, содержащие резонансные контуры. Физический смысл этого явления, которое часто называют *ударным возбуждением* или *звоном*, заключается в заряде или разряде емкости резонансного контура, который протекает в виде затухающего колебательного процесса.

Если скачок постоянного напряжения или тока попадает на одиночный резонансный контур, то он приводит к возбуждению этого контура на его

собственной частоте. Каждому скачку напряжения или тока в контуре соответствует один высокочастотный затухающий импульс вида, показанного на рис. 1-11. Расчет амплитуды и длительности этого импульса может быть легко выполнен на базе известного анализа свободных колебаний в резонансном контуре.

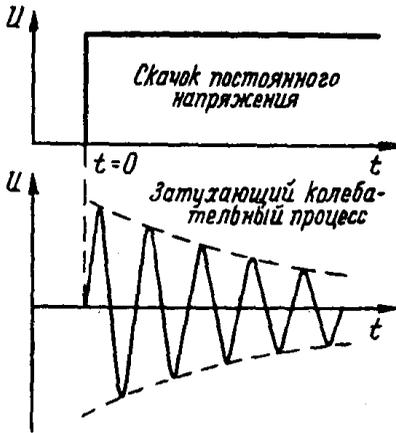


Рис. 1-11. Ударное возбуждение одиночного резонансного контура.

Паразитное ударное возбуждение одиночного контура редко приводит к заметной наводке, так как паразитная связь всегда невелика. Оно обычно обнаруживается в многокаскадных приемниках, резонансных и полосовых усилителях, т. е. в сложных системах с большим коэффициентом усиления, достаточным для доведения малых мощностей, получающихся на входе системы, до величин, создающих заметное мешающее действие. В таких системах обычно имеется большое число резонансных контуров, связанных и не связанных друг с другом, которые настраи-

ваются на одну или на несколько различных частот.

Ударное возбуждение в такой сложной системе не поддается простейшему анализу свободных колебаний в одиночном контуре. Оно протекает значительно сложнее и для анализа его удобнее всего пользоваться спектральным методом, сущность которого в изложении, соответствующем теме настоящей книги, заключается в следующем.

На вход приемника наводки поступает от источника наводки скачок напряжения (рис. 1-12,а), который характеризуется величинами

$$e_{вх} = 0 \quad \text{для } t < 0,$$

$$e_{вх} = E \quad \text{для } t > 0.$$

С помощью интеграла Фурье, являющегося распространением ряда Фурье на непериодические функции, уравнение этой кривой может быть представлено в виде\*

$$e_{вх} = E \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right). \quad (1-5)$$

Это уравнение можно легко проверить по таблицам определенных ин-

\* Упрощенный вывод уравнения (1-5) см. в книге автора [11]

тегралов.

Действительно, по таблицам

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} n\pi u & t < 0, \\ +\frac{\pi}{2} n\pi u & t > 0. \end{cases}$$

Подставляя эти значения в уравнение (1-5), получаем

$$e_{BX} = \begin{cases} \frac{E}{2} - \frac{E}{2} = 0 & n\pi u \quad t < 0, \\ \frac{E}{2} + \frac{E}{2} = E & n\pi u \quad t > 0, \end{cases}$$

что соответствует рис. 1-12,а.

На основании этого уравнения подача на вход приемника наводки скачка постоянного напряжения может быть заменена подачей непрерывного спектра, состоящего из постоянной составляющей  $E/2$  и суммы синусоидальных напряжений

$$\frac{Ed\omega}{\pi\omega} \sin \omega t$$

всех частот от  $\omega = 0$  до  $\omega = \infty$ . Бесконечно малые амплитуды этих напряжений

$$A_{BX}(\omega)d\omega = \frac{Ed\omega}{\pi\omega} \quad (1-6)$$

обратно пропорциональны частоте (рис. 1-12,б). Уравнение (1-6) позволяет заменить подробный анализ процессов, происходящих в сложной системе при подаче на нее скачка напряжения, анализом прохождения через систему различных частот непрерывного спектра.

Приемник наводки является четырехполюсником (рис. 1-13), на вход которого подается скачок постоянного напряжения вида 1. Если, как обычно, приемник не пропускает постоянную составляющую, то этот скачок можно заменить только непрерывным спектром 2. Пройдя через приемник наводки 3, амплитуда напряжения каждой частоты изменится в  $K_0 A_{\Pi}(\omega)$  раз и фаза на величину  $\varphi_{\Pi}(\omega)$  рад. Здесь  $K_0$  - коэффициент усиления -на средней частоте,  $A_{\Pi}(\omega)$ —частотная и  $\varphi_{\Pi}(\omega)$ —фазовая характеристики приемника наводки. В результате непрерывный спектр на

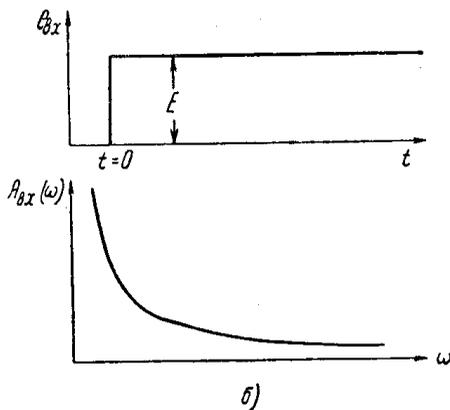


Рис. 1-12. Скачок постоянного напряжения и его спектр.

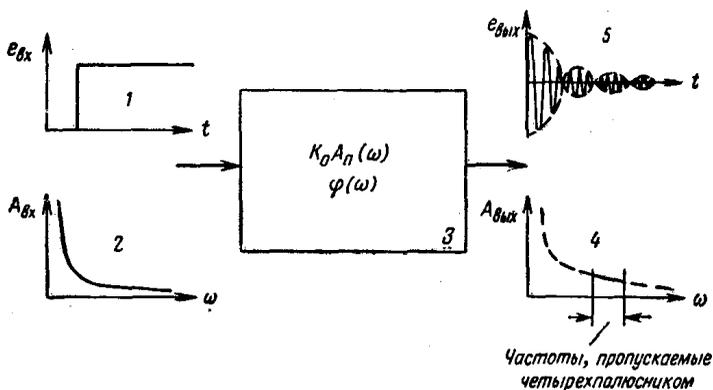


Рис. 1-13. Спектральный метод анализа ударного возбуждения приемника наводки.

выходе приемника 4 будет состоять из синусоидальных напряжений

$$\frac{K_0 E d \omega}{\pi \omega} A_{II}(\omega) \sin[\omega t + \varphi_{II}(\omega)],$$

бесконечно малые амплитуды которых

$$A_{ВЫХ}(\omega) d\omega = \frac{K_0 E d \omega}{\pi \omega} A_{II}(\omega) \quad (1-7)$$

зависят от частотной характеристики приемника.

Напряжение на выходе приемника наводки 5 получится в результате суммирования всех составляющих выходного спектра

$$e_{ВЫХ} = \frac{K_0 E}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{A_{II}(\omega)}{\omega} \sin[\omega t + \varphi_{II}(\omega)] d\omega. \quad (1-8)$$

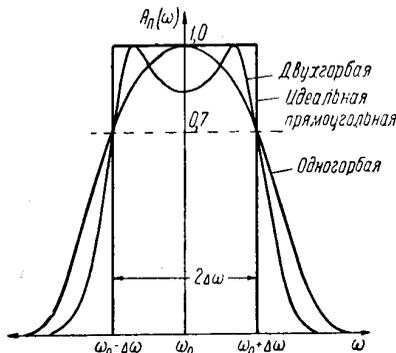


Рис. 1-14. Частотные характеристики приемника наводки.

Таким образом, для определения формы и амплитуды мешающих на-

пряжений на выходе приемника наводки необходимо вычислить интеграл вида (1-8). Эта задача, сложная для реальных характеристик приемника или полосового усилителя, весьма просто решается для идеального полосового усилителя с прямоугольной частотной характеристикой. Несмотря на то, что создать приемник с идеальной частотной характеристикой невозможно, рассмотрение его оказывается весьма полезным, так как процессы, протекающие в реальных резонансных системах, почти аналогичны процессам, протекающим в идеальной системе.

На рис. 1-14 показаны реальные и идеальная частотные характеристики. Обозначив границы полосы пропускания идеального приемника через  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ , получим, что прямоугольная частотная характеристика описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} A_{II}(\omega) = 0 & \text{при } \omega < \omega_0 - \Delta\omega, \\ A_{II}(\omega) = 1 & \text{при } \omega_0 - \Delta\omega < \omega < \omega_0 + \Delta\omega, \\ A_{II}(\omega) = 0 & \text{при } \omega > \omega_0 + \Delta\omega. \end{cases}$$

Учитывая эту систему уравнений, выражение (1-8) представляем в виде

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_0 E}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \frac{\sin(\omega t)}{\omega} d\omega. \quad (1-9)$$

Физический смысл этого преобразования показан на рис. 1-15. На верхнем графике дан спектр скачка на входе приемника, простирающийся на все частоты от 0 до  $\infty$ . На среднем графике дана частотная характеристика приемника, пропускающего без изменения соотношения амплитуд только частоты от  $\omega_0 - \Delta\omega$  до  $\omega_0 + \Delta\omega$  и не пропускающего все остальные частоты. На нижнем графике сплошной линией дан спектр на выходе, ограниченный указанными частотами. Этот спектр и подлежит суммированию, выполняемому интегралом (1-9).

При переходе от уравнения (1-8) к уравнению (1-9) была опущена фазовая характеристика приемника наводки. Эта характеристика определяет запаздывание сигналов на выходе приемника по отношению к моменту подачи скачка напряжения на его вход, которое нас не интересует. В то же время фазовая характеристика приемника с идеальной частотной характеристикой может быть различной в зависимости от того, каким способом получена эта идеальная, реально не существующая система. Поэтому расчет запаздывания сигналов может быть произведен только для приемника, выполненного по конкретной схеме, но не для идеального.

Если полоса пропускания приемника или полосового усилителя  $2\Delta\omega$  значительно меньше его резонансной (средней) частоты, то с вполне достаточной степенью точности можно считать, что амплитуды синусоидальных напряжений, составляющих спектр в пределах полосы пропускания, не зависят от частоты. Это допущение, показанное горизонтальной пунктирной линией на нижнем графике рис. 1-15, позволяет в уравнении (1-9) заменить  $\omega$  в знаменателе на  $\omega_0$  и вынести ее за знак интеграла.

В результате этого получаем выражение из которого следует, что выходное напряжение представляет собой синусоидальное колебание с частотой, равной средней

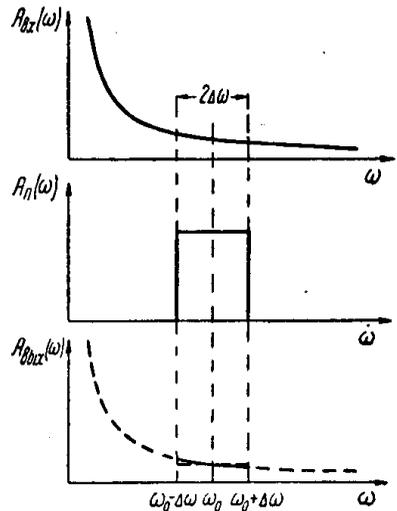


Рис. 1-15. Спектры на входе и выходе приемника наводки.

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_0 E}{\pi \omega_0} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \sin \omega t d\omega = \frac{K_0 E}{\pi \omega_0 t} [\cos(\omega_0 - \Delta\omega)t - \cos(\omega_0 + \Delta\omega)t] = \frac{K_0 E}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \sin \omega_0 t, \quad (1-10)$$

частоте полосы пропускания приемника наводки. Амплитуда этого колебания  $E_{\text{ВЫХ}}$  изменяется по закону

$$E_{\text{ВЫХ}} = \frac{2K_0 E}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{t}. \quad (1-11)$$

Для анализа этого выражения представим его в виде

$$E_{\text{ВЫХ}} = \frac{2K_0 E \Delta\omega}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t} = \frac{2K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi f_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t}, \quad (1-12)$$

где  $\Delta f_{0,7}$  — полная полоса пропускания приемника наводки.

В момент времени  $t = 0$  величина  $\frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t} = 1$ , поэтому максимальное значение огибающей амплитуд наведенного напряжения будет на выходе равно (рис. 1-16)

$$E_{\text{ВЫХ МАКС}} = \frac{K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi f_0}. \quad (1-13)$$

С течением времени огибающая будет уменьшаться, и через промежуток времени  $t = \tau = \frac{\pi}{\Delta \omega} = \frac{1}{\Delta f_{0,7}}$  величины  $\sin \Delta \omega t$  и  $E_{\text{ВЫХ}}$  станут равными

нулю. За время  $t = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\Delta \omega}$  величина  $\sin \Delta \omega t = 1$ , и огибающая снова достигнет максимума, который будет равен

$$E_{\text{ВЫХ}} = \frac{2}{3\pi} E_{\text{ВЫХ МАКС}} = 0,212 E_{\text{ВЫХ МАКС}}.$$

Далее, через время  $t = 2\tau$  выходное напряжение снова упадет до нуля, через время  $t = \frac{5}{2} \frac{\pi}{\Delta \omega}$  достигнет максимума, равного

$$\frac{2}{5\pi} E_{\text{ВЫХ МАКС}} = 0,127 E_{\text{ВЫХ МАКС}} \text{ и т.д.}$$

Таким образом, на выходе идеального полосового усилителя при подаче на вход его скачка напряжения получается затухающая серия высокочастотных импульсов на несущей частоте  $\omega_0$  с длительностью по основанию

$$\tau = \frac{1}{\Delta f_{0,7}} \quad (1-14)$$

и с максимальной амплитудой, определяемой выражением (1-13).

Спектр частот, проходящих через приемник с реальной частотной характеристикой, не будет строго ограничен частотами  $\omega_0 \pm \Delta \omega$ . Частоты, выходящие за пределы полосы пропускания, будут также проходить с постепенным снижением амплитуды по мере удаления от средней частоты. Это приводит к отсутствию четко выраженных минимумов в моменты  $\tau$ ,  $2\tau$  и т.д. и, следовательно, к стиранию границ между отдельными импульсами (рис. 1-16). Чем больше отличается частотная характеристика приемника наводки от идеальной, тем сильнее проявляется это сглаживание. В частности, для чаще всего применяемой частотной характеристики колоколообразного вида (рис. 1-14) серия импульсов переходит в один с растянутым задним срезом, продолжающимся в течение времени, равного  $(2 - 4) \tau$  (рис. 1-17).

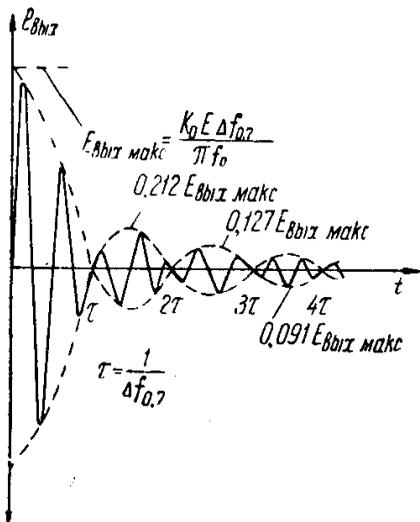


Рис. 1-16. Затухающая серия высокочастотных импульсов, вызванная скачком напряжения на входе идеального приемника.

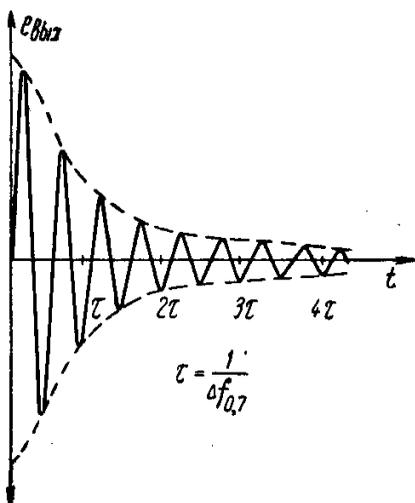


Рис. 1-17. Импульс с растянутым задним срезом, вызванный скачком напряжения на входе приемника с колоколообразной частотной характеристикой.

## 1-8. ПРОХОЖДЕНИЕ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ ЧЕРЕЗ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ И УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Если на вход радиоприемника или резонансного (полосового) усилителя наводится непрерывная последовательность прямоугольных видеоимпульсов длительностью  $\tau_1$  с периодом следования  $T$ , то ее можно рассматривать (рис. 1-18) как сумму положительных (включение) и отрицательных (выключение) скачков напряжения, посылаемых в моменты, соответствующие переднему фронту и заднему срезу наводимых импульсов. В результате каждого скачка получается затухающая серия импульсов или один импульс с растянутым срезом, как показано в предыдущем параграфе. Если длительности наводимых видеосигналов и интервалов между ними таковы, что процесс, вызванный предыдущим скачком, успевает полностью затухнуть к моменту отправки следующего скачка, то суммарное наведенное напряжение на выходе приемника представляет собой непрерывную последовательность затухающих серий импульсов, повторяющихся через промежутки времени  $\tau_1$  и  $T - \tau_1$ . Максимальная амплитуда и длительность этих импульсов определяются уравнениями (1-13) и (1-14).

При расчете устанавливающихся процессов принято считать, что про-

процесс заканчивается, когда он достигает 10% (для падающего процесса) или 90% (для нарастающего процесса) от своего максимального значения. Приняв эти границы, на основании рис. 1-16 будем считать, что процесс заканчивается через время

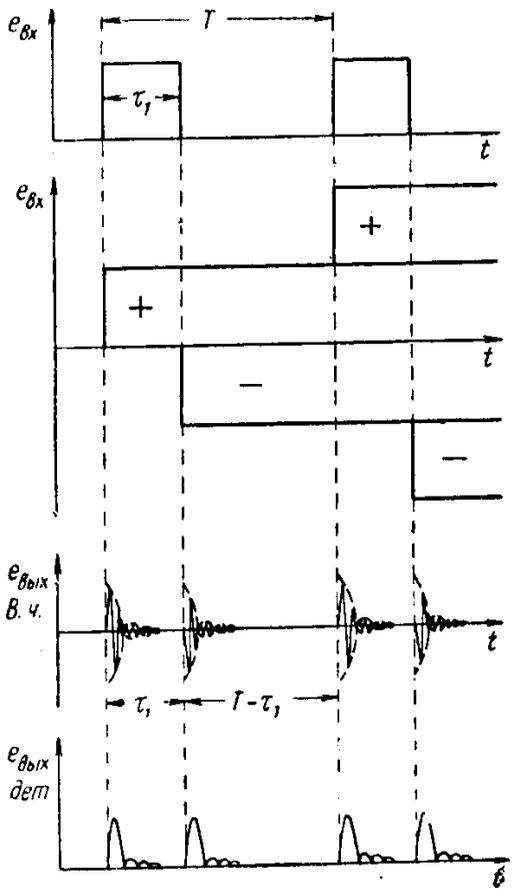


Рис. 1-18. Наводка непрерывной последовательности импульсов

при  $\tau_1 = \frac{4}{\Delta f_{0,7}}$ .

$4\tau = \frac{4}{\Delta f_{0,7}}$  с момента посылки

скачка. Отсюда следует, что если длительность наводимых импульсов

$\tau_1 > \frac{4}{\Delta f_{0,7}}$ , то все наведенные

серии импульсов будут независимыми.

Уменьшение длительности наводимых импульсов  $\tau_1$  приводит к тому, что в приемнике с прямоугольной частотной характеристикой затухающая серия импульсов, создаваемая отрицательным скачком, появляется тогда, когда еще не затухла предыдущая серия, вызванная положительным скачком. При этом происходит суммирование обеих серий с учетом разности фаз составляющих колебаний. Поскольку амплитуда второго импульса серии составляет всего 20% от амплитуды первого импульса, уменьшение длительности наво-

димых импульсов вплоть до величины  $\tau_1 = \frac{1}{\Delta f_{0,7}}$  (рис. 1-19) мало

отражается на суммарной амплитуде, но не на форме результирующего наведенного напряжения.

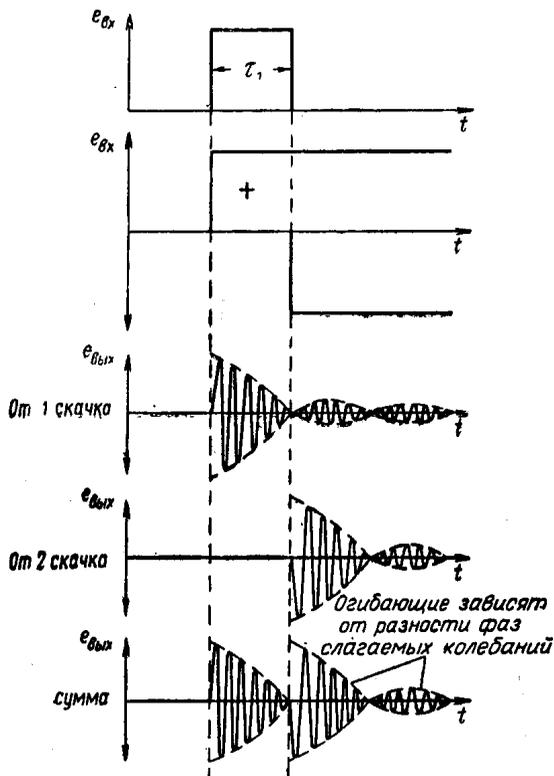


Рис. 1-19. Наводка импульса при  $\tau_1 = \frac{1}{\Delta f_{0,7}}$

Похожая картина получается в приемнике с однокоробчатой частотной характеристикой при подаче на него реального импульса с закругленными краями. При больших длительностях  $\tau_1$  и  $T - \tau_1$  наведенные высокочастотные импульсы вида, показанного на рис. 1-17, оказываются независимыми. В этом случае они повторяются через указанные промежутки времени. При малых длительностях подаваемых видеоимпульсов суммирование двух высокочастотных импульсов вида рис. 1-17, сдвинутых во времени на величину  $\tau_1$ , приводит к резким изменениям формы итогового импульса при незначительных изменениях длительности  $\tau_1$ .

## 1-9. ПРОХОЖДЕНИЕ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ МАЛОЙ СКВАЖНОСТИ ЧЕРЕЗ УЗКОПОЛОСНЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ И УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Когда длительность наводимых импульсов  $\tau_1$  и промежутков между ними  $T - \tau_1$  меньше, чем величина, обратная полосе пропускания приемника наводки  $\frac{I - 4}{\Delta f_{0,7}}$ , наведенные затухающие серии импульсов накладываются друг на друга. В этих случаях с помощью интеграла Фурье трудно оценить суммарный результат, даваемый наводкой непрерывной последовательности прямоугольных импульсов.

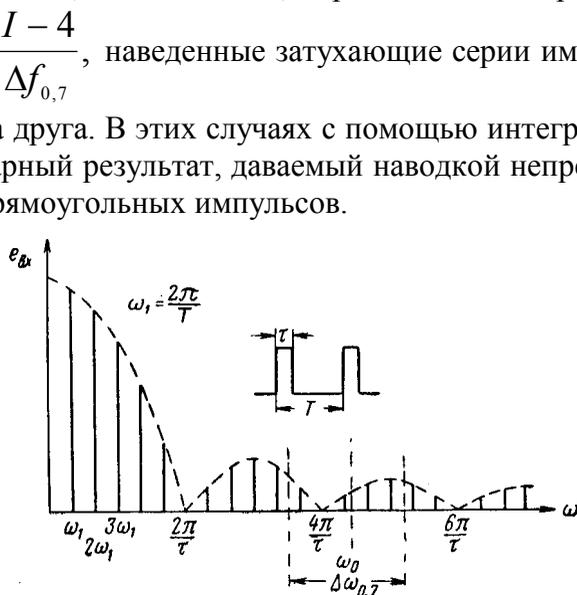


Рис. 1-20. Дискретный спектр непрерывной последовательности прямоугольных импульсов.

Как известно, разложение в ряд Фурье такой последовательности при разных длительностях  $\tau_1$  и  $T - \tau_1$  дает дискретный спектр вида, показанного на рис. 1-20. При настройке приемника на различные участки этого спектра получится различное соотношение амплитуд гармоник, пропускаемых приемником, и, следовательно, различная форма напряжения на его выходе. Зависимость этого напряжения от частоты настройки приемника  $\omega_0$ , его полосы пропускания  $\Delta\omega_{0,7}$ , длительности импульсов наводки  $\tau_1$  и их периода  $T$  приводит к большому числу частных случаев. Для упрощения задачи рассмотрим наводку меандра при  $\tau_1 = T - \tau_1$ , который характеризуется только одним периодом  $T$  (рис. 1-21).

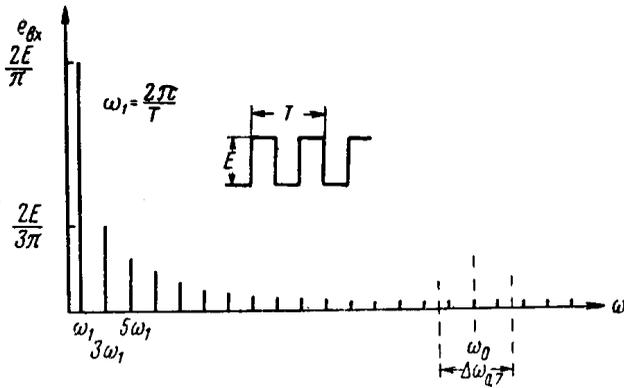


Рис. 1-21. Дискретный спектр меандра

Разложение меандра в ряд Фурье, опуская постоянную составляющую, которая через приемник наводки не проходит, содержит только нечетные гармоники

$$e_{BX} = \frac{2E}{\pi} \left( \sin \omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega_1 t + \dots \right), \quad (1-15)$$

причем амплитуда каждой гармоники обратно пропорциональна ее номеру  $n$ . Здесь  $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$  - угловая частота меандра.

Через приемник наводки с идеальной прямоугольной частотной характеристикой, настроенный на частоту  $\omega_0 \gg \omega_1$ , пройдет только несколько соседних высоких гармоник, усиленных в  $K_0$  раз и укладывающихся в пределы полосы пропускания приемника  $\Delta\omega_{0,7} = 2\Delta\omega$ .

Средней частоте полосы пропускания соответствует гармоника с номером  $n_0 = \omega_0 / \omega_1$ , кроме нее будут проходить гармоники с номерами  $n_0 \pm 2$ ,  $n_0 \pm 4$  и т. д. вплоть до  $n_0 \pm \Delta\omega / \omega_1$ . Если приемник имеет прямоугольную частотную характеристику и  $n_0 \gg \Delta\omega / \omega_1$ , то можно принять, что все гармоники на выходе приемника имеют одинаковую амплитуду

$\frac{2EK_0}{\pi n_0} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0}$ . С учетом этих допущений напряжение на выходе приемника будет

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} [\sin\omega_0 t + \sin(\omega_0 + 2\omega_1)t + \sin(\omega_0 - 2\omega_1)t + \sin(\omega_0 + 4\omega_1)t + \sin(\omega_0 - 4\omega_1)t + \dots + \sin(\omega_0 + \Delta\omega)t + \sin(\omega_0 - \Delta\omega)t].$$

Применяя к написанным в скобках синусам разложение

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin\alpha \cos\beta \pm \cos\alpha \sin\beta,$$

группируя их попарно и вынося за скобку  $2\sin\omega_0 t$ , получим

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{4EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \sin\omega_0 t \times \left( \frac{1}{2} + \cos 2\omega_1 t + \cos 4\omega_1 t + \cos 6\omega_1 t + \dots + \cos \Delta\omega t \right). \quad (1-16)$$

После введения обозначений  $u = 2\omega_1 t$  и  $n_1 u = \Delta\omega t$  написанная в скобках сумма косинусов приводится к виду

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} + \cos u + \cos 2u + \cos 3u + \dots + \cos n_1 u = \\ & = \frac{1}{2} + \sum_{k=1}^{k=n_1} \cos ku = \frac{\sin(n_1 + \frac{1}{2})u}{2 \sin \frac{u}{2}} = \frac{\sin(\Delta\omega + \omega_1)t}{2 \sin \omega_1 t}. \end{aligned}^*$$

Таким образом, напряжение на выходе приемника будет

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin(\Delta\omega + \omega_1)t}{\sin \omega_1 t} \sin \omega_0 t, \quad (1-17)$$

т. е. представляет собой синусоидальное напряжение, частота которого равна средней частоте полосы пропускания приемника наводки, а амплитуда изменяется по закону

$$E_{\text{ВЫХ}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin(\Delta\omega + \omega_1)t}{\sin \omega_1 t}. \quad (1-18)$$

Рассмотрим несколько частных случаев.

Если приемник наводки имеет настолько узкую полосу пропускания, что через нее проходит только одна гармоника из спектра наводимого мандра, то  $\Delta\omega \ll \omega_1$  и ею можно пренебречь в сумме  $\Delta\omega + \omega_1$ . Тогда на выходе получается чисто синусоидальное напряжение

---

\* Доказательство правильности этого преобразования для частной суммы ряда Фурье имеется в курсе математического анализа Г. П. Толстова, Государственное издательство технико-теоретической литературы, Москва, 1957, т. II, стр. 526.

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \sin \omega_0 t. \quad (1-19)$$

Если приемник наводки имеет настолько широкую полосу пропускания, что через нее проходит большое число гармоник спектра, то  $\omega_1 \ll \Delta\omega$ , ею можно пренебречь в сумме  $\Delta\omega + \omega_1$  и

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{\sin \omega_1 t} \sin \omega_0 t. \quad (1-20)$$

Ввиду малости углов  $\omega_1 t$  по сравнению с  $\Delta\omega t$  можно считать, что  $\sin \omega_1 t \approx \omega_1 t$ , тогда выражение (1-20) обращается в

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{2EK_0}{\pi\omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \sin \omega_0 t, \quad (1-21)$$

аналогичное выражению (1-10), подробно разобранному в § 1-7. Это показывает, что при любом способе анализа случая, когда приемник наводки пропускает весьма широкую полосу частот, результат получается один и тот же - на выходе наблюдаются затухающие серии высокочастотных импульсов (рис. 1-16).

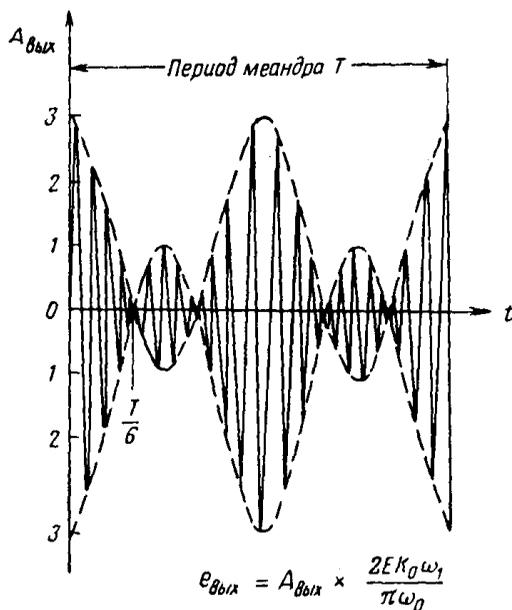


Рис. 1-22. Форма напряжения на выходе приемника наводки, пропускающего три гармоники основной частоты наводимого меандра.

Для промежуточных случаев, когда полоса пропускания приемника наводки одного порядка с частотой наводимого меандра, приходится пользоваться основными уравнениями (1-17) и (1-18). Для определения мак-

симального значения огибающей амплитуд наведенного напряжения учтем, что при  $t \rightarrow 0$  отношение

$$\frac{\sin(\Delta\omega + \omega_1)t}{\sin \omega_1 t} \rightarrow \frac{\Delta\omega + \omega_1}{\omega_1} = \frac{\Delta\omega}{\omega_1} + 1 = \frac{\Delta f_{0,7}}{2f_1} + 1 = p,$$

где  $p$  — число гармоник частоты меандра  $f_1$ , пропускаемых приемником наводки.

Подставляя эту величину в выражение (1-18), получим, что максимальное значение огибающей на выходе приемника наводки, пропорциональное числу пропускаемых гармоник, равно

$$E_{\text{ВЫХ МАКС}} = \frac{2EK_0 f_1}{\pi f_0} p. \quad (1-22)$$

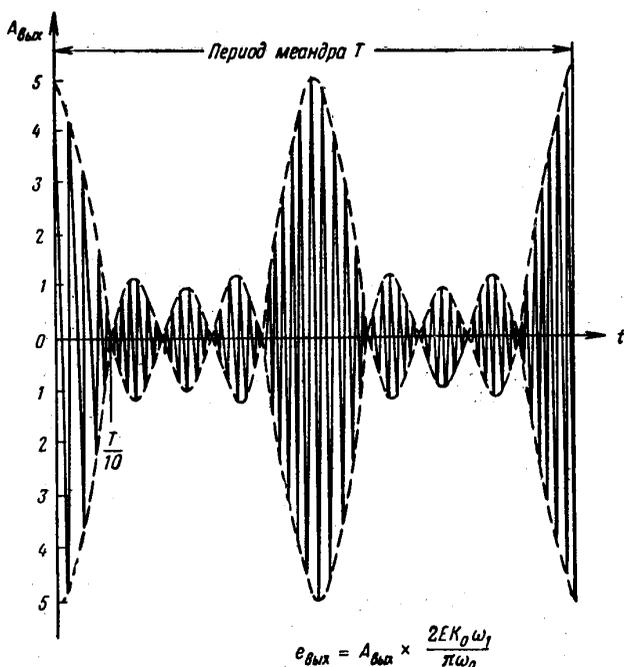


Рис. 1-23. Форма напряжения на выходе приемника наводки, пропускающего пять гармоник основной частоты наводимого меандра.

При определении формы выходного напряжения приходится строить график по уравнению (1-17) для каждого частного случая. Так, если через приемник наводки проходят три гармоники частоты  $\omega_1$  то половина полосы пропускания  $\Delta\omega=2\omega_1$  и мгновенные значения выходного напряжения определяются уравнением

$$e_{\text{ВЫХ } 3} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin 3\omega_1 t}{\sin \omega_1 t} \sin \omega_0 t. \quad (1-23)$$

Построенная по этому уравнению зависимость выходного напряжения от времени дана на рис. 1-22.

На рис. 1-23 приведена форма напряжения на выходе приемника наводки, пропускающего пять гармоник частоты  $\omega_1$ , и построенная по уравнению

$$e_{\text{ВЫХ } 3} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin 5\omega_1 t}{\sin \omega_1 t} \sin \omega_0 t. \quad (1-24)$$

Через реальный приемник наводки с однокоробой частотной характеристикой гармоники частоты  $\omega_1$  будут проходить с изменением соотношения амплитуд, зависящим от формы частотной характеристики и ее расположения относительно спектра наводимого меандра.

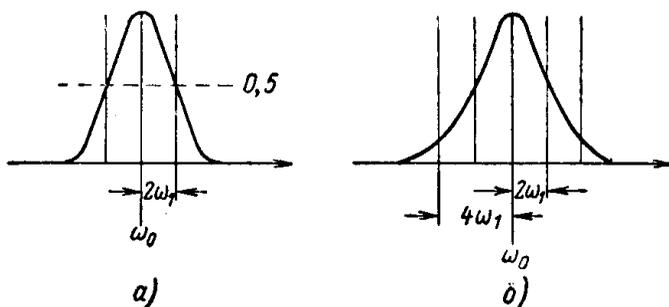


Рис. 1-24. Изменение соотношения амплитуд гармоник наводимого меандра частотной характеристикой приемника.

При этом максимальное значение и форма наводимого напряжения будут отличаться от приведенных выше. Так, например, (рис. 1-24,а) вариант для трех гармоник, описанный уравнением (1-23) и показанный на рис. 1-22, может обратиться в известный случай 100%-ной модуляции напряжения частоты  $\omega_1$  напряжением частоты  $2\omega_1$ . Вариант для пяти гармоник (1-24) и рис. 1-23 может обратиться в такой же случай 100%-ной модуляции напряжения частоты  $\omega_0$  напряжением частоты  $2\omega_1$  искаженным второй гармоникой этой частоты  $4\omega_1$ , в соответствии с рис. 1-24,б и т. д.

## 1-10. СКАЧОК ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИЛИ ТОКА КАК ПРИЧИНА ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ НАВОДКИ

Скачки переменных высокочастотных напряжений или токов, поступающие на вход ненастроенных на их основную частоту и гармоники радиоприемников и полосовых усилителей, могут явиться причиной наводки.

Пусть на вход приемника поступает скачок переменного напряжения (рис. 1-25,а), характеризующийся величинами

$$\begin{aligned} e_{BX} &= 0 && \text{для } t < 0, \\ e_{BX} &= E \sin \omega_0 t && \text{для } t > 0. \end{aligned}$$

Такой скачок эквивалентен модуляции переменного несущего напряжения  $E \sin \omega_0 t$  скачком постоянного напряжения рис. 1-12, который представляется в виде спектра, описанного уравнением (1-5). Отсюда следует, что уравнение кривой рис. 1-25,а может быть дано в виде

$$e_{BX} = E \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right) \sin \omega_0 t. \quad (1-25)$$

Путем несложных выкладок это выражение преобразовывается в

$$e_{BX} = \frac{E}{2} \sin \omega_0 t + \frac{E}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \cos \omega t d\omega, \quad (1-26)$$

из которого следует, что скачок переменного напряжения частоты  $\omega_0$  эквивалентен непрерывному спектру частот от 0 до  $\infty$ . Бесконечно малые амплитуды напряжений этих частот падают с удалением от основной несущей частоты  $\omega_0$ . Каждой боковой частоте  $\omega_1$  соответствует симметрично расположенная боковая частота  $\omega'_1$  (рис. 1-25,б).

Если на приемник, настроенный на частоту  $\omega_0$ , с идеальной частотной характеристикой, простирающейся между частотами  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ , поступает спектр, описанный уравнением (1-26), то в зависимости от соотношения между частотами  $\omega_0$  и  $\omega_0$  возможны следующие результаты (рис. 1-26).

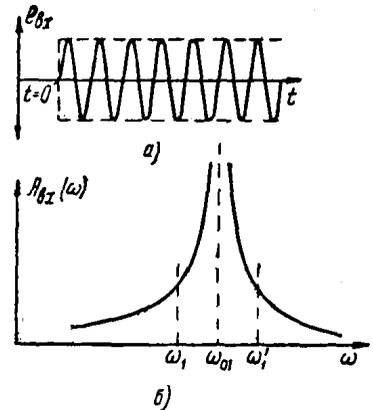


Рис. 1-25. Скачок переменного напряжения и его спектр.

При совпадении частот  $\omega_0 = \omega_0$  приемник настроен на несущую частоту скачка, что соответствует нормальной (не паразитной) связи между

приемником и генератором. Небольшое расхождение между частотами  $\omega_0$  и  $\omega_{01}$  приводит к искажениям в этой нормальной связи.

Рассмотрение этих двух случаев выходит за пределы темы настоящей книги. Полезно только отметить, что избирательность приемника при подаче на него скачков напряжения (импульсов) намного хуже избирательности, определяемой по непрерывному сигналу. Частотная характеристика радиоприемника или резонансного усилителя, снимаемая при подаче на его вход импульсов на различных несущих частотах  $\omega_{01}$  зависит от суммарного действия всех частот спектра подаваемого сигнала, попадающих в пределы полосы частот, пропускаемых приемником. Она получается различной для различной формы, длительности и частоты подаваемых импульсов и характеризует не столько приемник, сколько подаваемые на него сигналы.

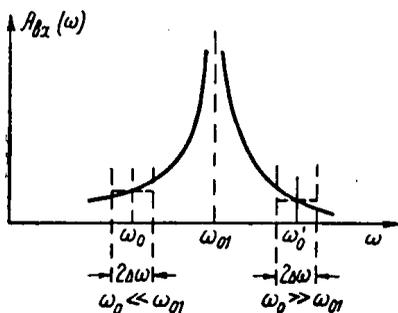


Рис. 1-26. Соотношения между спектром скачка переменного напряжения и частотой настройки приемника

Паразитные наводки от скачка высокочастотного напряжения возможны при большом расхождении частот  $\omega_{01}$  и  $\omega_0$ , когда приемник наводки настроен на значительно более высокую ( $\omega_0 \gg \omega_{01}$ ) или значительно более низкую ( $\omega_0 \ll \omega_{01}$ ) частоту, чем источник наводки. При этом задача делается совершенно аналогичной решенной в § 1-8 задаче о наводке от скачка постоянного напряжения. Разница определяется только другой спектральной функцией скачка. Не приводя промежуточных рассуждений, на основании рис. 1-

26, уравнения (1-26) и по аналогии с уравнением (1-9) можно написать, что выходное напряжение приемника наводки будет,

$$e_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_0 E}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega^2} \cos \omega t d\omega. \quad (1-27)$$

Предполагая, что в пределах полосы пропускания  $2\Delta\omega_0$  амплитуды напряжений, составляющих спектр, не зависят от частоты, можно в знаменателе подынтегрального выражения заменить  $\omega$  на  $\omega_0$ . Тогда получим

$$\begin{aligned} e_{\text{ВЫХ}} &= \frac{K_0 E}{\pi} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega_0^2} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \cos \omega t d\omega = \\ &= \frac{2K_0 E}{\pi} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega_0^2} \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \cos \omega_0 t. \end{aligned} \quad (1-28)$$

Из этого выражения следует, что получившиеся в приемнике наводки колебания имеют частоту, равную частоте настройки приемника наводки и совершенно независимую от частоты источника наводки.

Выражение (1-28) отличается от (1-10) только другой частотной зависимостью: вместо  $\frac{1}{\omega_0}$  при скачке высокой частоты имеется зависимость

$\frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega_0^2}$ . В остальном выражения аналогичны и в рассматриваемом здесь случае также получается затухающая серия импульсов, как при скачке постоянного напряжения. Поэтому можно, опустив промежуточные рассуждения, по аналогии с (1-13) написать выражение для максимального значения наведенного напряжения

$$E_{\text{ВЫХ МАКС}} = \frac{K_0 E f_{0,7}}{\pi} \frac{f_{01}}{f_{01}^2 - f_0^2}. \quad (1-29)$$

Посмотрим, какой из двух источников - скачок постоянного напряжения или скачок переменного напряжения - дает большую наводку при прочих равных условиях. Для этого нужно взять отношение уравнений (1-13) и (1-29)

$$\frac{E_{\text{ВЫХ МАКС}} \text{ от скачка}}{E_{\text{ВЫХ МАКС}} \text{ от скачка}} = \frac{f_{01}^2 - f_0^2}{f_0 f_{01}}. \quad (1-30)$$

Из этого отношения следует, что если частота источника наводки значительно выше частоты  $f_{01} \gg f_0$  настройки приемника (рис 1-26, левая часть), то отношение напряжений наводки будет равно  $f_{01}/f_0$ . Если изменить частоту настройки приемника так, чтобы она стала выше частоты источника  $f_0 \gg f_{01}$ , то отношение напряжений наводки будет равно  $f_0/f_{01}$ . В обоих отношениях числитель больше знаменателя, откуда следует, что скачок постоянного напряжения создает большую наводку, чем скачок переменного напряжения.

Для примера подсчитаем отношение напряжений наводки от обоих видов скачков на приемники, работающие на волнах 10 м ( $f_0 = 30 \text{ МГц}$ ) и 10 см ( $f_0 = 3000 \text{ МГц}$ ), при работе передатчика на волне 1 м ( $f_{01} = 300 \text{ МГц}$ ). Указанные отношения будут равны

$$\frac{f_{01}}{f_0} = \frac{300}{30} = \frac{f'_{01}}{f_{01}} = \frac{3000}{300} = 10,$$

и, следовательно, наводка от скачка постоянного напряжения в разобранных идеальных условиях будет в 10 раз превосходить наводку от скачка высокочастотного напряжения.

## 1-11. НАВОДКА ИМПУЛЬСОВ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ НА НЕНАСТРОЕННЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ И УСИЛИТЕЛИ

Напряжение импульсных высокочастотных генераторов, поступаая на вход радиоприемников и усилителей высокой частоты, не настроенных на несущую частоту генераторов, может служить причиной двух видов паразитной наводки.

Первый вид наводки может проявиться только в полосовых резонансных системах и аналогичен прохождению видеоимпульсов через такие системы, разобранному в § 1-8 и 1-9. Идеальный прямоугольный импульс высокой частоты может быть (рис. 1-27) представлен в виде двух скачков переменного напряжения, посылаемых в моменты, соответствующие фронту и срезу импульса, причем второй скачок имеет обратную фазу по высокой частоте.

Поскольку действие каждого скачка переменного напряжения отличается от действия скачка постоянного напряжения только величиной постоянного коэффициента, зависящего от соотношения частот передатчика и приемника, то и эффект, создаваемый импульсами высокой частоты, качественно не отличается от изображенного на рис. 1-18 и 1-19.

При рассмотрении наводки импульсов высокой частоты малой скважности на узкополосные радиоприемники и усилители, когда удобнее пользоваться разложением в ряд Фурье, форма напряжения, получающегося на выходе приемника наводки, совпадает с показанной на рис. 1-22 и 1-23.

Что же касается количественных соотношений, то необходимо учесть, что на практике мощные импульсные генераторы часто не работают пря-

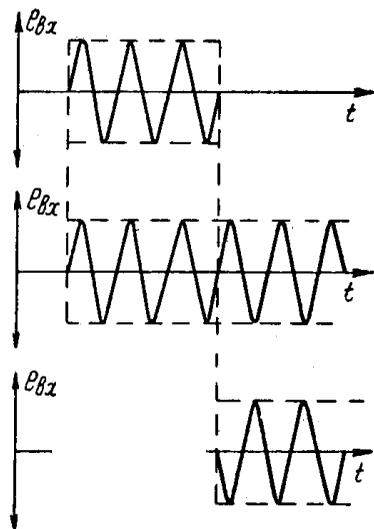


Рис. 1-27. Импульс высокой частоты как сумма двух скачков переменного напряжения.

моугольными импульсами, так как это невыгодно с точки зрения полезного использования всей излучаемой энергии. Спектр частот, излучаемых генератором, стараются ограничивать в пределах полосы  $f_{0l} \pm (1 \div 2)/\tau$ , считая, что частоты, выходящие за пределы этой полосы, все равно, не попадут в полосу частот  $\Delta f_{0,7}$ , используемую приемником. Такое ограничение спектра является причиной снижения первого вида наводки импульсов высокой частоты по сравнению с наводкой видеоимпульсов дополнительно к снижению, определяемому соотношением (1-30). К работе прямоугольными высокочастотными импульсами приходится прибегать только в нестабилизированных генераторах (магнетроны и др.) для устранения частотной модуляции, возникающей из-за наклона краев модулирующего импульса. Такие генераторы применяются лишь на очень высоких частотах, когда соотношение между  $\omega_0$  и  $\omega_{01}$  велико. В результате первый вид наводки высокочастотных импульсов встречается крайне редко.

Второй вид наводки может проявиться в любых системах, содержащих нелинейные элементы. Из-за недостаточной избирательности входных цепей приемника наводки, вызванной неудачным монтажом их и неучтенными паразитными контурами, настроенными на частоты, резко отличные от рабочих частот прибора, на сетке первой лампы прибора или на другом входном нелинейном элементе - полупроводниковом или вакуумном диодном смесителе, полупроводниковом триоде - могут оказаться импульсы высокой частоты довольно большого напряжения. Незначительная нелинейность рабочего участка входного элемента приводит к появлению эффекта детектирования любого из известных видов: диодного, сеточного или анодного. В результате на выходе нелинейного элемента получается не только высокочастотный импульс, но и видеоимпульс, дальнейшее прохождение которого происходит так, как разобрано в § 1-8 и 1-9.

Наводка импульсов высокой частоты в основном производится путем детектирования, т. е. преобразования их в видеоимпульсы. При этом импульсы высокой частоты могут по любой цепи связи попадать на входные или промежуточные элементы приемника наводки. Достаточно того, чтобы на выходе какого-либо промежуточного нелинейного элемента получились наведенные видеоимпульсы, как работа прибора нарушается.

Это же явление может нарушить нормальную работу прибора не только, если оно получается как результат наводки мешающих импульсов высокой частоты. Так, например, если подавать на вход импульсного супергетеродинного приемника высокочастотные импульсы на несущей частоте, соответствующей его настройке, увеличивая постепенно их амплитуду, то когда напряжение сигнала на смесителе делается одного Рис.

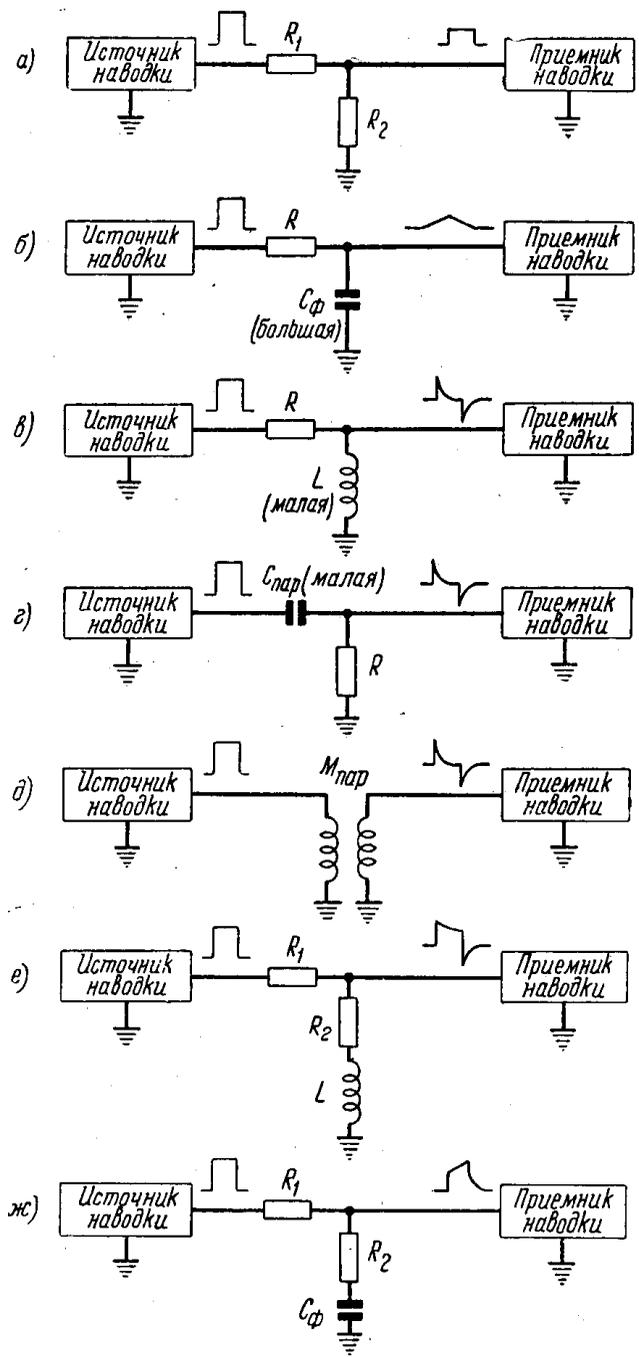


Рис. 1-28. Возможные варианты паразитной наводки видеоимпульса

порядка с напряжением гетеродина, приемник перестает действовать как, супергетеродинный. Сигналы будут проходить при, выключенном или сильно расстроенном гетеродине, так как на средний ток перегруженного смесителя накладывается видеоимпульс, проходящий затем через усилители, как разобрано выше. Вообще надо учитывать, что *появление видеоимпульсов в элементах, работающих на высоких и промежуточных частотах, указывает на их перегрузку и связанные с ней ненормальности в работе.*

## **1-12. НАВОДКА ВИДЕОИМПУЛЬСОВ НА ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ И ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ**

Напряжение видеоимпульсов, имеющееся в цепях источника наводки, может попасть на вход видеоусилителя или любой другой схемы, которая может оказаться приемником наводки, по одной или несколькими из рассмотренных цепей паразитной связи. Если паразитная связь между источником и приемником наводки осуществляется через общее активное сопротивление (рис. 1-28,а), то видеоимпульс источника попадет на вход приемника наводки без изменения формы. Его амплитуда только уменьшится в результате действия делителя, составленного из сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Если паразитная связь осуществляется через общую большую емкость, например, через выходной конденсатор фильтра питания (рис. 1-28,б), то, начиная с момента  $t_1$ , соответствующего фронту импульса источника (рис. 1-29,б), связывающая емкость будет медленно заряжаться (или разряжаться) вплоть до момента  $t_2$ , соответствующего срезу импульса источника. За время  $\tau_1$  напряжение на конденсаторе успеет повыситься на величину  $\Delta$ , на которую он и должен разрядиться до следующего импульса. Таким образом, при связи через общую большую емкость на приемнике наводки получаются импульсы с сильно растянутыми краями. Эта цепь паразитной связи действует как интегрирующая. При связи через общую небольшую индуктивность (рис. 1-28,в и 1-29,в) в момент  $t_1$  через нее проходит быстро нарастающий ток, индуктирующий напряжение

$L \frac{di}{dt}$  падающее по мере установления тока. В момент  $t_2$  этот ток быстро спадает и индуктирует напряжение обратного знака. В результате на входе приемника наводки получаются два коротких импульса разных знаков в моменты, соответствующие краям импульса источника наводки. Эта цепь паразитной связи действует как дифференцирующая.

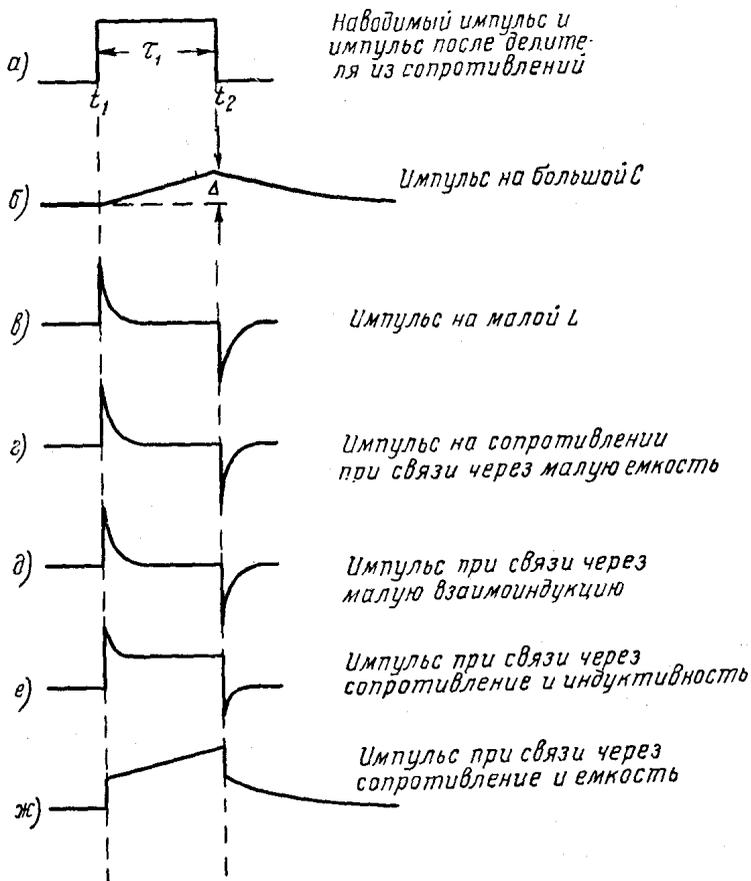


Рис. 1-29. Форма импульсов при различных вариантах паразитной связи.

Такое же дифференцирование дает связь через емкость  $C_{\text{пар}}$ , которая всегда невелика (рис. 1-28,г и 1-29,г). Здесь в момент времени  $t_1$  через сопротивление  $R$  протекает максимальный зарядный ток, быстро спадающий затем по мере заряда емкости  $C_{\text{пар}}$ . В момент  $t_2$  происходит разряд емкости  $C_{\text{пар}}$  и по сопротивлению протекает разрядный ток.

Связь через паразитную взаимную индуктивность (рис. 1-28,д и 1-29,д) эквивалентна передаче импульсов через трансформатор с малой индуктивностью (пик-трансформатор), дающий также дифференцирование импульсов, так как в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  на индуктивности, соединенной с приемником наводки, индуктируются быстро спадающие напряжения  $\pm M di/dt$ .

Наличие одновременно двух видов связи приводит к более сложным

формам сигнала на входе приемника наводки. Так, например, при связи через общие последовательно соединенные сопротивление и индуктивность (рис. 1-28,е) на вход приемника наводки поступает сигнал, форма которого получается в результате суммирования кривых рис. 1-29,а и 1-29,в; при связи через общие последовательно соединенные сопротивление и емкость получается сумма кривых рис. 1-29,а и 1-29,б, показанная на рис. 1-29,ж.

Сравнивая эти рисунки с показаниями осциллографа на выходе приемника наводки, можно определить вид паразитной связи. При этом нужно иметь в виду, что рисунки сделаны для идеально прямоугольного импульса в источнике наводки. Если форма этих импульсов заметно отклоняется от прямоугольной, то наблюдаемые на осциллографе импульсы будут отличаться от импульсов рис. 1-29. Кроме того, в различных вариантах схем паразитной связи рис. 1-28 могут еще быть не показанные дополнительные паразитные емкости и индуктивности, образующие с некоторыми цепями резонансные контуры, в которых может возникнуть ударное возбуждение, накладывающееся на импульсы рис. 1-29.

К виду связи через паразитную емкость (рис. 1-28,г) относится связь через запертую лампу или лампу с выключенным накалом. При подаче на такую лампу видеоимпульсов достаточной амплитуды благодаря дифференцирующим свойствам цепи, составленной из проходной емкости лампы  $C_{ag}$  и анодной нагрузки, в анодной цепи лампы получаются остроконечные импульсы вида рис. 1-29,г, которые могут накладываться на полезные сигналы, снимаемые с анода.

## **ЕМКОСТИ, ИНДУКТИВНОСТИ И ВЗАИМОИНДУКТИВНОСТИ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ПРОВОДОВ**

В процессе проектирования радиоэлектронных приборов и экспериментального подавления в них паразитных наводок часто требуется быстро оценить значимость того или иного из разобранных видов паразитной связи. Эти связи в большем числе случаев осуществляются за счет неучтенных параметров соединительных проводов. Ниже предлагаются простые таблицы, в которых даны ориентировочные значения этих параметров, вычисленные на основании формул и графиков, приведенных в литературе [2].

Таблица 1-1

Сопrotивление и индуктивность медного прямого проводника

| Диаметр<br>провода, мм | Сопrotивление при<br>длине провода | Индуктивность при длине<br>провода, мкГн |        |        |
|------------------------|------------------------------------|--|--------|--------|
|                        |                                    | 50 мм                                    | 100 мм | 200 мм |
| 0,1                    | 0,22                               | 0,07                                     | 0,15   | 0,33   |
| 0,5                    | $8,9 \cdot 10^{-3}$                | 0,05                                     | 0,12   | 0,26   |
| 1,0                    | $2,3 \cdot 10^{-3}$                | 0,04                                     | 0,10   | 0,23   |
| 2,0                    | $0,56 \cdot 10^{-3}$               | 0,035                                    | 0,08   | 0,20   |

Таблица 1-2

Емкость провода, параллельного корпусу прибора

| Диаметр | Емкость на 100 мм при расстоянии<br>между проводом и корпусом, пф |       |        |
|---------|---|-------|--------|
|         | 1 мм  | 10 мм | 100 мм |
| 0,1     | 1,5   | 0,9   | 0,7    |
| 0,5     | 2,7   | 1,4   | 0,8    |
| 1,0     | 4,0   | 1,6   | 0,9    |
| 2,0     | 8,0   | 1,8   | 1,0    |

Таблица 1-3

Емкость двух параллельных проводов,  
удаленных от корпуса

| Диаметр<br>провода,<br>мм | Емкость на 100 мм при расстоянии<br>между проводами, пф |       |       |
|---------------------------|---|-------|-------|
|                           | 2 мм  | 10 мм | 50 мм |
| 0,1                       | 0,75  | 0,5   | 0,04  |
| 0,5                       | 1,4   | 0,75  | 0,05  |
| 1,0                       | 2,0   | 0,9   | 0,06  |
| 2,0                       | 5,0   | 1,3   | 0,07  |

**Взаимоиндуктивность между двумя параллельными  
проводами одной длины**

| Длина<br>провода,<br><i>мм</i> | Взаимоиндуктивность при рас-<br>стоянии между проводами, <i>мкГн</i> |              |              |
|--------------------------------|--|--------------|--------------|
|                                | <i>1 мм</i>  | <i>10 мм</i> | <i>30 мм</i> |
| 50                             | 0,03   | 0,015        | 0,008        |
| 100                            | 0,07   | 0,04         | 0,024        |
| 200                            | 0,17   | 0,11         | 0,07         |

# ГЛАВА ВТОРАЯ

## ЭКРАНИРОВАНИЕ И РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ЦЕПИ

### 2-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ФИЗИЧЕСКИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

Подавление паразитных наводок в большинстве случаев сводится к устранению или ослаблению до допустимых величин паразитных связей между источниками и приемниками наводок путем экранирования и развязывания цепей.

Экран является существенной частью конструкции и схемы почти любого радиотехнического прибора. Он выполняет функции защиты отдельных каскадов или цепей одного прибора и приборов в целом от нежелательных взаимных влияний. Рациональное экранирование прибора является одной из важнейших задач, стоящих перед конструктором. Неудачное решение этой задачи приводит к ухудшению технических характеристик, несоответствию их расчетным данным, усложнению и удорожанию прибора.

Определение необходимости той или иной степени экранирования данной электрической цепи, так же как и определение достаточности того или иного вида экрана, к сожалению, не поддается техническому расчету. Дело в том, что известные теоретические решения отдельных простейших задач оказываются неприменимыми к сложным электрическим цепям, состоящим из произвольно расположенных в пространстве элементов, излучающих электромагнитную энергию в самых разнообразных направлениях. Для расчета экрана пришлось бы учитывать влияние всех этих отдельных излучений, что невозможно.

Вследствие невозможности технического расчета экрана единственным способом нахождения его рациональной конструкции является эксперимент. Но и здесь приходится сталкиваться с большими трудностями. Как известно, экран это не мелкая деталь прибора, легко подбираемая путем двух-трех замен. Экран зачастую представляет собой сложный комплекс деталей - корпус прибора, кожух, перегородки, фильтрующие ячейки, - совместное действие которых дает необходимый результат

Все детали, входящие в состав схемы и конструкции экрана независимо от принципа их действия будем называть экранирующими деталями.

Экспериментальная проверка эффективности данной конструкции экрана может быть произведена, очевидно, только после изготовления образца прибора. Изменение конструкции экрана и проверка этой измененной конструкции приводят большей частью к сложным переделкам прибора или даже к изготовлению его нового образца. Поэтому от конструктора, работающего в этой области, требуется особенно ясное понимание физического действия каждой экранирующей детали и ее относительного значения в комплексе деталей экрана.

В настоящей главе в простой форме рассматриваются физические процессы и вопросы практического применения тех или иных видов экранирования.

Начнем с основного определения понятия экранирования.

*Экранированием мы будем называть локализацию электромагнитной энергии в пределах определенного пространства, достигаемую путем преграждения распространения электромагнитной энергии всеми возможными способами.*

Для ясного понимания этой формулировки представим себе (рис. 2-1) некоторый высокочастотный генератор, питаемый от сети постоянного или переменного тока. Очевидно, что этот генератор будет излучать в окружающее пространство электромагнитную энергию. При этом излучающими элементами могут быть как отдельные детали самого генератора, так и цепь питания. Экранирование применяется тогда, когда требуется защитить внешнее по отношению к генератору пространство от электромагнитного поля, создаваемого генератором.

Так, в примере, изображенном на рис. 2-2, электромагнитная энергия ограничивается с помощью экрана, состоящего из металлического кожуха и фильтрующей цепи.

\* По общепринятой терминологии под экраном понимаются элементы механической конструкции, но не электрической схемы прибора. При этом фильтрующие ячейки и развязывающие цепи считаются отдельными элементами, действующими независимо от экрана. Такое представление разграничивает механическую и электрическую конструкции прибора и приводит часто к неверным решениям общих конструктивных задач. Четкое понимание того, что фильтрующие ячейки являются неразрывной составной частью экрана, сильно помогает при совместном электрическом и механическом конструировании прибора. Поэтому автор счел полезным изменить привычную терминологию и распространить понятие экранирования на преграждение распространения электромагнитной энергии любым способом

Из этих экранирующих деталей первая препятствует распространению энергии, излучаемой непосредственно деталями генератора, а вторая преграждает путь распространению энергии вдоль проводов питания.

Различают следующие четыре вида электромагнитных связей, ко-

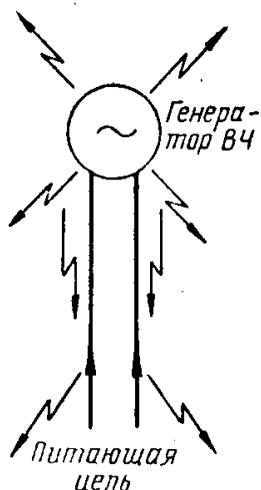


Рис. 2-1. Излучение генератора высокой частоты.

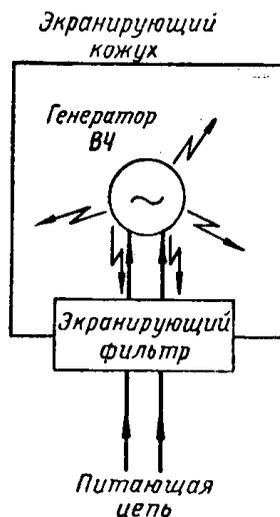


Рис. 2-2. Экранирование генератора высокой частоты.

которые могут возникнуть между двумя электрическими цепями, находящимися на некотором расстоянии друг от друга:

- через электрическое поле,
- через магнитное поле,
- через электромагнитное поле,
- через провода, соединяющие эти цепи.

Качество экранирования может быть различным. Некоторые сложные экраны могут дать «полное» экранирование, при котором за их пределами паразитное излучение генератора не может быть обнаружено известными способами, т. е. будет меньше уровня внутренних шумов обнаруживающих приборов. Такое полное экранирование применяется довольно редко, лишь в особо ответственной аппаратуре.

Очевидно, что полное экранирование может быть получено только подавлением всех четырех видов электромагнитных связей. В большинстве же случаев требования к эффективности экранирования могут быть сильно понижены и задачей экрана будет то или иное частичное ослабление электромагнитных связей между различными цепями прибора. В таком случае важно представлять себе, насколько один вид электромагнит-

ной связи влияет больше другого с тем, чтобы подавить только те связи, которые имеют более существенное значение.

Напряженность ближних электрического и магнитного полей в свободном пространстве обратно пропорциональна квадрату расстояния от элемента, возбуждающего поле. Напряженность электромагнитного поля излучения обратно пропорциональна первой степени расстояния. Напряжение на конце проводной линии или волновода с увеличением расстояния падает весьма медленно, за исключением случая стоячих волн в линии, когда небольшие изменения расстояния могут приводить к значительному увеличению или уменьшению напряжения. Из этой зависимости различных видов связи от расстояния между экранируемыми цепями следует, что при малых расстояниях действуют все четыре вида связи, с увеличением расстояния в первую очередь исчезают связи через ближние электрическое и магнитное поля, во вторую очередь перестает влиять электромагнитное поле излучения и на большом расстоянии влияет только связь по проводам и волноводам.

## 2-2. ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Как показано в § 1-2, в конструкции радиотехнического прибора имеется металлический корпус, или шасси, к которому присоединены различные точки схемы прибора. Такое соединение позволяет отсчитывать напряжение на всех элементах схемы прибора относительно его корпуса.

В общем случае, когда точка В (рис. 1-5) связана с точкой А паразитным емкостным сопротивлением  $\bar{X}_{ПАР}$ , наведенное напряжение в точке В будет равно

$$\bar{U}_H = \bar{E} \frac{\bar{Z}_B}{\bar{Z}_B + \bar{Z}_{ПАР}}.$$

В частном случае, когда  $\bar{Z}_B$  представляет собой резонансный контур (рис. 1-6), настроенный на частоту источника наводки  $E_H$ , модуль наведенного напряжения равен

$$U_H = E \frac{C_{ПАР}}{Cd_3}.$$

где  $C$ —емкость и  $d_3$ —эквивалентное затухание контура.

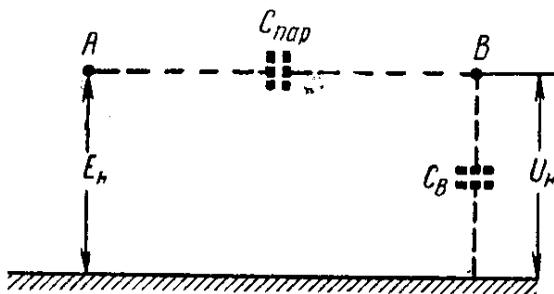


Рис. 2-3. Напряжение, наводимое в точке В при отсутствии экрана

Наконец, в другом частном случае, когда точка В связана емкостью  $C_{\text{пар}}$  с точкой А и емкостью  $C_B$  с корпусом (рис. 2-3), напряжение в точке В находится путем подстановки этих значений в общую формулу (1-2)

$$U_H = E_H \frac{C_{\text{ПАР}}}{C_B + C_{\text{ПАР}}} \quad (2-1)$$

Полученное выражение соответствует работе емкостного делителя напряжения, состоящего из емкостей  $C_{\text{пар}}$  и  $C_B$ . Для снижения наведенного напряжения  $U_H$  необходимо уменьшать емкость  $C_{\text{пар}}$  и увеличивать емкость  $C_B$ .

Если поместить между точками А и В экранирующий металличе-

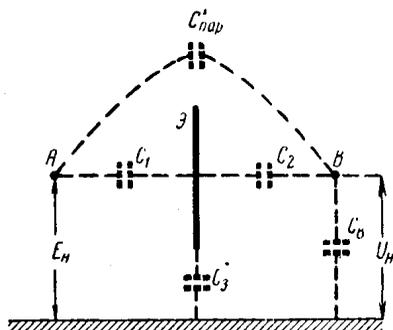


Рис. 2-4. Напряжение в точке В при экране, не соединенном с корпусом.

ский лист Э (рис. 2-4), то емкость  $C_{\text{пар}}$  раздлится на две последовательно соединенные емкости  $C_1$  и  $C_2$ , к которым присоединена параллельно небольшая остаточная емкость  $C'_{\text{пар}}$ . Для определения искомого напряжения  $U_H$  можно, пренебрегая емкостью  $C'_{\text{пар}}$ , считать, что напряжение в точке В

определяется напряжением на экране Э, который заменяет в этом случае точку А на рис. 2-3. Согласно рассуждениям, приведенным для этого рисунка,

$$U_H = U_{\text{Э}} \frac{C_2}{C_B + C_2}$$

Напряжение на экране, исходя из тех же соображений и учета емкости  $C_3$  между экраном и корпусом, будет равно

$$U_{\text{Э}} = E_H \frac{C_1}{C_1 + C_3},$$

и окончательно напряжение в точке В после установки экрана делается равным

$$U_H = E_H \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_3)(C_B + C_2)}.$$

Это напряжение после установки экрана может оказаться как выше, так и ниже, чем до установки. Действительно, сравнивая приведенные выражения для  $U_H$  до и после установки экрана, можно получить разные результаты.

1. Если экран установлен так, что его емкость относительно точки А велика, а относительно корпуса мала, т. е. если  $C_1$  значительно больше  $C_3$ , то напряжение на экране будет примерно равно напряжению в точке А. В результате, так как емкость  $C_2$  всегда больше емкости  $C_{\text{пар}}$ , напряжение  $U_H$  после установки экрана будет выше, чем до установки, и экран оказывается не полезным, а вредным.

2. Если экран установлен так, что емкость его  $C_3$  относительно корпуса прибора велика, то напряжение при наличии экрана будет меньше, чем без него. Таким образом, с увеличением  $C_3$  экранирование становится более эффективным.

Беспредельное увеличение  $C_3$  равносильно короткому замыканию между экраном и корпусом (рис. 2-5). Если при этом не учитывать остаточной паразитной емкости  $C'_{\text{пар}}$  между точками А и В, то напряжение  $U_H$  окажется равным нулю, и показанная на рис. 2-5 конструкция экрана даст идеальный экранирующий эффект. В действительности напряжение  $U_H$  не будет равно нулю, но его величина, определяемая из соотношения

$$U_B = E_H \frac{C'_{\text{ПАР}}}{C'_{\text{ПАР}} + C_2 + C_B} \approx E_H \frac{C'_{\text{ПАР}}}{C_2 + C_B} \quad (2-2)$$

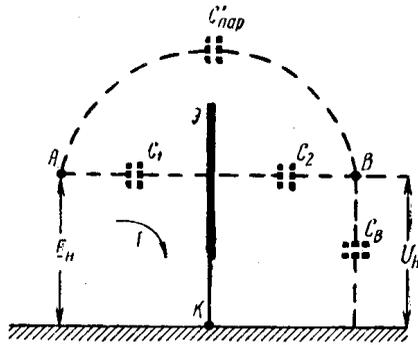


Рис. 2-5. Действие экрана, соединенного с корпусом прибора

оказывается значительно меньше величины  $U_B$  до установки экрана, так как  $C'_{\text{пар}}$  значительно меньше  $C_{\text{пар}}$ . На основании всего изложенного можно считать, что *физический смысл экранирующего эффекта, получаемого от металлического листа, соединенного с корпусом прибора, заключается в создании короткого замыкания на корпус для большей части паразитной емкости, имеющейся между экранируемыми друг от друга точками.*

Посмотрим теперь, как повлияет на напряжение, наведенное в точке В, металлический лист, прикрывающий обе экранируемые друг от друга точки. Этот случай показан на рис. 2-6, на котором нанесены все паразитные емкости, обозначенные также, как на рис. 2-4. Легко убедиться в том, что напряжение  $U_B$ , определяемое из тех же соображений, что и на рис. 2-4, при наличии листа будет значительно большим, чем без него, так как последовательно соединенные емкости  $C_1$  и  $C_2$  значительно больше емкости  $C_{\text{пар}}$ , а емкость  $C_3$  невелика. Совершенно иная картина получится, если соединить металлический лист с корпусом прибора. Тогда емкости  $C_1$  и  $C_2$  оказываются подключенными к корпусу, напряжение в точке В будет определяться соотношением между емкостью  $C'_{\text{пар}}$  и суммой емкостей  $C_{\text{пар}} + C_2 + C_B$ . Так как емкость  $C'_{\text{пар}}$  меньше  $C_{\text{пар}}$ , а сумма  $C'_{\text{пар}} + C_2 + C_B$  больше суммы  $C_{\text{пар}} + C_B$ , то очевидно, что такая присоединенная к корпусу прибора крышка даст некоторый экранирующий эффект, несмотря на то, что она расположена не между экранируемыми друг от друга точками. Экранирующий эффект может быть довольно велик, если лист проходит вблизи от экранируемых точек.

Различным действием присоединенного и не присоединенного к корпусу металлического листа можно легко объяснить хорошо известное на практике явление, заключающееся в том, что поднесение руки к открытому монтажу увеличивает нежелательные наводки, а в усилителях

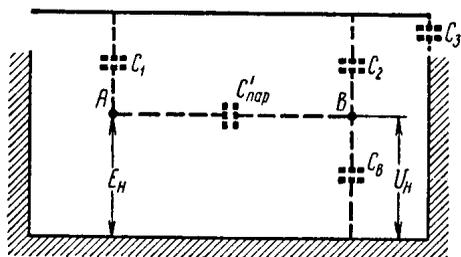


Рис. 2-6. Действие металлической крышки прибора.

приводит часто к самовозбуждению или к искажению частотных характеристик. Если же приближать руку к монтажу, одновременно прижимая ее к корпусу прибора, то генерация часто уменьшается или пропадает вовсе. Очевидно, что причина явления кроется в том, что рука заменяет собой металлический экран, который, не будучи присоединенным к корпусу, увеличивает связь между различными точками монтажа, а в присоединенном состоянии, наоборот, уменьшает связь.

Из изложенных физических явлений, которые лежат в основе экранирования электрического поля, можно сделать следующие практические выводы.

1. Для экранирования электрического поля следует применять металлические перегородки и кожухи, соединенные с корпусом (шасси) прибора.

2. От качества присоединения экрана к корпусу прибора существенным образом зависит его экранирующее действие. Особенно важно не иметь длинных соединительных проводов между экраном и корпусом. Индуктивное сопротивление такого проводника (рис. 2-7), возрастающее с повышением частоты, по своему влиянию эквивалентно уменьшению емкости  $C_3$  на рис. 2-4 и 2-6. На коротковолновом и, особенно, ультракоротковолновом диапазонах соединительные проводники длиной в несколько сантиметров могут резко ухудшить экранирование прибора.

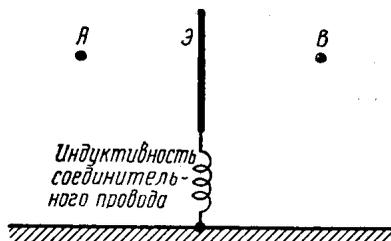


Рис. 2-7. Влияние индуктивности провода, соединяющего экран с корпусом.

3. Узкие щели и отверстия в металлической перегородке не ухудшают экранирование электрического поля, если они малы по сравнению с длиной волны. Происходит это потому, что щели и отверстия лишь незначительно изменяют показанные на рис. 2-4 и 2-5 емкости  $C'_{\text{пар}}$ ,  $C_2$  и  $C_B$ , определяющие наведенное напряжение в точке В.

4. Эффективность экранирования электрического поля не зависит от толщины экрана. Причиной этого является незначительная величина токов, текущих по экрану. Как видно из рис. 2-5, величина тока, текущего по цепи АЭК, определяется сопротивлением емкости  $C_1$ , которое при хорошо выполненном присоединении экрана к корпусу прибора несравненно выше сопротивления экрана и корпуса, имеющих сравнительно большую поверхность.

### 2-3. ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В § 1-3 разобрана наводка, получающаяся в результате паразитной индуктивной связи между цепью источника наводки А и цепью приемника наводки В. Задачей экранирования магнитного поля является устранение или уменьшение магнитной связи между цепями А и В, приводящее к ослаблению возбуждаемых в цепи э.д.с. и токов.

От постоянного и медленно изменяющегося переменного магнитного поля защищаются с помощью экранов, изготовленных из ферромагнитных материалов (пермаллоя или стали) с большой относительной магнитной проницаемостью  $\mu$ . При наличии такого экрана линии магнитной индукции проходят в основном по его стенкам (рис. 2-8), которые обладают малым магнитным сопротивлением по сравнению с воздушным пространством внутри экрана. Качество экранирования таких полей зависит

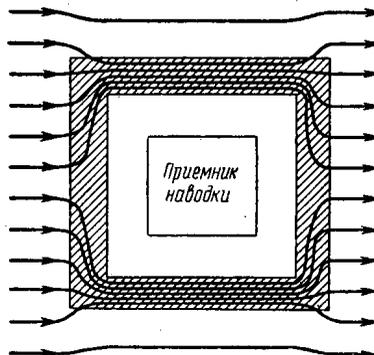


Рис. 2-8. Действие экрана, изготовленного из ферромагнитного материала.

от магнитной проницаемости экрана и сопротивления магнитопровода, которое будет тем меньше, чем толще экран и чем меньше в нем стыков и швов, идущих поперек направления линий магнитной индукции. Этот вид экранирования будем называть *шунтированием магнитного поля экраном*.

Экранирование переменного высокочастотного магнитного поля чаще всего производится с помощью экранов, изготовленных из немагнитных металлов. Оно основано на использовании того же явления магнитной индукции, которое приводит к возбуждению наведенных э.д.с. и токов. Таким образом, явление индукции, временно квалифицированное нами как нежелательное, делается опять полезным.

Поставим на пути равномерного переменного магнитного поля (рис. 2-9,а) медный цилиндр. В нем возбуждятся переменные э.д.с., которые, в свою очередь, создадут переменные индукционные вихревые токи (токи Фуко). Магнитное поле этих токов (рис. 2-9,б) будет замкнутым; внутри цилиндра оно будет направлено навстречу возбуждающему полю, а за его пределами в ту же сторону, что и возбуждающее поле. Результирующее поле (рис. 2-9,в) оказывается ослабленным у цилиндра и усиленным вне его, т. е. происходит вытеснение поля из пространства, занимаемого цилиндром, в чем и заключается его экранирующее действие. Очевидно, что оно будет тем больше, чем больше создаваемое цилиндром обратное магнитное поле и, следовательно, чем больше протекающие по нему вихревые токи. Этот вид экранирования будем называть вытеснением магнитного поля экраном.

Вихревые токи в экранирующем цилиндре распределяются неравномерно по его сечению. Это вызывается явлением поверхностного эффекта («скин-эффекта»), сущность которого заключается в том, что переменное магнитное поле ослабляется по мере проникновения в глубь металла, так как внутренние слои экранируются вихревыми токами, циркулирующими в поверхностных слоях.

Благодаря поверхностному эффекту плотность вихревых токов и напряженность переменного магнитного поля по мере углубления в металл падает по экспоненциальному закону

$$\frac{\text{Плотность тока на глубине}}{\text{Плотность тока на поверхности}} = e^{-\frac{x}{x_0}}, \quad (2-3)$$

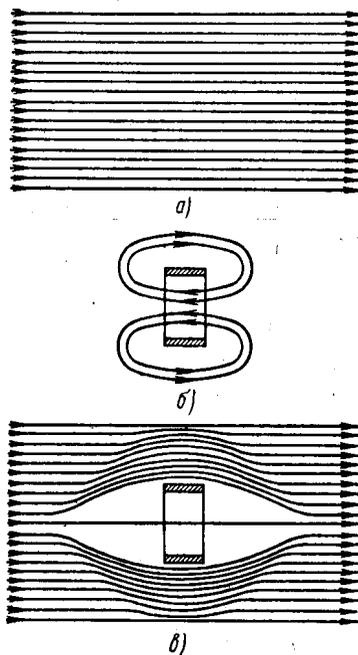


Рис. 2-9. Вытеснение магнитного поля вихревыми токами в экране.

где

$$x_0 = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu \pi f}} \text{ см} \quad (2-4)$$

- показатель уменьшения поля и тока, который называют *эквивалентной глубиной проникновения*.

Здесь  $\rho$  - удельное сопротивление материала, ом • см;

$\mu_0$  - магнитная проницаемость вакуума, равная  $1,256 \cdot 10^8$  гн•см<sup>-1</sup>;

$\mu$  - относительная магнитная проницаемость материала;

$f$  - частота, гц.

Очевидно, что величиной эквивалентной глубины проникновения удобно характеризовать экранирующий эффект вихревых токов. Чем меньше  $x_0$ , тем больший ток течет в поверхностных слоях экрана, тем больше создаваемое им магнитное поле, вытесняющее из пространства занятого экраном, внешнее поле источника наводки.

Если экран сделан из немагнитного материала, то в выражении (2-4)  $\mu = 1$ , экранирующий эффект определяется только удельным сопротивлением материала и частотой экранируемого поля.

Если экран сделан из ферромагнитного материала, то при прочих равных условиях внешним полем в нем будет индуцироваться большая

э.д.с. благодаря большей концентрации магнитных силовых линий. При одинаковой удельной проводимости материала увеличатся вихревые токи, что приведет к меньшей глубине проникновения и к лучшему экранирующему эффекту. Этим объясняется наличие в знаменателе выражения (2-4) величины относительной магнитной проницаемости  $\mu$ . В результате экранирующее действие вытеснением магнитного поля, даваемое любым металлом магнитным и немагнитным, характеризуется отношением  $\frac{\mu}{\rho}$ .

Из выражения (2-3) после подстановки в него значения  $x=x_0$  следует, что на глубине  $x_0$  плотность тока и напряженность магнитного поля падают в  $e$  раз, т.е. до величины  $1/2,72$ , составляющей  $0,37$  от плотности и напряженности на поверхности. Так как ослабление поля всего в  $2,72$  раза на глубине  $x_0$  недостаточно для характеристики экранирующего материала, то пользуются еще двумя величинами глубины проникновения  $x_{0,1}$  и  $x_{0,01}$  характеризующими падение плотности тока и напряженности поля в  $10$  и  $100$  раз от их значений на поверхности.

Для определения этих величин на основании выражения (2-3) составим уравнения

$$e^{\frac{x_{0,1}}{x_0}} = 0,1 \quad \text{и} \quad e^{\frac{x_{0,01}}{x_0}} = 0,01$$

решив которые, получим

$$\begin{aligned} x_{0,1} &= x_0 \ln 10 = 2,3x_0, \\ x_{0,01} &= x_0 \ln 100 = 4,6x_0. \end{aligned} \quad (2-5)$$

В табл. 2-1 приведены значения глубин проникновения для различных экранирующих материалов, рассчитанные по формулам (2-4) и (2-5). Из этих цифр следует, что для всех высоких частот, начиная с диапазона средних волн, экран из любого применяемого металла толщиной  $0,5-1,5$  мм действует весьма эффективно. При выборе толщины и материала экрана следует исходить не из электрических свойств материала, а руководствоваться соображениями механической прочности, жесткости, стойкости против коррозии, удобства стыковки отдельных деталей и осуществления между ними переходных контактов с малым сопротивлением, удобства пайки, сварки и пр.

Из данных таблицы следует, что для частот выше  $10$  Мгц медная и, тем более, серебряная пленка толщиной менее  $0,1$  мм дает значительный экранирующий эффект. Поэтому на частотах выше  $10$  Мгц вполне допустимо применение экранов из фольгированного гетинакса или другого

изоляционного материала с нанесенным на него медным или серебряным покрытием.

Значения глубины проникновения для стали с относительной магнитной проницаемостью  $\mu=50$  показывают, что и на высоких частотах сталь дает больший экранирующий эффект, чем немагнитные металлы. Однако в случае применения экранов из стали необходимо учитывать то, что они могут вносить значительные потери в экранируемые цепи вследствие большого удельного сопротивления  $\rho$  и явления гистерезиса. Поэтому такие экраны применимы только в тех случаях, когда с вносимыми ими потерями можно не считаться.

Листовая сталь обычно не применяется в качестве сердечников высокочастотных катушек, так как вносит весьма большие потери. В этих случаях применяют сердечники из магнитодиэлектриков, которые имеют малые потери и малую относительную магнитную проницаемость  $\mu$ . В связи с этим существует ошибочное мнение о том, что  $\mu$  листовой стали резко падает с повышением частоты, в то время как малое изменение индуктивности при внесении листовой стали в катушку вызывается не столько малым  $\rho$ , сколько размагничивающим действием вихревых токов. В диапазоне частот 10 — 100 Мгц магнитная проницаемость стали изменяется мало и не может упасть ниже 50 [19].

В последних двух графах табл. 2-1 приведены значения глубины проникновения для стали и пермаллоя при частотах 0,1—100 кгц. Значения относительной магнитной проницаемости  $\mu=200$  для стали и  $\mu=12000$  для пермаллоя выбраны минимальными для того, чтобы получить ориентировочные сравнительные величины глубин проникновения. Для точных расчетов эти цифры не пригодны, так как существует много сортов стали и пермаллоя с различными величинами  $\mu$ , зависящими также от напряженности магнитного поля, в котором находится материал. Имеет смысл отметить, что целесообразность точного расчета экранирующего материала весьма сомнительна.

## **2-4. ОДНОВРЕМЕННОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО И ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЕЙ**

Сравним экранирующее действие металлического листа при экранировании магнитного и электрического полей. Здесь прежде всего можно отметить, что токи, протекающие по экрану под влиянием магнитного поля, значительно превосходят токи, наблюдаемые при экранировании электрического поля. Причиной этого является то, что токи, возбуждаемые в экране магнитным полем, протекают в короткозамкнутом поверх-

ностном слое тела самого экрана, сопротивление которого весьма невелико, в то время как в цепь тока, протекающего при электрическом экранировании, всегда включено сопротивление емкости между экранируемой точкой и экраном.

Таблица 2-1

Глубина проникновения для различных экранирующих материалов

| Металл    | Удельное сопротивление<br>$\frac{\text{ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$ | Относительная магнитная проницаемость | Частота $f$ -Гц | Глубина проникновения, мм |           |            |
|-----------|--|---------------------------------------|-----------------|---------------------------|-----------|------------|
|           |  |                                       |                 | $X_0$                     | $X_{0,1}$ | $X_{0,01}$ |
| МЕДЬ      | 0,0175   | 1                                     | $10^5$          | 0,21                      | 0,49      | 0,98       |
|           |  |                                       | $10^6$          | 0,067                     | 0,154     | 0,308      |
|           |  |                                       | $10^7$          | 0,021                     | 0,049     | 0,098      |
|           |  |                                       | $10^8$          | 0,0067                    | 0,0154    | 0,0308     |
| Латунь    | 0,06   | 1                                     | $10^5$          | 0,39                      | 0,9       | 1,8        |
|           |  |                                       | $10^6$          | 0,124                     | 0,285     | 0,57       |
|           |  |                                       | $10^7$          | 0,039                     | 0,09      | 0,18       |
|           |  |                                       | $10^8$          | 0,0124                    | 0,0285    | 0,057      |
| Алюминий  | 0,03   | 1                                     | $10^5$          | 0,275                     | 0,64      | 1,28       |
|           |  |                                       | $10^6$          | 0,088                     | 0,20      | 0,4        |
|           |  |                                       | $10^7$          | 0,0275                    | 0,064     | 0,128      |
|           |  |                                       | $10^8$          | 0,0088                    | 0,020     | 0,04       |
| Сталь     | 0,1  | 50                                    | $10^5$          | -                         | -         | -          |
|           |  |                                       | $10^6$          | 0,023                     | 0,053     | 0,106      |
|           |  |                                       | $10^7$          | 0,007                     | 0,016     | 0,032      |
|           |  |                                       | $10^8$          | 0,0023                    | 0,0053    | 0,0106     |
| Сталь     | 0,1  | 200                                   | $10^5$          | 1,1                       | 2,5       | 5,0        |
|           |  |                                       | $10^6$          | 0,35                      | 0,8       | 1,6        |
|           |  |                                       | $10^7$          | 0,11                      | 0,25      | 0,5        |
|           |  |                                       | $10^8$          | 0,035                     | 0,08      | 0,16       |
| Пермаллой | 0,65   | 12000                                 | $10^5$          | 0,38                      | 0,85      | 1,7        |
|           |  |                                       | $10^6$          | 0,12                      | 0,27      | 0,54       |
|           |  |                                       | $10^7$          | 0,038                     | 0,085     | 0,17       |
|           |  |                                       | $10^8$          | 0,012                     | 0,027     | 0,054      |

Эффективность электрического экрана почти целиком определяется наличием короткого замыкания между экраном и корпусом прибора. При экранировании магнитного поля присоединение экрана к корпусу совершенно не изменяет величины возбуждаемых в экране токов и, следовательно, на эффективность магнитного экранирования не влияет. Изменение частоты не оказывает влияния на действие электрического экрана. Точно так же незначительно влияет удельная проводимость материала, из которого сделан экран. Магнитное экранирование целиком зависит от частоты. Чем ниже частота, тем слабее действует магнитный экран,

тем большей толщины приходится его делать для достижения одного и того же экранирующего эффекта.

Для создания хорошо действующего экрана необходимо прежде всего усвоить следующее.

1. Внутри идеального проводника, т. е. проводника с бесконечно большой проводимостью или сопротивлением, равным нулю, невозможно существование переменных электрических и магнитных полей. На рис. 2-10 показана пластина из идеального проводника, к которой подведено переменное напряжение. Токи будут протекать по поверхности, не проникая в глубину металла, несмотря на то, что путь по поверхности пластины значительно длиннее прямого. В реальном проводнике с конечной проводимостью поверхностный эффект проявляется в меньшей степени, чем в идеальном, и состоит в уменьшении величины тока по мере удаления от поверхности проводника. Чем выше частота, тем больше вытесняется ток на поверхность проводника и тем, следовательно, ближе такой проводник к идеальному по поверхностному эффекту. Это хорошо иллюстрируется цифрами, приведенными в табл. 2-1.

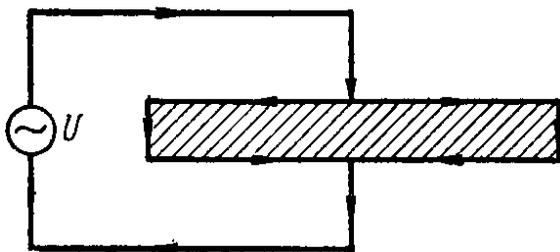


Рис. 2-10. Поверхностный эффект в идеально проводящей пластине, к которой приложено переменное напряжение

2. Если через отверстие в пластине из идеального проводника (рис. 2-11)

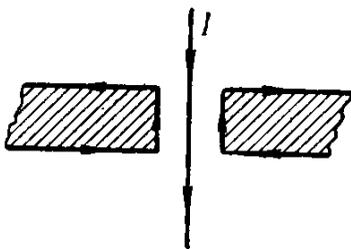


Рис. 2-11. Проводник с током, пропущенный через отверстие в идеально проводящем материале

пропустить провод, несущий ток высокой частоты, то в пластине возбуждаются поверхностные токи такой силы и такого направления, что сумма токов, протекающих через поперечное сечение отверстия, будет равна нулю. Это необходимо учитывать при установке перегородки, разделяющей экранируемое пространство на два отсека (рис. 2-12). В таком экране возникают блуждающие токи, создающие высокочастотные разности потенциалов между отдельными точками экрана.

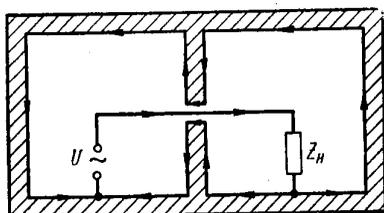


Рис. 2-12. Возникновение в экране блуждающих токов.

3. Если на пути переменного магнитного потока (рис. 2-13) установлен металлический лист из идеального проводника с отверстием, то суммарный поток через отверстие будет равен нулю. Это означает, что число магнитных силовых линий, выходящих из отверстия, равно числу линий, входящих в него.

На основании этих положений, а также из практических выводов, изложенных в конце § 2-2, можно установить, что генератор высокой частоты вместе с его электропитанием, защищенный со всех сторон экраном из хорошо проводящего материала без отверстий, при толщине стенок экрана порядка 1 мм, не даст снаружи ни электрического, ни магнитного полей.

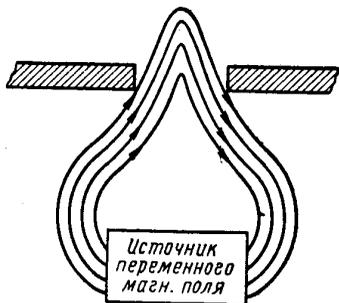


Рис. 2-13. Прохождение магнитного потока через отверстие.

Малые отверстия почти не ухудшают качество экрана, так как согласно рис. 2-13 магнитное поле, выходящее из малого отверстия, может быть обнаружено только вблизи отверстия.

Длинные, узкие щели, допустимые в электрическом экране, опасны в магнитном, если они направлены поперек направления вихревых токов (рис. 2-14). В тех случаях, когда экранируются сложные электрические цепи, в которых направления магнитных потоков могут быть самыми разнообразными, следует избегать длинных щелей. Для этого желательно отдельные крышки и экраны скреплять друг с другом и с корпусом прибора так, чтобы возможные щели не превосходили по длине 0,25—1,0% длины волны. Такое скрепление полезно и для экранирования электрического поля, так как от качества присоединения отдельных частей экрана друг к другу, определяющего разность потенциалов между ними, почти целиком зависит качество электрического экрана.

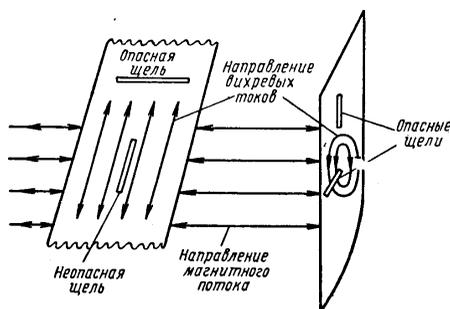


Рис. 2-14. Влияние длинных узких щелей в экране.

Особенно тщательно нужно подходить к выбору конструкции крышек, прикрывающих одновременно несколько экранированных отсеков. Пусть (рис. 2-15) четыре отсека А, Б, В и Г, экранированные друг от друга перегородками, прикрываются общей крышкой, имеющей хороший контакт по периметру в точках 1 и 6. При снятой крышке (рис. 2-15,а) источники наводки  $u$ , расположенные в отсеках А и Б, связаны с приемниками наводки  $n$ , расположенными в отсеках В и Г, паразитными емкостями  $C_1, C_2, C_3$ , и  $C_4$ . При надевании крышки (рис. 2-15,б) получают емкости  $C'_1, C'_2, C'_3$  и  $C_4$  точек  $u$  и  $n$  на крышку. При работе на относительно низкой частоте, на которой влияние индуктивного сопротивления крышки и переходного сопротивления контактов в точках 1 и 6 незначительно, эти емкости оказываются соединенными с корпусом, и крышка почти полностью устраняет паразитные наводки. а высоких и, особенно, ультравысоких частотах точки  $u$  и  $n$  оказываются опять связанными через те же емкости  $C'_1, C'_2, C'_3$  и  $C'_4$  и индуктивные делители, образованные крышкой. Так, например (рис. 2-15,б и 2-16), напряжение источника, находящегося в отсеке А, через первый делитель, составленный из емкости  $C'_1$  и индуктив-

ности  $L_{2,1}$  участка крышки 2—1, через второй делитель, составленный из индуктивностей  $L_{2,5}$  и  $L_{5,6}$  участков крышки 2—5 и 5—6, и через третий делитель, составленный из емкостей  $C'_4$  и  $C_6$ , передается в отсек Г, в котором находится приемник наводки. Так как емкости  $C'_1$ ,  $C'_2$ ,  $C'_3$  и  $C'_4$  значительно больше емкостей  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , и  $C_4$ , то может оказаться, что надевание крышки не только не ослабит паразитную связь, но даже увеличит ее, несмотря на хороший контакт между крышкой и отсеком.

Для устранения этого вида паразитной связи к крышке приклепывают губки (рис. 2-15,в), дающие контакт с промежуточными перегородками. Такое решение обладает следующими недостатками:

а) необходимость точной установки перегородок и губок для того, чтобы обеспечить их сопряжение;

б) возможность деформации губок при надевании крышки;

в) необходимость применения специальных хорошо пружинящих материалов;

г) неполное устранение паразитной связи, которое может получиться благодаря тому, что участок, состоящий из четырех переходных контактов 1, 2, 8 и 4 (рис. 2-17), шунтируется прямым участком крышки аб, через который получается некоторая остаточная связь.

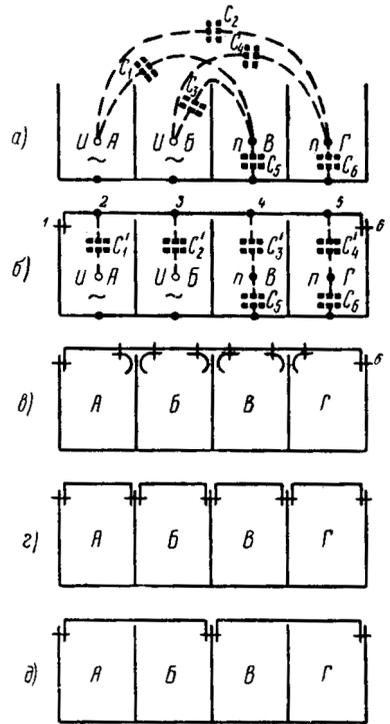


Рис. 2-15. Паразитная связь через общую крышку

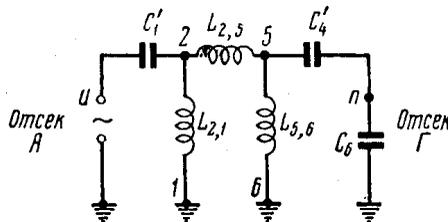


Рис. 2-16. Эквивалентная схема паразитной передачи напряжения через крышку.

От этих недостатков свободно решение, показанное на рис. 2-15,з, где

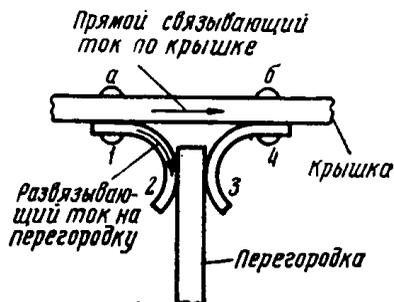


Рис. 2-17. Остаточная паразитная связь при соединении крышки с перегородкой контактными губками.

каждый отсек закрывается отдельной крышкой. Кроме того, в этом варианте не обязательно иметь хороший контакт по всей поверхности соприкосновения крышки с экранируемым отсеком; достаточно прикрепить ее в нескольких точках.

Если заведомо известно, что источники наводок находятся в отсеках А и Б, а приемники — в отсеках В и Г или что связь между конкретными отсеками менее опасна, чем связь между другими отсеками, то можно упростить конструкцию, применив общие крышки для двух или более отсеков, как это показано на рис. 2-15,д.

## 2-5. ЭКРАНИРОВАНИЕ ПРОВОДОВ

В пространстве, окружающем провод, соединяющий генератор переменного напряжения  $U$  с нагрузкой  $Z_H$  (рис. 2-18), создаются переменные электрическое и магнитное поля. Они могут оказаться причиной наводки паразитных напряжений на находящиеся вблизи детали.

*Применение провода с экранирующей металлической оболочкой, не со-*

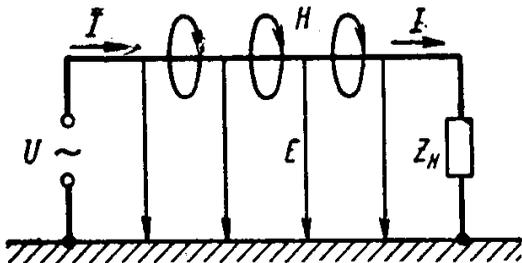


Рис. 2-18. Электрическое и магнитное поля в пространстве, окружающем провод

единенной с корпусом, никакого экранирования не дает. Напряженность

магнитного поля не изменится, так как в оболочке не могут возникнуть дополнительные токи, магнитное поле которых могло бы уменьшить поле, создаваемое основным током  $I$  в проводе. Напряженность электрического поля также почти не изменится, так как емкость  $C_0$ , которую имел провод относительно корпуса, при наличии оболочки разделится на две последовательно соединенные емкости провод—оболочка и оболочка—корпус. Эти емкости в сумме будут лишь немного больше емкости  $C_0$  из-за влияния изоляционного материала с диэлектрической постоянной  $\epsilon \neq 1$  в промежутке провод—оболочка.

При соединении оболочки с корпусом в любой одной точке (рис. 2-19) емкость оболочка—корпус оказывается замкнутой накоротко, все электрическое поле концентрируется в емкости провод—оболочка и внешнее электрическое поле отсутствует. Такое соединение резко увеличивает емкостный ток, протекающий по цепи генератор — провод—оболочка—корпус—генератор, минуя полезную нагрузку  $Z_H$ .

Для того чтобы полностью защитить внешнее пространство от воздействия электрического поля, необходимо особенно тщательно выполнять соединение оболочки с корпусом, через которое протекает указанный емкостный ток. Здесь совершенно недопустимы соединительные провода любой длины. Подключение оболочки должно осуществляться путем непосредственного контакта, припайкой или приваркой ее к корпусу. Соединение оболочки с корпусом в одной точке не освобождает окружающее пространство от магнитного поля.

Для экранирования магнитного поля необходимо создать поле такой же величины и обратного направления. Для этого нужно весь обратный ток генератора, который в схеме рис. 2-18 и 2-19 протекает по корпусу прибора, направить через экранирующую оболочку провода. Тогда магнитный поток  $\Phi_{пр}$ , создаваемый током  $I_{пр}$ , протекающим по проводу, будет равен магнитному потоку  $\Phi_{обр}$ , создаваемому обратным током  $I_{обр}$ , протекающим по оболочке, и в любой точке окружающего пространства выполнится условие

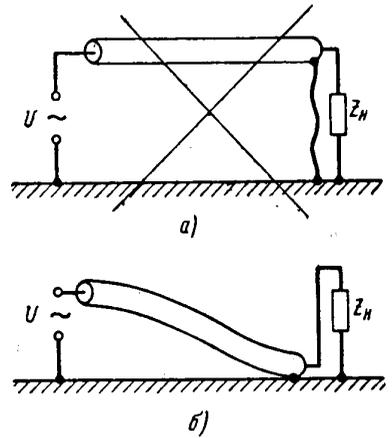


Рис. 2-19. Экранирование только электрического поля:  
а—плохое; б—хорошее.



Рис. 2-20. Полное экранирование электрического и магнитного полей.

$$\Phi_{пр} - \Phi_{обр} = 0.$$

Для полного осуществления этого принципа необходимо, чтобы экранирующая оболочка была единственным соединением корпусов отсека генератора и отсека нагрузки (рис. 2-20).

На низких частотах дополнительное соединение корпусов или частичное замыкание оболочки (рис. 2-21) может нарушить экранирование, так как при этом часть обратного тока будет протекать помимо оболочки.

На высоких частотах благодаря поверхностному эффекту обратный ток протекает в основном по внутренней поверхности оболочки (рис. 2-22), падая по экспоненциальному закону по мере приближения к наружной поверхности. Чем выше частота, тем меньше глубина проникновения тока внутрь оболочки, тем меньшая часть тока протекает по ее наружной поверхности и тем меньше проявляется эффект нарушения экранирования при наружном коротком замыкании оболочки (рис. 2-21).

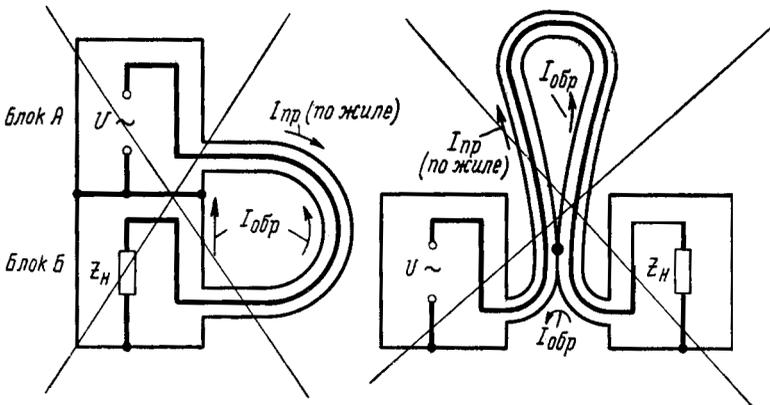


Рис. 2-21. Нарушение экранировки при замыкании корпусов приборов или экранирующей оболочки провода

Практически, если глубина проникновения толщины стенок экранирующей оболочки, то ток, протекающий по наружной поверхности, составляет меньше 1% от полного тока, протекающего по оболочке. Этот ток создает между корпусами приборов и отдельными точками экранирующей оболочки настолько малую разность потенциалов, что нарушение экранирования от наружного короткого замыкания оболочки на частотах выше 10 Мгц почти не наблюдается.

$x_{0,01}$  (табл. 2-1) меньше

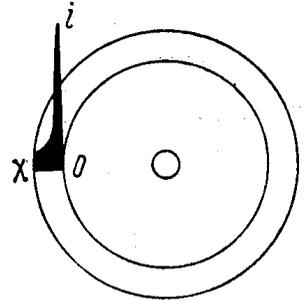


Рис. 2-22. Распределение плотности тока по стенке экранирующей оболочки.

Прежде чем применить провода с экранирующими оплетками, необходимо учесть следующие их особенности, которые могут привести к нарушению нормальной работы прибора.

Наличие экранирующей оболочки резко увеличивает емкость провода на корпус, что всегда нежелательно.

Экранированные провода более громоздки, неудобны при монтаже и требуют предохранения от случайных соединений с другими деталями.

Длина экранированного участка должна быть меньше четверти длины самой короткой волны передаваемого по проводу сигнала. Если это условие не соблюдается, то применение экранированного провода нельзя рассматривать как введение дополнительной емкости. Тогда экранированный участок будет длинной коаксиальной линией, которая во избежание возникновения стоячих волн должна быть нагружена на сопротивление, равное волновому.

Поэтому применение экранированных проводов всегда крайне нежелательно. В тех случаях, когда экранирование производится в пределах одного металлического кожуха, следует рассмотреть все возможные варианты решения задачи, прежде чем прибегнуть к экранированным проводам. При этом почти всегда найдется более выгодный вариант и можно будет обойтись без экранированных проводов.

Таким образом, экранированные провода, коаксиальные кабели и многожильные экранированные шланги с экранированными проводами внутри их следует применять только для соединения отдельных блоков и узлов друг с другом. В этом случае экранирование проводов выполняет следующие функции:

- а) позволяет освободиться от взаимных паразитных наводок внутри

данного устройства, состоящего из нескольких блоков;

б) предохраняет многоблочные устройства от паразитных наводок со стороны других приборов;

в) предохраняет от паразитных наводок приборы, находящиеся в пространстве, окружающем данное многоблочное устройство.

Выполнение всех этих функций целиком зависит от качества присоединения экранирующих оплеток к корпусам соединяемых приборов.

Значительное уменьшение внешних полей можно получить, не прибегая к экранированным кабелям, применением двухпроводной линии, провода которой свиты в шнур. Такая линия действует хорошо, если по обоим проводам протекают в противоположные стороны одинаковые токи.

## 2-6. ЭКРАНИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КАТУШЕК

При экранировании высокочастотных катушек приходится рассматривать не только полезный экранирующий эффект экрана, но и вредное его

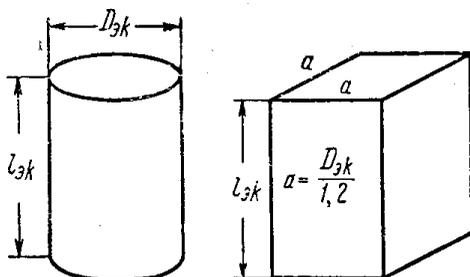


Рис. 2-23. Эквивалентные размеры цилиндрического и прямоугольного экранов.

действие, заключающееся в увеличении потерь катушки и в уменьшении ее индуктивности. Рассматривая материал и конструкцию экрана с этой точки зрения, можно, не вдаваясь в особые подробности, установить, что вносимые им потери будут возрастать с увеличением удельного сопротивления  $\rho$  материала экрана и с уменьшением расстояния между экраном и экранируемой катушкой. Поэтому в тех случаях, когда эквивалентное затухание контура  $d_э$  определяется в основном затуханием катушки и необходимо иметь малое затухание, следует избегать малых размеров экрана, а в качестве материала для него применять медь или алюминий.

По вопросу экранирования катушек имеется обширная литература, список которой приведен в справочнике по радиотехнике [2]. В этом же справочнике даны основные положения этой литературы.

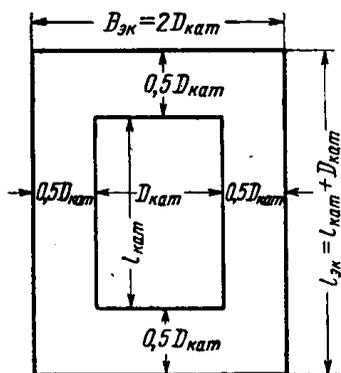


Рис 2-24. Размеры катушки и экрана.

Не прибегая к подробному рассмотрению вопроса, можно удовлетворительно спроектировать экран для высокочастотной катушки и оценить действие его на катушку на основе следующих положений.

Экранирование можно осуществить применением цилиндрического экрана диаметром  $D_{эк}$  или экрана квадратного сечения со стороной  $a$  (рис. 2-23). Если при этом длина экранов превышает длину намотки катушки, то оба типа экранов будут эквивалентны при соблюдении соотношения

$$D_{эк} = 1,2a.$$

Толщина стенок экрана должна быть не меньше глубины проникновения  $x_{0,01}$  (см. табл. 2-1).

Размеры цилиндрического экрана рационально выбирать так, чтобы со всех сторон зазор между экраном и катушкой был не меньше половины диаметра катушки (рис. 2-24). Отсюда следует, что минимальные размеры экрана должны быть равны

$$\begin{aligned} D_{эк \text{ мин}} &= 2D_{кат}, \\ l_{эк \text{ мин}} &= l_{кат} + D_{кат}. \end{aligned}$$

Помещение катушки в экран с минимальными размерами уменьшает индуктивность ее на 15—18%, если длина катушки выбрана в пределах

$$3D_{кат} > l_{кат} > D_{кат}.$$

Дополнительные потери, вносимые экраном, эквивалентны включению в катушку последовательно сопротивления  $R_{эк}$ , величина которого пропорциональна корню квадратному из частоты и удельной проводимости материала экрана. Эти потери удобно оценивать вносимым дополнительным затуханием

$$d_{\text{эк}} = \frac{R_{\text{эк}}}{\omega L},$$

которое будет обратно пропорционально корню квадратному из частоты и прямо пропорционально корню квадратному из удельной проводимости материала экрана. Для катушки, заключенной в медный экран с примерно минимальными размерами, вносимое дополнительное затухание на частоте 1 МГц равно  $d_{\text{эк}}=3 \cdot 10^{-4}$  [П]. Это приводит к выражению, позволяющему ориентировочно оценить затухание, вносимое экраном:

$$d_{\text{эк}} = 3 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{1 \text{ МГц}}{f \text{ МГц}}} \sqrt{\frac{\rho}{\rho_{\text{м}}}}. \quad (2-6)$$

Здесь  $\rho/\rho_{\text{м}}$ —отношение удельной проводимости примененного металла к удельной проводимости меди;  $1 \text{ МГц}/f \text{ МГц}$  - отношение частоты в 1 МГц к рабочей частоте катушки, измеренной в мегагерцах.

В большинстве случаев вносимое затухание весьма невелико. Так, экранируя медью катушку с затуханием  $d=0,01$ , на частоте 1 МГц получим,

что затухание ее ухудшится всего на  $\frac{3 \cdot 10^{-4}}{1 \cdot 10^{-2}} = 3 \cdot 10^{-2} = 3\%$ .

Катушки индуктивности создают магнитный поток, направленный определенным образом, что следует учитывать при установке экранов и проектировании щелей для вывода проводов. Все щели должны быть расположены так, чтобы они не препятствовали прохождению вихревых токов, определяющих экранирующий эффект. На рис. 2-25 и 2-26 представлены типичные случаи экранирования катушек и указаны допустимые и недопустимые направления щелей.

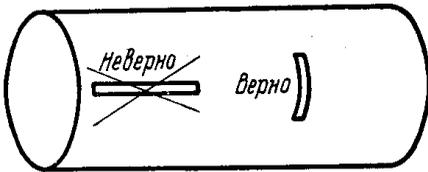


Рис. 2-25. Расположение щелей для вывода проводов из экранированной ка-

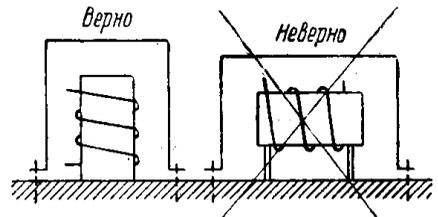


Рис. 2-26. Надевание экранов на катушки.

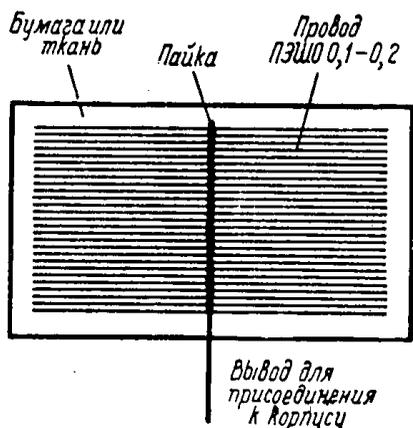


Рис. 2-27. Электрический экран, пропускающий магнитное поле

готовавливают не сплошным, а состоящим из параллельно уложенных тонких изолированных проводников (рис. 2-27), соединенных друг с другом и с корпусом прибора только в одной точке.

## 2-7. ЭКРАНИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ И СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В трансформаторах с сердечниками из ферромагнитных материалов основная полезная часть магнитного потока замыкается в сердечнике. Только небольшая часть его в виде потока рассеивания захватывает окружающее пространство и является причиной паразитных наводок. Любые мероприятия, связанные с уменьшением рассеивания трансформатора, приводят одновременно к уменьшению паразитных наводок. Отсюда следует, что первым наиболее существенным экраном трансформатора является его магнитопровод. Улучшение магнитопровода, достигаемое путем применения материалов с высоким относительным коэффициентом магнитной проницаемости  $\mu$  и уменьшением воздушных зазоров, ведет к уменьшению паразитных наводок. В тех случаях, когда трансформатор устанавливается так, что он может оказаться источником или приемником наводки, конструкция магнитопровода должна выбираться не только с точки зрения качества трансформатора, но и с учетом экранирующих свойств магнитопровода.

Дальнейшее уменьшение внешнего магнитного поля трансформатора получается при дополнительном его экранировании. При этом рассеива-

Экранирование электрического поля в рассмотренной конструкции экрана получается без каких-либо дополнительных приспособлений. Необходимо только, чтобы экран был хорошо соединен с корпусом прибора. Иногда требуется выполнить экранирование только электрического поля. Такое задание ставится при конструировании некоторых специальных высокочастотных трансформаторов, в которых должна отсутствовать емкостная связь между обмотками. Решение этой задачи заключается в освобождении экрана от вихревых токов. Для этого его из-

ние трансформатора, понимаемое как один из показателей его качества и определяющее охват общим магнитным потоком всех обмоток, может и не уменьшаться. Экранирование может ослаблять только внешнее поле трансформатора, сосредоточивая его в пределах экрана. Иногда, наоборот, экран может ухудшить параметры трансформатора, внося, например, в него дополнительные потери. Для выбора материала экрана удобно пользоваться кривыми, снятыми экспериментально для частот от 50 до 4000 гц (рис. 2-28) [14]. Для снятия этих кривых трансформатор помещался во внешнее переменное магнитное поле и измерялась э.д.с.  $E_0$ , наводимая на одной из его обмоток при отсутствии экрана, и э.д.с.  $E_Э$ , наводимая в той же обмотке при экранировании трансформатора медной, пермаллоевой или стальной прямоугольной коробкой. Под эффективностью экранирования понимается отношение этих э.д.с., выраженное в децибелах и равное

$$20 \lg \frac{E_0}{E_Э}$$

На рис. 2-28 видно, что кремнистая сталь является плохим экраном для всего рассматриваемого диапазона частот. Выполняемые иногда из этого и других сортов стали с невысокой магнитной проницаемостью крышки и

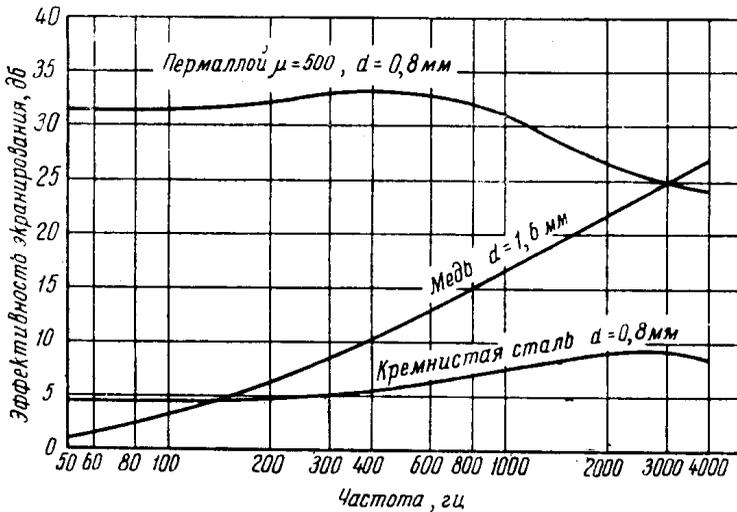


Рис. 2-28. Эффективность экранирования низких частот различными материалами коробки для трансформаторов следует рассматривать не как экран, а как защиту трансформатора от механических повреждений.

Для трансформаторов, работающих при частоте сети 50 гц, отдельный медный или алюминиевый экран совершенно не эффективен. Несмотря на это, Н. И. Амосенко и Д. М. Мурин [24] применили алюминиевый короткозамкнутый виток из ленты толщиной 3 мм и шириной 65 мм для экранирования силового трансформатора в телевизорах. Такой виток надевался на среднюю часть трансформатора (рис. 2-29) и, по измерениям авторов, уменьшал магнитное поле рассеивания в месте расположения электронно-лучевой трубки на 12—16 дб. Это расхождение результатов мож-

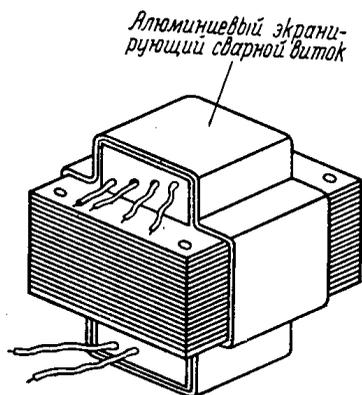


Рис. 2-29. Экранирование силового трансформатора короткозамкнутым алюминиевым витком.

но объяснить тем, что алюминиевый виток являлся вторым экраном после стального сердечника трансформатора. Поэтому здесь имелся двухслойный экран в комбинации сталь—алюминий, дающий повышенную эффективность экранирования, что показано ниже

Во всем диапазоне низких частот 50—4000 гц хорошо действует экран из пермаллоя и других специальных сортов ферромагнитных материалов с высокой магнитной проницаемостью  $\mu$  и малым удельным сопротивлением  $\rho$ . По результатам Густафсона [14] экранирующая коробка не должна плотно

прилегать к сердечнику трансформатора. При зазоре примерно в 3 мм эффективность экранирования получается на 15 дб выше.

Еще более высокая эффективность экранирования получается при использовании многослойных экранов с воздушными зазорами. Так, для постоянного магнитного поля (рис. 2-30) два концентрических цилиндра из ферромагнитного материала с  $\mu=5000$  при неизменной суммарной толщине экрана  $\rho$  дают максимальную эффективность экранирования, если зазор составляет примерно  $1/3$  от толщины экрана  $\rho$ . Выигрыш, даваемый зазором, тем больше, чем толще экран. Так, при  $\rho=1,3$  мм он почти незаметен, а при  $\rho=25$  мм достигает 40 дб. Эти теоретические кривые подтверждаются экспериментальной проверкой экранирования трансформатора одним, двумя и тремя пермалловыми цилиндрами с крышками в диапазоне частот 50—4000 гц [14]. Примерно такие же результаты приведены в работе Кадена [1] для двухслойного сферического магнитостатического экрана с воздушным зазором.

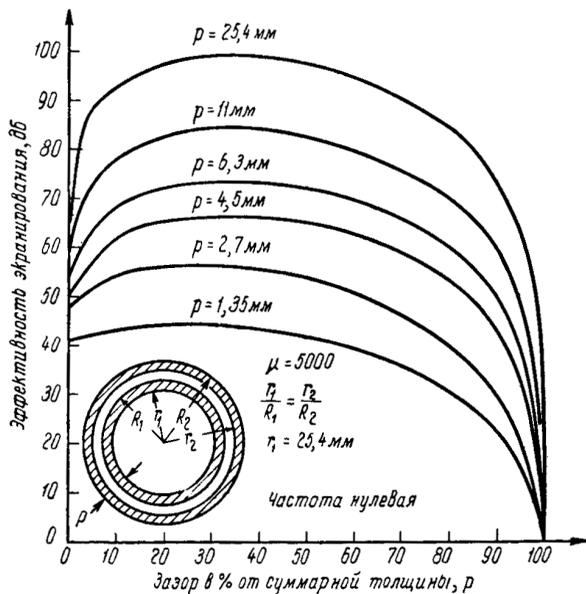


Рис. 2-30. Эффективность экранирования двумя концентрическими цилиндрами в зависимости от воздушного зазора.

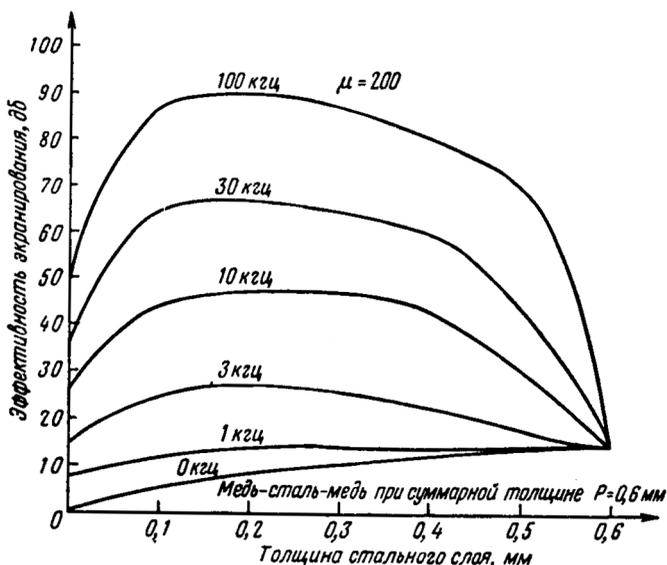


Рис. 2-31. Эффективность экранирования трехслойным экраном медь — сталь — медь в зависимости от толщины стального слоя (по Кадену).

Наилучший экранирующий эффект в диапазоне частот 3—100 кГц дает многослойный экран без воздушных зазоров, выполненный из разных ме-

таллов — ферромагнитного и неферромагнитного. Здесь возможны различные варианты: пермаллой—медь, пермаллой—медь—пермаллой, медь—пермаллой—медь, медь—сталь—медь и др. Повышение эффективности экранирования в этих случаях объясняется соответствующей фазой обратного действия отдельных слоев экрана друг на друга.

Такая конструкция экранов подробно разобрана в литературе [1, 14 и 25]. На рис. 2-31 даны результаты работ Кадена [1] по расчету трехслойного экрана медь—сталь—медь при суммарной толщине всех трех слоев 0,6 мм. Из кривых этого рисунка следует, что во всем диапазоне частот 1—100 Кгц толщина каждого слоя 0,2 мм дает наибольший экранирующий эффект. Этот результат опротестован Гродневым и Сергейчуком [25], в работе которых (рис. 2-32) показано, что оптимальная толщина всех трех слоев по 0,2 мм соответствует частоте 8 Кгц. С повышением рабочей частоты оптимальное соотношение толщин слоев сдвигается в сторону увеличения толщины стального слоя при уменьшении толщины медных слоев. На частотах выше 100—200 Кгц применение многослойных экранов теряет смысл, так как однослойный стальной экран дает достаточный экранирующий эффект.

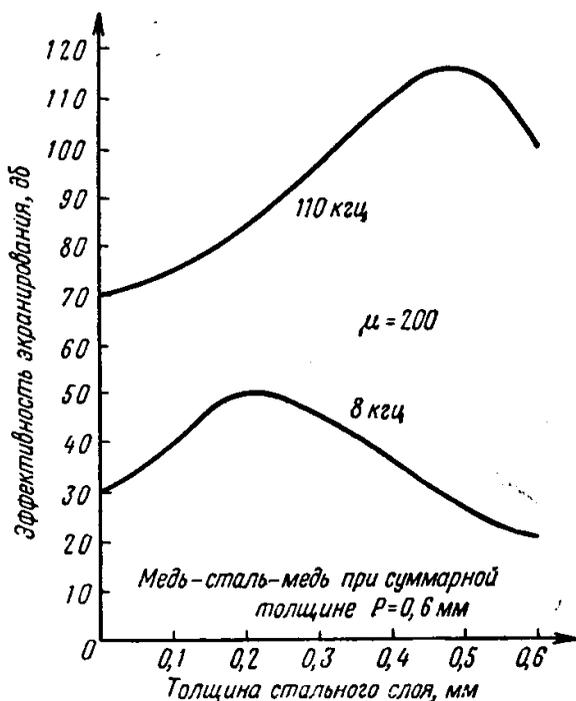


Рис. 2-32. Эффективность экранирования трехслойным экраном медь — сталь — медь в зависимости от толщины стального слоя (по Гродневу и Сергейчуку).

Как указывают Гроднев и Сергейчук, причиной такого расхождения расчетов является то, что Каден не учитывает токов Фуко, возникающих в стальном слое, и полагает, что этот слой действует только за счет шунтирования магнитного поля. Действительно, по кривым Кадена (рис. 2-31) получается независимость эффективности экранирования от частоты при толщине стального слоя 0,6 мм, т. е. при отсутствии медных слоев. Неверность такого результата видна в табл. 2-1, в которой дана глубина проникновения для стали при  $\mu=200$ . Из таблицы следует, что при изменении частоты от 1 до 100 Кгц глубина проникновения уменьшается в 10 раз и что на частоте 100 Кгц на глубине 0,16 мм плотность тока составляет всего 1 % от тока, протекающего по поверхности.

В диапазоне более низких частот 50—500 гц хорошую эффективность экранирования 75—90 дб можно получить [14], применив экран из двух пермалловых коробок с крышками и одной медной коробкой между ними при толщине стенок каждой коробки 0,8 мм.

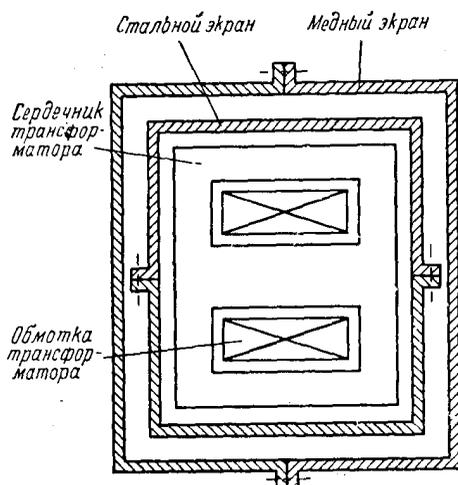


Рис. 2-33. Экранирование входного трансформатора медно-стальным экраном

При конструировании многослойных экранов необходимо учитывать различные функции, которые несут отдельные слои, располагая в них стыки так, чтобы они не снижали экранирующий эффект. Для этого в экранирующих оболочках из материала с высоким  $\mu$ , действующих по принципу шунтирования магнитного потока, допустимы только стыки, параллельные направлению магнитного поля. В оболочках из материала с малым удельным сопротивлением, действующих за счет вытеснения магнитного потока вихревыми токами, допустимы только стыки, параллельные направлению вихревых токов, т. е. перпендикулярные магнитному полю.

Так, например [1], при экранировании входного трансформатора рекомендуется помещать его в двухслойный медно-стальной экран (рис. 2-33) и располагать в нем так, чтобы плоскость стыков в крышках из стали была параллельна оси катушки трансформатора, а плоскость стыков в крышках из меди перпендикулярна оси катушки.

В силовых и низкочастотных трансформаторах часто требуется устранить емкостную связь между первичной и всеми вторичными обмотками. Значительное уменьшение такой связи дает разомкнутый виток из медной фольги, прокладываемый между обмотками по всей длине катушки трансформатора. Виток соединяется с сердечником трансформатора и с корпусом прибора и действует как электростатический экран. Иногда вместо витка из фольги применяется однослойная экранирующая намотка, один конец которой изолируется, а другой соединяется с корпусом. В устройствах, работающих на низких частотах и в диапазоне длинных и средних волн, экранирующая обмотка действует хорошо. В диапазоне коротких и, особенно, ультракоротких волн виток из фольги действует эффективнее экранирующей обмотки, если только в нем обеспечена малая индуктивность шины, служащей для присоединения к корпусу.

## **2-8. РАЗВЯЗЫВАНИЕ ЦЕПЕЙ И ФИЛЬТРАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЙ В ПРОВОДАХ**

Провода, выходящие из экранированного отсека, всегда имеют непосредственную или паразитную связь с элементами схемы, находящимися внутри отсека. Очевидно, для полного экранирования необходимо, чтобы *потенциал выходящих из экрана проводов относительно экрана по каждой экранируемой частоте был равен нулю.*

Полное соблюдение этого правила требует применения сложных электрических фильтров для каждого провода, выходящего из экранированного отсека, что сильно усложняет и удорожает прибор. В то же время полное экранирование отдельных каскадов прибора или приборов в целом обычно не является обязательным. В большинстве случаев можно ограничиться лишь определенным уменьшением напряжений на проводах, соединяющих чувствительные к наводкам участки схемы.

Для снижения напряжений высокочастотных наводок в проводах, выходящих из экрана, в эти провода включают фильтрующие, или развязывающие, ячейки, состоящие из сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_3$ ,  $Z_5$  и т. д., включенных последовательно в один из проводов (рис. 2-34), и сопротивлений  $Z_2$ ,  $Z_4$ ,  $Z_6$  и т. д., включенных параллельно между проводом и экраном (корпусом). Величина последовательных сопротивлений для фильтруемых

частот выбирается большой, а параллельных — малой. При этом фильтрующую цепь можно рассматривать как серию включенных друг за другом делителей напряжения. Если напряжение на проводе по отношению к корпусу до фильтра равно  $U$ , то в результате действия первого делителя, состоящего из сопротивлений  $Z_1, Z_2$ , напряжение снизится до величины

$$U_1 = U \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \approx U \frac{Z_2}{Z_1}.$$

После второго делителя, состоящего из сопротивлений  $Z_3$  и  $Z_4$ , напряжение будет равно

$$U_2 = U \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3}.$$

Наконец, после  $n$ -го делителя мешающее напряжение на проводе уменьшится до величины

$$U_n = U \frac{Z_2 Z_4 Z_6 \dots}{Z_1 Z_3 Z_5 \dots}.$$

Обозначая через  $M$  величину, показывающую, во сколько раз напряжение на выходе фильтрующей цепи меньше напряжения на входе, получаем

$$M = \frac{Z_1 Z_3 Z_5 \dots}{Z_2 Z_4 Z_6 \dots}.$$

В качестве последовательных сопротивлений фильтрующей цепи применяются непровольчатые постоянные сопротивления или катушки индук-

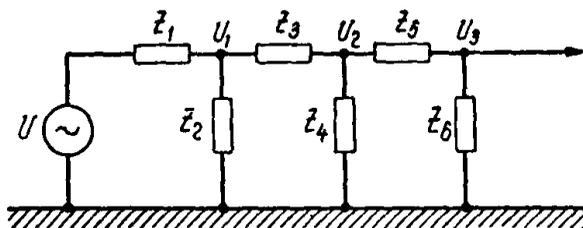


Рис. 2-34. Общая схема фильтрующей цепи.

тивности. Непровольчатые сопротивления удобны тем, что величина их не зависит от частоты в широком диапазоне волн от самых длинных до ультракоротких. Кроме того, непровольчатые сопротивления имеют неболь-

шие размеры и дешевы. Применение сопротивлений в фильтрующих ячейках ограничивается падением на них напряжения не только частот, подлежащих фильтрации, но и напряжений тех частот, для передачи которых предназначены выходящие из экрана провода. Поэтому сопротивления применяются только при малых токах и высоких напряжениях, передаваемых по фильтруемому проводу, в частности, для развязывания анодных и сеточных цепей электронных ламп.

Когда недопустимо включение больших сопротивлений в провод, выходящий из экрана, применяются катушки индуктивности (дрессели). Как известно, катушки индуктивности имеют собственную распределенную емкость и собственную резонансную частоту. Вследствие этого реактивное сопротивление любого дросселя при изменении частоты сначала имеет индуктивный характер и растет с повышением частоты, затем принимает максимальное значение, после чего оно имеет уже емкостный характер и с повышением частоты падает. При дальнейшем повышении частоты дроссель, как и любая другая цепь с распределенными постоянными, на некоторых частотах ведет себя как последовательный резонансный контур. В этом случае сопротивление дросселя может достигать весьма малых величин и поэтому фильтрующее действие ячейки с дросселем на некоторых частотах окажется незначительным.

Для того чтобы частотная характеристика фильтрующей ячейки была равномерной во всем необходимом диапазоне частот, не следует применять в ней слишком больших индуктивностей, а их собственную резонансную частоту подбирать так, чтобы она была выше или не более чем на 20—30% ниже самой высокой из подавляемых частот. Для высоких частот, лежащих в диапазоне коротких и метровых волн, это ограничение приводит к (применению однослойных катушек малого диаметра, так как они имеют минимальную емкость. Если катушка намотана на каркасе из изоляционного материала, то согласно экспериментальным данным ее собственная длина волны равна

$$\lambda_0 \approx 3l,$$

где  $l$  — длина провода катушки.

Чаще применяются однослойные дроссели, наматываемые на стержни из магнитодиэлектрика. Такие дроссели имеют при той же индуктивности значительно меньшие размеры, чем дроссели без сердечников.

Монтаж дросселей следует производить с учетом длины соединительных проводов, которые входят в общую длину провода, определяющую собственную длину волны дросселя. Последовательное соединение дросселей, работающих на частотах, близких к собственным, не дает улучше-

ния действия фильтрующей ячейки, а, наоборот, приводит к тому, что на некоторых частотах сопротивление последовательной дроссельной части фильтра оказывается весьма малым. Во избежание этого явления следует с обоих концов каждого дросселя включать блокирующий конденсатор.

В качестве параллельных сопротивлений ( $Z_2, Z_4, \dots$ ) применяются конденсаторы, с помощью которых создается минимально возможное сопротивление параллельных ветвей фильтрующих ячеек. При выборе конденсатора следует учитывать не только емкость, но и собственную его индуктивность, включая индуктивность выводов, так как индуктивное сопротивление конденсатора превосходит иногда емкостное. На низких частотах и в диапазоне длинных волн применяют бумажные конденсаторы большой емкости любой конструкции. На коротких и ультракоротких волнах удовлетворительно работают слюдяные конденсаторы, керамические, специальные безындукционные бумажные и пленочные. На этих же волнах применяются керамические и бумажные проходные конденсаторы, в которых вовсе отсутствуют соединительные провода. При фильтрации в широком диапазоне частот иногда практикуется параллельное включение конденсаторов различных типов.

Один и тот же коэффициент ослабления  $M$  может быть получен при различных величинах  $L$  и  $C$ . Для рационального выбора этих величин можно исходить из следующих предпосылок:

- а) конструкция катушек индуктивности проще и дешевле для малых токов;
- б) конструкция конденсаторов проще и дешевле для малых напряжений.

Отсюда можно заключить, что если фильтруемая цепь несет большой ток при низком напряжении, то следует применять фильтрующие ячейки с малыми индуктивностями и большими емкостями. Наоборот, если фильтруемая цепь работает при высоком напряжении, то следует применять максимально допустимые индуктивности и небольшие емкости.

При выборе схемы и конструкции фильтрующих ячеек необходимо добиваться минимального количества деталей. Это нужно не только из экономических соображений, но и потому, что *каждая лишняя деталь, пайка, переходной контакт, изолятор снижают надежность прибора*, так как чем больше деталей в приборе, тем больше вероятность того, что какая-нибудь из них выйдет из строя.

## 2-9. МОНТАЖ ФИЛЬТРУЮЩИХ ЯЧЕЕК

Рациональный монтаж фильтрующих ячеек имеет первостепенное зна-

чение. При плохом монтаже даже очень сложный фильтр может дать лишь незначительное ослабление фильтруемого напряжения.

Для примера рассмотрим неправильно смонтированный двухъячеечный фильтр (рис. 2-35), работающий на частоте  $f_0=6$  Мгц. Данные фильтра:  $L_1 = L_2 = L = 100$  мкГн;  $C_1=C_2 = C = 0,05$  мкФ; внутреннее сопротивление генератора  $R_{вн}=100$  ом.

Рассчитаем коэффициент ослабления:

$$M = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4 Z_6} = \omega^5 C^3 L^2 R_{вн} =$$

$$= (2\pi)^5 \cdot 6^5 \cdot 10^{30} \cdot 5^3 \cdot 10^{-24} \cdot 10^{-8} \cdot 10^2 \approx 10^{10}.$$

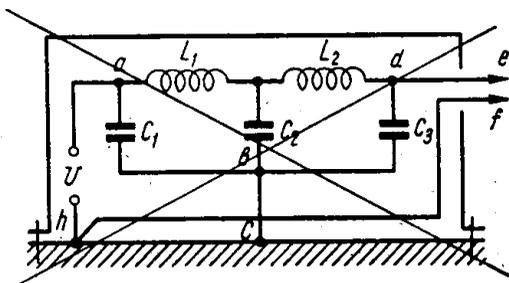


Рис. 2-35. Неверный монтаж двухъячеечного фильтра

На основании расчета этот фильтр должен давать ослабление в  $10^{10}$  раз. На практике будет получено значительно меньшее ослабление из-за следующих дефектов монтажа.

1. Фильтруемое напряжение  $U$  приложено полностью к цепи  $abc$ . Если участок монтажа  $bc$  имеет длину 30 мм, то его индуктивность равна примерно 0,03 мкГн (табл. 1-1) и сопротивление  $\omega L_{bc} = 1$  ом. При внутреннем сопротивлении генератора 100 ом, пренебрегая сопротивлением конденсатора

$\frac{1}{\omega C_1} \approx 0,5$  ом, получаем, что на участке  $bc$  падает 0,01 фильтруемого напряжения генератора. Это напряжение через конденсатор  $C_3$ , сопротивлением которого также можно пренебречь, оказывается приложенным к выходу. В результате коэффициент ослабления фильтра  $M$  равен 100. Таким образом, из-за влияния только одного неправильно смонтированного участка  $bc$  ослабление фильтра уменьшается в  $10^8$  раз.

2. Между дросселями  $L_1$  и  $L_2$  имеется индуктивная связь. Ток, проходящий по дросселю  $L_1$ , возбудит в дросселе  $L_2$  дополнительную э.д.с., которая приведет к дальнейшему снижению коэффициента  $M$ .

2. Между дросселями  $L_1$  и  $L_2$  имеется индуктивная связь. Ток, проходящий по дросселю  $L_1$ , возбудит в дросселе  $L_2$  дополнительную э.д.с., которая приведет к дальнейшему снижению коэффициента  $M$ .

3. Между точками с максимальной разностью потенциалов  $a$  и  $d$  существует некоторая паразитная емкость, которая также ухудшит действие

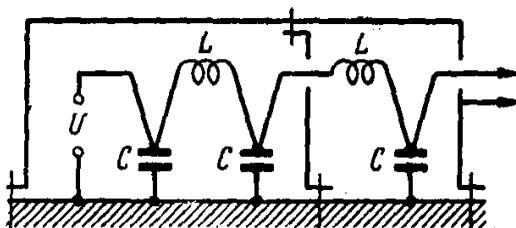


Рис. 2-37. Правильный монтаж двухъячеечного фильтра.

фильтра. Легко подсчитать, что при паразитной емкости  $0,005 \text{ нф}$  коэффициент ослабления фильтра снизится с  $10^{10}$  до  $10^7$ , т. е. ухудшится в 1000 раз.

4. Неправильно выполнен монтаж конденсаторов, последовательно с которыми включены большие куски монтажного провода. Так как сопротивление емкостной ветви равно  $0,5 \text{ ом}$ , а индуктивное сопротивление  $1 \text{ см}$  монтажного провода равно  $0,3 \text{ ом}$ , то достаточно сделать длину соединительных концов равной  $2\text{—}3 \text{ см}$ , чтобы сопротивление емкостной ветви увеличилось по сравнению с расчетным и величина  $M$

На рис. 2-36 отдельно показаны верный и неверный монтаж конденсаторов.

5. Провод  $hf$ , монтаж которого выполнен исходя из ошибочных рассуждений об уменьшении тока по корпусу прибора, проходит вблизи точек с высоким потенциалом. Из-за емкостной связи в нем наводятся переменные напряжения, попадающие непосредственно на выход. Таким образом,

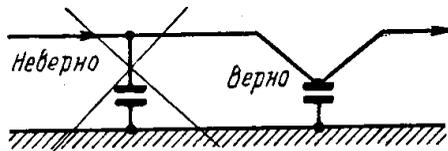


Рис. 2-36. Верный и неверный монтаж фильтрующего конденсатора.

не только основной токнесущий провод  $e$  оказывается под потенциалом высокой частоты, но и провод, присоединенный к корпусу.

На рис. 2-37 показан правильно выполненный монтаж двухъячеечного фильтра, лишенный описанных недостатков. Такой монтаж при соответствующем подборе величин  $L$  и  $C$  с учетом остаточной паразитной емкости между входными и выходными проводами может дать снижение подавляемого напряжения высокой частоты в  $10^6\text{—}10^8$  раз.

При монтаже фильтрующих ячеек, а также при других видах монтажа радиоприборов довольно часто применяется одноточечное присоединение к корпусу (рис. 2-38). Монтаж схемы рис. 2-38 выполнен на основании ошибочной идеи об избавлении от токов, текущих по корпусу прибора. Как было показано в § 2-3 и 2-4, благодаря поверхностному эффекту токи, протекающие по корпусу прибора, не углубляются в толщу материала, идут всегда по поверхности и через те же отверстия, что и токонесящие проводники. Поэтому никакого улучшения с точки зрения уменьшения токов по корпусу прибора такое присоединение не дает. С другой стороны, для того чтобы выполнить одноточечное присоединение, приходится удлинять выводы конденсаторов, что ухудшает действие фильтра. Вообще в литературе, особенно в радиолюбительской, часто рекомендуются различные выгодные комбинации присоединения к корпусу.

В большинстве случаев эти комбинации или не дают никакого эффекта или приводят к отрицательным результатам, так как практически почти невозможно определить действительно нужные направления основного тока прибора (т. е. тока, текущего по проводам и деталям) и дополнитель-

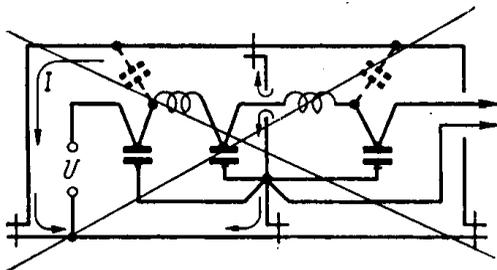


Рис. 2-38. Неверный монтаж фильтра с одноточечным присоединением к корпусу. ного тока, возникающего за счет паразитных связей. Поэтому *основным правилом монтажа следует считать присоединение деталей и проводов к корпусу прибора в ближайшей точке*. При выполнении присоединения к корпусу не следует забывать об индуктивности корпусного лепестка или специального отгиба. Эта индуктивность может дать не учитываемую и нежелательную связь вида, показанного на рис. 2-35 (участок *bc*). Поэтому лучше всего каждое присоединение к корпусу делать на отдельном лепестке.

## 2-10. ЭКРАНИРОВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Электронные лампы с обычным октальным цоколем, а также лампы

пальчикового типа являются сменными элементами радиоаппаратуры. Они располагаются в доступной части прибора часто близко одна от другой. Это может служить причиной значительных паразитных наводок в основном за счет емкостной связи ламп друг с другом и с внешними цепями. Для устранения этой связи на лампы надевают электростатические экраны. Наличие экрана меняет температурный режим лампы и при неудачной его конструкции ведет к сокращению срока службы лампы.

Бесцокольные сверхминиатюрные электронные лампы, выводы которых рассчитаны для присоединения к схеме путем пайки, можно помещать внутри экранированных отсеков. В этом случае они могут не иметь индивидуальных экранов. Но размещение ламп в тесном, плохо вентилируемом отсеке может привести к перегреву не только ламп, но и всех окружающих деталей.

Задача экранирования электронных ламп без учета влияния экрана на их температурный режим может быть решена элементарно просто в соответствии с принципами электростатического экранирования, изложенными в § 2-2. При таком рассмотрении оказывается пригодной любая конструкция экрана, лишь бы он был достаточно хорошо присоединен к корпусу прибора и не имел слишком больших отверстий. Только анализ охлаждения лампы в экранах различной конструкции позволяет найти правильное решение задачи. Обе проблемы — электротехническая и тепловая — должны рассматриваться совместно. Ниже излагаются основные итоги работ по экранированию и охлаждению ламп [13, 26].

Долговечность и устойчивость работы электронной лампы в значительной степени зависит от температуры баллона. При работе в повышенном температурном режиме может происходить: а) усиленное выделение газа из стенок баллона, приводящее к нарушению вакуума; б) нарушение работы газопоглотителя, нанесенного на внутренние стенки баллона; в) электролиз стекла ножки лампы между выводами.

Для надежной работы лампы необходимо, чтобы температура баллона была ниже 150—170° С.

Отвод тепла от баллона лампы возможен тремя способами.

I. Путем лучеиспускания, т. е. теплового излучения. Теплоотдача баллона за счет излучения пропорциональна разности температур  $T_{бал}^4 - T_{ок}^4$ , где  $T_{ок}$  — окружающая абсолютная температура и  $T_{бал}$  — абсолютная температура баллона. При постоянном потреблении лампой энергии от источников питания и при наступившем тепловом равновесии количество тепла, отдаваемого лампой, будет постоянной величиной, не зависящей от окружающей температуры. Поэтому указанная разность при отсутствии

всех других видов теплопередачи будет постоянной величиной. Для двух различных окружающих температур  $T_{1ок}$  и  $T_{2ок}$  можно написать соотношение

$$T_{1бал}^4 - T_{1ок}^4 = T_{2бал}^4 - T_{2ок}^4,$$

откуда

$$T_{2бал} = \sqrt[4]{T_{1бал}^4 + (T_{2ок}^4 - T_{1ок}^4)},$$

Из этого выражения следует, что с повышением окружающей температуры  $T_{ок}$  будет повышаться и температура баллона  $T_{бал}$ . При этом чем выше  $T_{ок}$ , тем меньшая разность  $T_{бал} - T_{ок}$  обеспечивает необходимую теплоотдачу. Пусть, например, при окружающей температуре  $+27^\circ\text{C}$  ( $T_{1ок} = 300^\circ\text{K}$ ) температура баллона превышает окружающую на  $100^\circ\text{C}$  ( $T_{1бал} = 400^\circ\text{K}$ ).

Если окружающая температура повысится на  $50^\circ\text{C}$ , т. е. до  $T_{2ок} = 350^\circ\text{K}$ , то температура баллона изменится до

$$T_{2бал} = \sqrt[4]{400^4 + 350^4 - 300^4} = 424^\circ\text{K},$$

т. е. повысится всего на  $24^\circ\text{C}$ .

Теплопередача лучеиспусканием пропорциональна безразмерному коэффициенту  $\epsilon$ , определяющему степень черноты полного излучения охлаждаемого тела. Этот коэффициент зависит от материала, способа его обработки и температуры охлаждаемой поверхности. Наименьшую степень черноты ( $\epsilon = 0,02 \div 0,09$ ) и, следовательно, наихудшую теплоотдачу лучеиспусканием имеют блестящие полированные поверхности цветных металлов.

Среднюю степень черноты ( $\epsilon = 0,5 \div 0,7$ ) имеют матовые и окисленные поверхности различных металлов. Наибольшую степень черноты имеют черные лаки и масляные краски различных цветов, для которых коэффициент  $\epsilon$  лежит в пределах  $0,88 - 0,98$ .

Подробные данные по теплопередаче лучеиспусканием для различных материалов и покрытий имеются в справочнике [23].

2. Путем воздушной конвекции, т. е. отводом тепла с помощью циркулирующего воздуха. Воздушная конвекция называется естественной, когда воздух свободно перемещается под влиянием уменьшения своего удель-

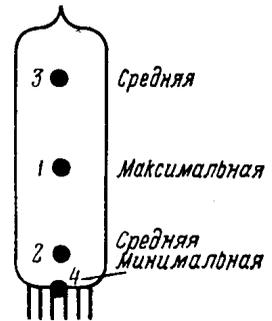


Рис. 2-39. Распределение температур на баллоне лампы.

ного веса при нагреве. Для получения хорошего охлаждения путем естественной конвекции необходимо тщательное изучение потоков воздуха в приборе. Воздушная конвекция называется принудительной, когда циркуляция воздуха осуществляется вентилятором или другим устройством для обдува.

3. Путем теплопроводности, при непосредственном контакте баллона лампы или лампового цоколя с отводящим тепло телом. Теплопередача этим способом пропорциональна коэффициенту теплопроводности тела, отводящего тепло, который характеризуется следующими значениями (*ккал/м·час·град*): медь-330, алюминий-175, латунь-73, воздух в спокойном состоянии-0,02 [23].

Из этих цифр следует, что отвод тепла теплопроводностью может иметь серьезное значение только при отсутствии воздушной прослойки между баллоном лампы и отводящим тепло металлом. Достаточно иметь расстояние между баллоном и металлом, равное 1 мм, чтобы отвод тепла снизился во много десятков раз.

При нормальных комнатных условиях баллон стеклянной лампы без экрана, вертикально расположенной на шасси и удаленной от стенок кожуха и от других ламп, имеет минимальную температуру. Наиболее горячим местом на баллоне является его центральная часть (рис. 2-39), находящаяся против середины анода (точка 1). На краях баллона (точки 2 и 3) температура ниже в 1,2 раза, а внизу, у штырьков, более чем в два раза. Охлаждение баллонов при таком расположении ламп происходит только за счет лучеиспускания и естественной конвекции. Охлаждение вследствие теплопроводности почти отсутствует, так как оно может получиться только за счет штырьков лампы, лепестков ламповой панели и соединительных проводов, причем охладиться будет и без того наименее горячее место лампы. Отправляясь от этих начальных условий, рассмотрим, как изменяется температура баллона при следующих изменениях окружающих условий и расположения ламп.

1. При повышении температуры окружающей среды выше нормальной комнатной температура баллона повышается несколько медленнее, чем окружающая температура. Из экспериментальных данных, полученных для теплопередачи лучеиспусканием, можно сделать вывод, что превышение температуры самой горячей точки баллона над окружающей уменьшается примерно на  $10^\circ$  на каждые  $30^\circ$  С повышения окружающей температуры.

2. При подъеме прибора с электронными лампами на 6000 м над уровнем моря температура баллонов ламп без экрана повышается примерно на

30° С, при подъеме на вторые 6000 м—на 20° С. Происходит это из-за ухудшения условий естественного конвективного охлаждения в разреженной среде.

3. При изменении положения лампы с вертикального на горизонтальное температура баллона повышается на 10-30° С из-за меньшей обтекаемости лампы естественным конвекционным потоком воздуха.

4. Приближение лампы к боковым стенкам кожуха и окружение ее другими горячими лампами повышают температуру баллона.

5. Надевание на лампу сплошного закрытого экрана, не соприкасающегося с баллоном, резко изменяет ее температурный режим. Между экраном и баллоном получается неподвижная воздушная прослойка, затрудняющая конвекционную передачу тепла. Баллон охлаждается в основном за счет лучеиспускания при незначительном влиянии теплопроводности через воздушную прослойку. В результате температура баллона лампы, помещенной в сплошной зачерненный экран, может возрасти в 1,5 раза, а при использовании незачерненного блестящего экрана — даже в 2 раза.

6. Применение зачерненного экрана с отверстиями восстанавливает конвекционный отбор тепла от баллона. При таком экране температура баллона всегда на 5—20° С выше его температуры без экрана. В конструкции экрана особенно важно разместить отверстия так, чтобы обеспечить естественный конвекционный поток воздуха. С этой точки зрения удачной является конструкция экрана для пальчиковых ламп (рис. 2-40). Здесь в нижней части экрана имеются входные отверстия для воздуха. Нагревающийся воздух обтекает лампу и выходит через верхнее отверстие. Воздух для охлаждения нижней части лампы у штырьков поступает через отверстие в экранирующем пистоне, запрессованном в корпус ламповой панельки. Пренебрежение элементарными правилами обеспечения естественной конвекции приводит к неудачным конструкциям, которые, к сожалению, выпускаются и применяются. Так, в некоторых типах экранов для пальчиковых ламп отсутствуют входные отверстия в нижней части и в экранирующем пистоне. Воздух в экране застаивается, и теряется смысл верхнего выходного отверстия. В результате экраны рабо-

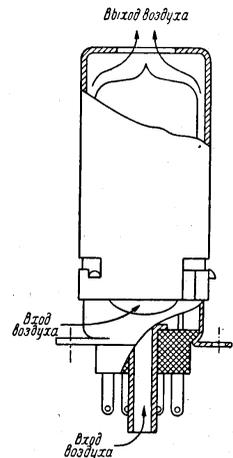


Рис. 2-40. Экран для пальчиковой лампы с отверстиями для охлаждения путем естественной конвекции воздуха.

тают как сплошные. В других типах экранов при отсутствии нижних входных отверстий делаются широкие прорезы в верхней половине экрана, нарушающие тягу и приводящие к местным перегревам.

7. Некоторого снижения температуры баллона в зачерненном экране с отверстиями можно достигнуть увеличением отвода тепла вследствие теплопроводности. Для этого нужно обеспечить непосредственный контакт экрана со стеклянной поверхностью баллона, особенно в средней, наиболее горячей его части. Этого можно достигнуть применением специально изогнутых пружинных звездочек из материала с хорошей теплопроводностью (например, из фосфористой бронзы), касающихся баллона и экрана или приклепанных (лучше припаянных или приравненных) к экрану и касающихся баллона.

Сверхминиатюрные лампы с гибкими выводами работают в особенно тяжелых температурных условиях, так как из-за небольших размеров они имеют меньшую поверхность охлаждения. Удельная мощность рассеивания, т. е. мощность, снимаемая с квадратного сантиметра поверхности баллона, для сверхминиатюрных ламп выше, чем для других типов ламп, что приводит к повышению температуры баллона. Кроме того, лампы этого типа обычно применяются в малогабаритных устройствах, часто работающих в разреженном воздухе, что затрудняет охлаждение не только ламп, но и всего устройства в целом. В результате баллон сверхминиатюрной лампы без экрана имеет значительно более высокую температуру, чем баллон обычной стеклянной или пальчиковой лампы.

Так, например, для ламп пальчиковой 6Ж1П и сверхминиатюрной 6Ж1Б, имеющих примерно одинаковые параметры, температура баллона без экрана у сверхминиатюрной лампы получается на 40—50° С выше, чем у пальчиковой. При этом сверхминиатюрные лампы не могут работать в условиях повышенной окружающей температуры и пониженного давления без принудительного охлаждения.

Экран нормальной съемной конструкции, надетый на пальчиковую лампу, повышает температуру ее баллона примерно на 25° С. Для сверхминиатюрных ламп съемные экраны не нужны. Поэтому можно воспользоваться экраном, в котором помещена сверхминиатюрная лампа и соответствующая часть монтажа, для снижения температуры баллона лампы путем теплопроводности. Для этого необходимо обеспечить контакт экрана с поверхностью баллона в его наиболее горячей части и теплопроводящий контакт между экраном и металлическим шасси прибора. При такой системе экранирования в охлаждении ламп участвует весь корпус прибора. При хорошей его теплопроводности и обеспечении хороших теплопроводящих контактов температура баллона мало

дящих контактов температура баллона мало отличается от температуры шасси и оказывается ниже температуры баллона без экрана. Таким образом, если задача экранирования пальчиковой лампы противоречит задаче ее охлаждения, то в правильно сконструированном экране для сверхминиатюрной лампы решение обеих задач совпадает.

В конструкции «охлаждающего» экрана необходимо соблюдать следующие предосторожности.

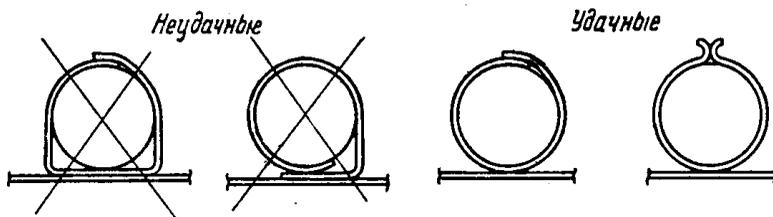


Рис. 2-41. Конфигурации экранов для сверхминиатюрных ламп.

1. Экран должен плотно касаться всей цилиндрической, наиболее горячей, части баллона. Удаление экрана от баллона в некоторых местах мо-

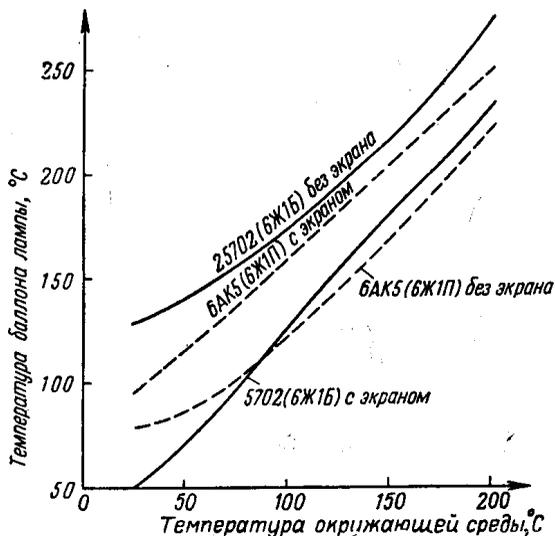


Рис. 2-42. Температуры баллонов пальчиковой лампы 6АК5 (аналог 6Ж1П) и сверхминиатюрной лампы 5702 (аналог 6Ж16) в экране и без экрана.

жет привести к местным перегревам благодаря плохой теплопроводности стекла. На рис. 2-41 показаны удачные и неудачные конфигурации экранов.

2. Для хорошей передачи тепла от экрана к шасси недостаточно соединить его с шасси в нескольких точках заклепками. Чтобы увеличить по-

верхность, через которую передается тепло, экран нужно припаивать или приваривать к шасси. При этом температура баллона получается на 16—25° С ниже, чем при креплении заклепками.

На рис. 2-42 показан график зависимостей температур баллонов двух типов ламп в экранах и без экранов от температуры окружающей среды при почти одинаковой подводимой мощности. На этом графике четко видна указанная выше различная роль экранов при экранировании пальчиковых и сверхминиатюрных ламп. Необходимо отметить, что в тяжелых температурных и высотных условиях даже самое качественное экранирование сверхминиатюрных ламп не освобождает от необходимости применения принудительной конвекции из-за возможных перегревов не только ламп, но и шасси и всех других деталей. Несмотря на это, тщательное «охлаждающее» экранирование всех ламп следует рекомендовать и в тех случаях, когда электростатического экранирования ламп не требуется. Охлаждение неэкранированных ламп обдувом крайне ненадежно, так как не все лампы размещены в местах, удобных для вентиляции. Особенно плохо обеспечивается охлаждение ламп при креплении их в обычных держателях (рис. 2-43, справа) на изоляционной панели, применяемых часто при монтаже печатных схем. Здесь отсутствует охлаждение за счет теплопроводности, а держатель мешает обдуву нижней части лампы. Также неудачна конструкция круглого держателя, поддерживающего лампу в вертикальном положении (рис. 2-43, слева). В нем получается почти неподвижная воздушная «подушка» в центральной наиболее горячей части баллона. Когда лампы находятся в плотно прилегающих к ним экранах, то роль принудительной конвекции изменяется. Она используется

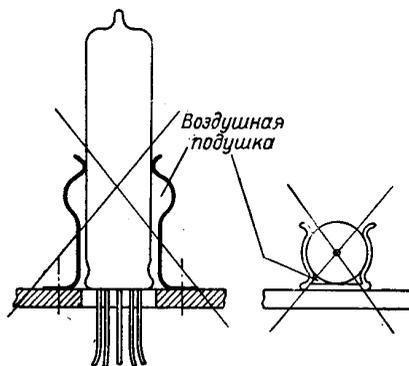


Рис. 2-43. Неудачные конструкции держателей для сверхминиатюрных ламп.

в основном для отвода тепла от шасси, что упрощает задачу и дает экономию воздуха, потребляемого для обдува.

Таким образом, полное экранирование ламп снижает и выравнивает температуру баллонов. Так как от температуры баллонов ламп зависит надежность, устойчивость работы и срок службы ламп, то можно утверждать, что *полное экранирование всех сверхминиатюрных ламп повышает надежность работы прибора.*

## 2-11. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПРИ ЭКРАНИРОВАНИИ УСИЛИТЕЛЕЙ И РАДИОПРИЕМНИКОВ

Экранирование усилителей и радиоприемников преследует две основные цели: 1) защиту экранируемого устройства от влияний внешних электрических, магнитных и электромагнитных паразитных наводок; 2) устранение вредных паразитных связей внутри усилителя или радиоприемника.

Для решения первой задачи экранируемые усилитель или радиоприемник следует рассматривать как единую систему, на которую внешние источники помех могут оказывать вредное влияние (рис. 2-44) как путем непосредственного воздействия электрического и магнитного полей на детали монтажа усилителя или радиоприемника, так и через входные и выходные провода и провода питания. В тех случаях, когда источники помех находятся в непосредственной близости от усилителя или радиоприемника, проникновение наводок возможно по всем указанным на рис. 2-44 путям. Для устранения таких наводок приходится производить весьма совершенное электростатическое и магнитное экранирование с применением

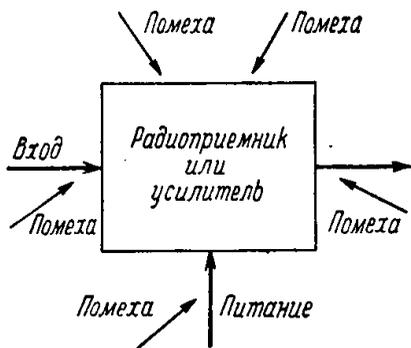


Рис. 2-44. Пути проникновения помех в радиоприемник или усилитель.

фильтрующих цепей для всех проводов, выходящих за пределы экранов. В тех же случаях, когда мешающие устройства удалены от усилителя или радиоприемника, наличие совершенного экрана необязательно, так как наводки в основном поступают через антенну или через сильно разветвленные провода питания, являющиеся своеобразной «антенной» для приема наводок.

В особенно тяжелом положении находятся усилители и радиоприемники, работающие в непосредственной близости от мощных передатчиков и импульсных ультракоротковолновых генераторов, создающих помехи на ча-

стотах, близких к их собственной частоте, и на всех частотах, соответствующих непрерывному спектру разложения импульса. Для защиты радиоустройства от этих помех необходимо тщательно экранировать все пути проникновения помех для всех мешающих частот.

Иначе обстоит дело со второй задачей. Полное устранение паразитных связей внутри усилителя требует большого его усложнения и практически неоправданно. Для достижения этой цели обычно не приходится прибегать к полному экранированию отдельных каскадов усилителя друг от друга и приведению высокочастотного потенциала проводов питания к потенциалу экрана, так как для устойчивой работы усилителя оказывается достаточным не полное, а частичное подавление паразитных связей. Подробно этот вопрос разобран в следующей главе.

# ГЛАВА ТРЕТЬЯ

## ПАЗАРИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

### 3-1. ВЛИЯНИЕ ПАЗАРИТНЫХ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ НА РАБОТУ УСИЛИТЕЛЕЙ

Разработка усилителя так же, как и большинства радиоэлектронных приборов, разбивается на два этапа: проектирование и экспериментальная доводка. Разброс параметров ламп, контуров и деталей, невозможность точного учета обратных связей и потерь в контурах, влияние расположения деталей и длины соединительных проводов приводят к тому, что экспериментальная доводка является почти неизбежной частью разработки усилителя. Чем больше факторов, определяющих работу усилителя, учтено при его расчете и конструировании, чем тщательнее и продуманнее выполнен его монтаж, тем, очевидно, проще и быстрее производится экспериментальная доводка усилителя. В идеальном случае она могла бы свестись к простому его испытанию. Наоборот, при неудачном проекте усилителя добиться удовлетворительных результатов удастся только после длительного экспериментирования с рядом последовательно изготавливаемых образцов.

Сложность регулирования и настройки разрабатываемого усилителя почти целиком определяется наличием в нем обратных связей. Хорошо экранированный усилитель, в котором предусмотрено подавление паразитных связей по всем возможным путям их возникновения, может быть настроен достаточно быстро. Усилитель, экранированный недостаточно или неверно, можно безрезультатно настраивать месяцами. Причины возникновения в усилителях нежелательных обратных связей можно разбить на две основные группы. К первой группе относятся обратные связи, возникающие через емкость анод — сетка  $C_{ag}$  электронной лампы, и через сопротивление обратной связи  $r_{12}$  полупроводникового триода (транзистора).

Ко второй группе отнесем обратные связи, возникающие вследствие несовершенного экранирования отдельных каскадов усилителя друг

от друга.

Ниже разбираются разнообразные цепи паразитных обратных связей в усилителях, за исключением связи через сопротивление  $r_{12}$  в транзисторе. Это сопротивление является одной из основных составных частей эквивалентной схемы транзистора, и его влияние не может рассматриваться изолированно от общей теории транзисторных схем.

### 3-2. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ТРИОДА

При подключении цепи сетки лампы к источнику входного напряжения  $U_{BX}$  этот источник нагружается. (рис. 3-1) эквивалентным активным сопротивлением  $R_{BX}$  и эквивалентной входной емкостью  $C_{BX}$ . Величины этих нагрузок зависят от реакции анодной и катодной цепей лампы на сеточную цепь. При правильном подборе типа лампы работа происходит на не слишком высоких для нее частотах. В этом случае влияние вре-

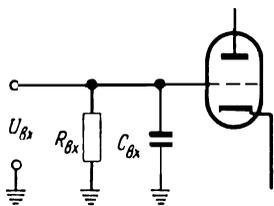


Рис. 3-1. Входная емкость и входное активное сопротивление лампы.

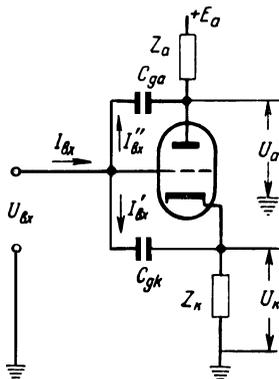


Рис. 3-2. К расчету входного сопротивления триода.

мени пролета электронов в промежутке катод—сетка—анод можно не учитывать и считать, что реакция на сеточную цепь происходит только через внутриламповые емкости.

Для анализа входного сопротивления триода определяют ток  $I_{BX}$  (рис. 3-2), который протекает во входной цепи лампы, разветвляясь на два тока:  $I'_{BX}$ , протекающий по цепи сетка—катод через емкость  $C_{gk}$ , и  $I''_{BX}$ , протекающий по цепи сетка—анод через емкость  $C_{ga}$ .

Емкость  $C_{gk}$  находится под разностью потенциалов

$$\bar{U}_{BX} - \bar{U}_k = \bar{U}_{BX} - \bar{K}_k \bar{U}_{BX} = \bar{U}_{BX} (1 - \bar{K}_k)$$

где  $\bar{K}_k = \frac{\bar{U}_k}{\bar{U}_{BX}}$  — комплексный коэффициент усиления каскада от сетки

до катода с учетом фазы, определяемой катодным сопротивлением  $\bar{Z}_k$ .

Эта разность потенциалов вызовет через емкость  $C_{gk}$  ток

$$\bar{I}'_{ex} = \bar{U}_{ex} j\omega C_{gk} (1 - \bar{K})$$

Емкость  $C_{ga}$  находится под разностью потенциалов

$$\bar{U}_{ex} - \bar{U}_a = \bar{U}_{ex} - (-\bar{K}_a \bar{U}_{ex}) = \bar{U}_{ex} (1 + \bar{K}_a)$$

где  $\bar{K}_a = -\frac{\bar{U}_a}{\bar{U}_{ex}}$  комплексный коэффициент усиления

каскада от сетки до анода с учетом фазы, определяемой анодным сопротивлением  $Z_a$ , и без учета поворота фазы на  $180^\circ$ , даваемого электронным током лампы. Эта разность потенциалов вызовет через емкость  $C_{ga}$  ток

$$\bar{I}''_{ex} = \bar{U}_{ex} j\omega C_{ga} (1 + \bar{K}_a)$$

Суммарный ток во входной цепи лампы будет

$$\bar{I}_{ex} = \bar{I}'_{ex} + \bar{I}''_{ex} = \bar{U}_{ex} j\omega [C_{gk} (1 - \bar{K}_k) + C_{ga} (1 + \bar{K}_a)]$$

Отсюда следует, что входное сопротивление триода с нагрузкой в аноде и в катоде равно

$$\bar{Z}_{ex} = \frac{\bar{U}_{ex}}{\bar{I}_{ex}} = \frac{1}{j\omega [C_{gk} (1 - \bar{K}_k) + C_{ga} (1 + \bar{K}_a)]} \quad (3-1)$$

Комплексные коэффициенты усиления  $K_k$  и  $K_a$  можно представить в тригонометрической форме

$$\bar{K}_k = K_k \cos \varphi_k + jK_k \sin \varphi_k$$

и

$$\bar{K}_a = K_a \cos \varphi_a + jK_a \sin \varphi_a$$

где  $K_k$  и  $K_a$  — модули, т. е. абсолютные значения коэффициентов усиления по катоду и аноду без учета их фазы;

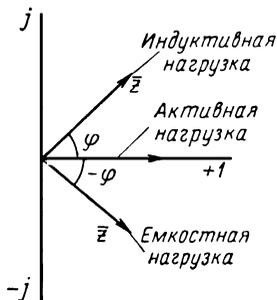


Рис. 3-3. Фазовый угол сопротивления нагрузки.

$\varphi_k$  и  $\varphi_a$  — фазовые углы полных сопротивлений нагрузок в цепях катода  $\bar{Z}_k$  и анода  $\bar{Z}_a$  (рис. 3-3).

Подставляя это соотношение в уравнение (3-1) и учитывая, что согласно рис. 3-1 входное сопротивление лампы представляется в виде параллельного соединения  $R_{вх}$  и  $C_{вх}$ , после преобразований получаем

$$\frac{1}{Z_{вх}} = \frac{1}{R_{вх}} + j\omega C_{gk} K_a \sin \varphi_k - \omega C_{ga} K_a \sin \varphi_a + j\omega [C_{gk}(1 - K_k \cos \varphi_k) + C_{ga}(1 + K_a \cos \varphi_a)]$$

Отсюда находим окончательные выражения для входной емкости триода

$$C_{вх} = C_{gk}(1 - K_k \cos \varphi_k) + C_{ga}(1 + K_a \cos \varphi_a) \quad (3-2)$$

и для входного активного сопротивления

$$R_{вх} = \frac{1}{\omega C_{gk} K_k \sin \varphi_k - C_{ga} K_a \sin \varphi_a} \quad (3-3)$$

### **3-3. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ ЧЕРЕЗ ВНУТРИЛАМПОВЫЕ ЕМКОСТИ НА РАБОТУ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ, ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ И КАТОДНЫХ ПОВТОРИТЕЛЕЙ**

В реостатных усилителях низкой частоты и в некорректированных видеоусилителях анодная нагрузка для низких и средних частот всегда чисто активна, а при высоких частотах к ней добавляется емкостная составляющая. В этих условиях фазовый угол анодной нагрузки  $\varphi_a$  всегда отрицателен ( $\varphi_a < 0$ ).

Если катодное сопротивление  $R_k$  (рис. 3-4), включаемое для получения автоматического смещения, отсутствует или зашунтировано большой емкостью  $C_k$ , то в выражениях (3-2) и (3-3)  $K_k = 0$  и они обращаются в

$$C_{вх} = C_{gk} + C_{ga}(1 + K_a \cos \varphi_a) \quad (3-4)$$

$$R_{вх} = -\frac{1}{\omega C_{ga} K_a \sin \varphi_a} \quad (3-5)$$

При отрицательных фазовых углах  $\cos \varphi_a > 0$  и  $\sin \varphi_a < 0$ .

Отсюда следует, что в указанных усилителях  $R_{вх}$  всегда положительно, и обратная связь через емкость анод—сетка не может привести к самовозбуждению.

Она может вызвать только сильный спад усиления на высоких частотах из-за большой величины  $C_{вх}$  и уменьшения  $R_{вх}$  с повышением частоты.

Так, например, каскад усиления на сверхминиатюрном триоде 6С6Б с параметрами  $S = 5 \text{ ма/в}$ ,  $\mu = 25$ ,  $R_i = 5$  ком,  $C_{гk} = 3,3$  пф,  $C_{га} = 1,42$  пф при сопротивлении нагрузки  $R_a = 20$  ком будет иметь следующие показатели:

а) коэффициент усиления на средних частотах

$$K_a = K_0 = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{25 \cdot 20}{5 + 20} = 20;$$

б) входная емкость на средних частотах, при которых можно пренебречь емкостью в анодной цепи и считать, что  $\varphi_a = 0$ :

$$C_{вх} = C_{гk} + C_{га}(1 + K_a) = 3.3 + 1.42 \cdot 21 = 20;$$

в) входное сопротивление  $R_{вх}$  определим на частоте 1 МГц, которую условно будем считать граничной. На этой частоте сопротивление всех распределенных емкостей, шунтирующих анодную нагрузку  $R_a$ , приводит к тому, что коэффициент усиления  $K_a$  падает до 0,7 от значения на средних частотах, т. е. до 14.

В этом случае полное сопротивление анодной нагрузки упадет от величины  $R_a = 20$  ком до величины  $\bar{Z}_a = 6,4$  ком, откуда

$$\cos \varphi_a = \frac{6.4}{20} = 0.32 \quad \varphi_a = -71^\circ \quad \sin \varphi_a = -0.95$$

Входное сопротивление лампы упадет от  $R_{вх} = \infty$  на средних частотах до

$$R_{вх} = \frac{1}{\omega C_{га} K_a \sin \varphi_a} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot 1.42 \cdot 10^{-12} \cdot 0.95} = 8.5 \text{ кОм}.$$

Очевидно, что такое значение  $R_{вх}$  резко снизит усиление предыдущего каскада на высоких частотах и оно не будет соответствовать расчету, проведенному без учета емкости  $C_{га}$ .

В корректированном видеоусилителе в нагрузку анодной цепи включается небольшой дроссель, который может привести к тому, что на некоторых частотах полное сопротивление анодной нагрузки  $\bar{Z}_a$  примет индуктивный характер ( $\varphi_a > 0$ ). Тогда входное сопротивление  $R_{вх}$  делается отрицательным, из-за чего может или чрезмерно возрасти усиление, или произойти самовозбуждение усилителя.

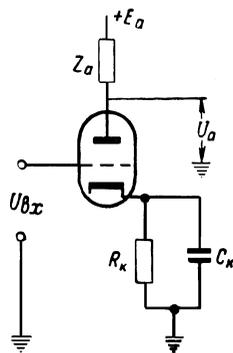


Рис. 3-4. Усилитель низкой частоты или видеоусилитель.

В схеме катодного повторителя (рис. 3-5) сопротивление  $R_a$  отсутствует,  $K_a = 0$  и выражения (3-2) и (3-3) обращаются в

$$C_{вх} = C_{га} + C_{гk}(1 + \cos \varphi_k)$$

$$R_{вх} = \frac{1}{\omega C_{гk} K_k \sin \varphi_k}$$

Обычной нагрузкой катодного повторителя является сопротивление  $R_k$ , зашунтированное емкостью  $C_k = 10$ — $30$  пф для схем, работающих на согласованный кабель, и

$C_k = 100$ — $1000$  пф для схем, работающих на несогласованный кабель.

Фазовый угол такой нагрузки отрицателен и определяется из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_k = -\omega C_k R_k$$

Если в катод лампы 6С6Б включены  $R_k = 10$  ком и  $C_k = 1000$  пф, то на частоте в 1 Мгц

$$\operatorname{tg} \varphi_k = -\omega C_k R_k = -2 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot 1000 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^3 = -62.8$$

Этому соответствует

$$\varphi_k = -80^\circ, \quad \sin \varphi_k = 0.9998, \quad \cos \varphi_k = 0.00175$$

и при  $K_k = 0.9$

$$C_{вх} \approx C_{га} + C_{гk} = 3.3 + 1.42 = 4.72 \text{ нФ}$$

$$R_{вх} = \frac{1}{\omega C_{гk} K_k \sin \varphi_k} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot 3.3 \cdot 10^{-12} \cdot 0.9 \cdot 0.9998} = -54 \text{ кОм}$$

Величина отрицательного активного входного сопротивления катодного повторителя мало зависит от величины нагрузочной емкости  $C_k$ . При снижении ее в 10 раз фазовый угол изменится до  $\varphi_k = -81^\circ$  и входное сопротивление возрастет всего на 1%. Даже при минимальной возможной емкости в катоде  $C_k = 10$  пф фазовый угол изменится до  $-32^\circ$  и входное сопротивление увеличится всего в два раза. Так же слабо зависит  $R_{вх}$  от величины  $R_k$ .

Отрицательное входное сопротивление катодного повторителя обратно пропорционально частоте  $\omega$ . На высоких частотах оно может полностью скомпенсировать потери резонансных контуров, подключенных к сеточной цепи, и вызвать самовозбуждение. На очень высоких частотах (порядка 100 Мгц и выше) влияние индуктивности катодного вывода (0,02—0,05 мкГн) превосходит влияние емкостной нагрузки, фазовый угол пол-

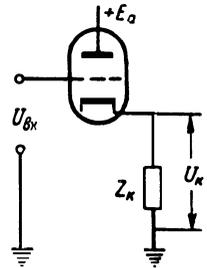


Рис. 3-5. Катодный повторитель.

ного сопротивления в цепи катода становится положительным и опасное для самовозбуждения отрицательное входное сопротивление становится также положительным.

Таким образом, самовозбуждение катодного повторителя может возникнуть в диапазоне частот 10—100 МГц, поэтому следует избегать включения в сеточную цепь резонансных контуров, настроенных на эти частоты, или сильно увеличивать их затухание. К таким контурам можно отнести цепи коррекции видеоусилителя, к которому подключается катодный повторитель и паразитные контура, возникающие в монтаже цепи сетки катодного повторителя.

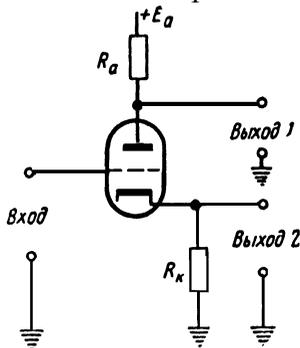


Рис. 3-6. Схема с сопротивлениями в анодной и катодной цепях.

Иногда схема включения электронной лампы и в анодной, и в катодной цепях содержит сопротивления, не зашунтированные большими емкостями (рис. 3-6). Если в такой схеме выходное напряжение снимается с анода (выход 1), то это будет схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью по току; если используется выход 2, то это будет схема катодного повторителя, в которой сопротивление  $R_a$

предохраняет лампу от перегрузок; если используются оба выхода, то это будет схема двухфазного повторителя. В этих случаях для определения входного сопротивления и входной емкости приходится пользоваться полными выражениями (3-2) и (3-3). На средних частотах, при которых небольшими паразитными емкостями, шунтирующими  $R_a$  и  $R_k$ , можно пренебречь,  $\varphi_k = \varphi_a = 0$ ;  $R_{вх} = \infty$  и

$$C_{вх} = C_{gk}(1 - K_k) + C_{ga}(1 + K_a) \quad (3-8)$$

В усилителе низкой частоты и в видеоусилителе увеличение не зашунтированного емкостью сопротивления  $R_k$  приводит к увеличению коэффициента усиления по катоду  $K_k$  и к уменьшению коэффициента усиления по аноду. Эти величины связаны соотношением

$$K_a = K_0(1 - K_k) \quad (3-9)$$

где

$$K_0 = \frac{U_a}{U_{ск}} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}$$

— коэффициент усиления каскада то аноду без обратной связи при зашунтированном емкостью сопротивлении  $R_k$

Из выражений (3-8) и (3-9) следует, что введение сопротивления  $R_k$  и его

увеличение при одновременном увеличении  $R_a$  так, чтобы  $K_a$  оставалось неизменным, незначительно влияет на входную емкость. В выражении (3-8) уменьшается только первый член, который и без того во много раз меньше второго. Уменьшение  $C_{вх}$ , наблюдаемое при введении  $R_k$ , получается не из-за отрицательной обратной связи, а из-за уменьшения величины  $K_a$ . Почти такой же эффект можно получить при уменьшении  $K_a$  и другими способами.

В схеме двухфазного повторителя  $R_a=R_k$ . При этом

$$K_a = K_k = \frac{K_0}{K_0 + 1}$$

и входная емкость делается весьма малой, близкой к  $C_{вх} \approx 2C_{га}$ .

Активная составляющая входного сопротивления схем с нагрузкой в аноде и в катode, определяемая уравнением (3-3), может иметь различную величину и различные знаки в зависимости от фазовых углов нагрузок и от соотношения первого и второго членов уравнения.

Неудачные комбинации этих величин могут привести к ненормальному падению усиления в области высоких частот, к ненормальному увеличению усиления или к самовозбуждению. При наличии таких эффектов необходимо произвести проверку входного сопротивления по уравнению (3-3) с учетом всех реактивностей в анодной и катодной цепях, включая индуктивности ламповых выводов.

В триодных усилителях низкой частоты и в видеоусилителях входная емкость в основном определяется членом выражения (3-2)

$$C_{га}(1 + K_a \cos \varphi_a).$$

Избыточная величина этого члена часто препятствует разработке высококачественного усилителя, что является основанием для применения экранированных ламп (пентодов или тетродов) со значительно меньшей емкостью  $C_{га}$ . Расчет входной емкости и активного входного сопротивления усилительных каскадов с экранированными лампами производится по тем же уравнениям (3-2)—(3-8) при условии правильного выбора емкости, блокирующей экранирующую сетку на катод (см. § 3-6). Вторым способом уменьшения влияния входной емкости усилительного каскада на триоде является применение катодного повторителя, малое

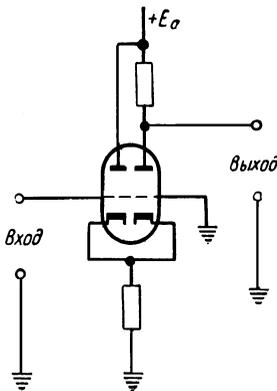


Рис. 3-7. Усилитель с катодной связью.

выходное сопротивление которого позволяет подключать довольно большую емкость без заметного ухудшения параметров. Из всех возможных вариантов такого введения минимальное число деталей имеет «усилитель с катодной связью» [27], выполняемый на двойном триоде (рис. 3-7) и являющийся комбинацией из катодного повторителя и усилителя с заземленной сеткой.

### 3-4. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ ЧЕРЕЗ ВНУТРИЛАМПОВЫЕ ЕМКОСТИ НА РАБОТУ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

В одноконтурном однокаскадном резонансном усилителе нагрузка в анодной цепи может иметь активный, емкостный или индуктивный характер в зависимости от частоты подаваемого на сетку входного напряжения.

Сопротивление, включаемое в катод усилителя, обычно блокируется большой емкостью на корпус, из-за чего  $K_k \cos \varphi_k = 0$ . На рис. 3-8 показаны амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики такого усилительного каскада. Сопоставляя эти характеристики с уравнениями (3-2) и (3-3), можно легко убедиться в том, что одноконтурный усилительный каскад будет иметь максимальную входную емкость на резонансной частоте  $\omega_0$ , для которой  $\varphi_a = 0$ ,  $\cos \varphi_a = 1$ ,  $K_a = K_a \text{ макс}$  и входная емкость

$$C_{вх-макс} = C_{gk} + C_{ga}(1 + K_{a-макс})$$

Для определения величины активного сопротивления нужно рассмотреть произведение  $K_a \sin \varphi_a$ . На резонансной частоте  $\omega_0$   $\sin \varphi_a = 0$ ,  $R_{вх} = \infty$  и активная составляющая входного тока отсутствует. При расстройке в обе стороны от  $\omega_0$  абсолютное значение  $\varphi_a$  и  $\sin \varphi_a$  растет, значение  $K_a$  падает, а произведение  $|K_a \sin \varphi_a|$  сначала растет, а затем уменьшается. Частоты, на которых произведение  $|K_a \sin \varphi_a|$  будет максимальным, находятся путем составления уравнений частотной и фазовой характеристик усилителя и определения обычным путем максимума указанного произведения. В результате получается, что эти частоты соот-

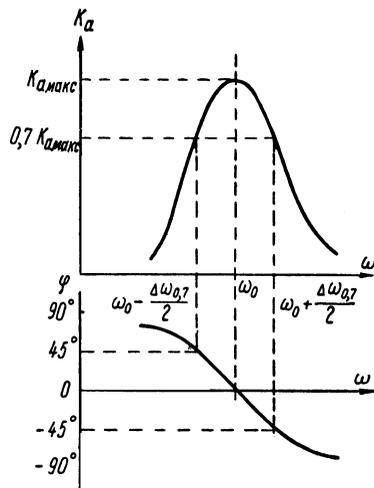


Рис. 3-8. Амплитудно- частотная и фазо-частотная характеристики одноконтурного усилительного каскада.

ветствуют краям полосы пропускания,

$$\omega_0 \pm \frac{\Delta\omega_{0.7}}{2}$$

на которых  $K_a=0.7K_{a\text{макс}}$  и  $\varphi_a\pm 45^\circ$ .

Подставив эти значения в уравнение (3-3), получим минимальную величину входного сопротивления

$$|R_{вх\text{макс}}| = \frac{2}{\omega C_{га} K_{a\text{макс}}}$$

Это сопротивление имеет знак «+» на частоте края полосы пропускания выше  $\omega_0$  и знак «—» на частоте ниже  $\omega_0$ .

Таким образом, в резонансный контур, включенный на входе лампы, вносятся цепью обратной связи на различных частотах различные по величине и по знаку затухание, что приводит к искажению частотной характеристики или к самовозбуждению усилителя.

Для устранения вредного влияния емкости  $C_{га}$  применяют экранированные лампы, пентоды или тетроды, имеющие емкость сетка—анод  $C_{га}$  в 100—1000 раз меньшую, чем триоды. Использование экранированных ламп прежде всего устраняет увеличение входной емкости, вызываемое емкостью  $C_{га}$ , так как для этих ламп произведение  $C_{га}(1+K_{a\text{макс}})$  при самых неблагоприятных условиях не превосходит  $1\text{ нФ}$ . Так же резко увеличивается активное входное сопротивление  $R_{вх}$ .

Существует много схем для нейтрализации влияния емкости  $C_{га}$  триодов [2] и экранированных ламп [20]. На практике в поемно-усилительных устройствах эти схемы не применяются, так как требуют кропотливого подбора и настройки. Всегда проще применить экранированные лампы и взять большее их число при меньшем усилении на каскад. Единственным известным исключением из этого правила является схема резонансного усилителя с минимальным уровнем шума, в которой для получения малого шума применены триоды, что потребовало нейтрализации емкости  $C_{га}$ .

Применение отрицательной обратной связи по току за счет включения в катод незаблокированного сопротивления почти не уменьшает входной емкости триода. Такое включение уменьшает только первый член выражения (3-2), который и без того значительно меньше второго.

Введение в катод пентода полностью или частично не зашунтированного сопротивления может заметно уменьшить входную емкость, так как в этом случае первый член выражения (3-2) больше второго. Такое включение также полезно для уменьшения изменения входной емкости и, следовательно, для уменьшения расстройки контуров усилителя при регули-

ровании усиления подачей на сетку отрицательного напряжения [27].

### 3-5. НАИБОЛЬШЕЕ УСТОЙЧИВОЕ УСИЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Подключение цепи сетки лампы, минимальное входное сопротивление  $R_{вх\min}$  которой определяется уравнением (3-10) к резонансному контуру приводит к искажению его частотной характеристики. Это искажение удобно оценивать соотношением между эквивалентным сопротивлением контура  $R_3$ , которое он имеет на резонансной частоте  $\omega_0$ , когда  $R_{вх}=\infty$ , и величиной этого же сопротивления  $R'_3$ , когда контур шунтируется сопротивлением  $R_{вх\min}$ . Очевидно, что величинам  $R_3$  и  $R'_3$  обратно пропорциональны затухания  $d_3$  и  $d'_3$ , характеризующие частотную характеристику усилительного каскада.

На базе уравнения (3-10), задавшись 10%-ным изменением затухания контура от влияния  $C_{ag}$ , В. И. Сифоров [15] показал, что в резонансном усилителе с любым числом каскадов максимальное устойчивое усиление на каскад от сетки до анода не должно превосходить величины

$$K_{a\max.уст} = 0.42 \sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_{ag}}} \quad (3-11).$$

Из этого выражения следует, что наибольшее устойчивое усиление не зависит от параметров контура и связи его с лампой, а определяется исключительно параметрами лампы и рабочей частотой усилителя.

К формуле (3-11) можно сделать следующие замечания:

- а) Она выведена для экранированных ламп, у которых  $R_i \gg R_3$ .
- б) Формула выведена в предположении, что паразитная обратная связь в усилителе возникает только через емкость  $C_{ag}$ . Экранирование усилителя выполнено настолько хорошо, что остальными видами воздействия последующих цепей усилителя на предыдущие можно пренебречь.
- в) В многокаскадном усилителе, отдельные каскады которого дают усиление от сетки до анода, соответствующее максимальному устойчивому  $K_{a\max.уст}$ , при всех наихудших случайных взаимных расстройках контуров затухание первого контура (не говоря уж о всех последующих) уменьшается не более чем на 10 % от затухания, которое контур имел при отсутствии обратной связи.
- г) В одноконтурных каскадах с полным включением контуров в анодные цепи ламп и с настройкой всех контуров на одну частоту усиление однолампового каскада от сетки до анода равно усилению от сетки этого каскада до сетки лампы следующего каскада. Для таких усилителей

$K_{a\text{макс уст}} = K_{01\text{макс уст}}$ , где  $K_{01\text{макс уст}}$  — максимальное устойчивое усиление одного каскада, и формулой (3-11) можно пользоваться без каких-либо оговорок.

Во всех остальных случаях, т. е. в усилителях с неполным включением контуров в анодные цепи ламп, с трансформаторной связью, с контурами, настроенными на две и более частоты, и с двухконтурными полосовыми фильтрами, необходимо учитывать, что величина  $K_{a\text{макс}}$  данной проверяемой комбинации контур—лампа—контур на резонансной частоте может оказаться значительно больше среднего усиления одного каскада  $K_{01}$  рассчитываемого по формуле

$$K_{01} = \sqrt[n]{K_0}$$

где  $n$  — число каскадов и  $K_0$  — полное усиление всего усилителя.

При правильном выборе усилительной лампы, соответствующем ее основному назначению, максимальное устойчивое усиление, рассчитанное по формуле (3-11), обычно оказывается значительно большим реально получаемого. Кроме того, в усилителе существует ряд других паразитных связей, которые оказывают более сильное влияние, чем связь через емкость  $C_{ag}$ . Все же во избежание ошибок при выборе ламп и неправильного учета усиления в расстроенной системе полезно проводить проверку всех проектируемых резонансных усилителей по формуле (3-11).

Рассмотренный в настоящем параграфе вопрос относится к широко применяемым резонансным усилителям с заземленным (общим) катодом. Изредка для уменьшения уровня шума применяются усилители на триодах, в которых приходится использовать схему с заземленной сеткой, так как схема с общим катодом неустойчива из-за большой емкости анод—сетка. В схеме с заземленной сеткой устойчивость определяется емкостью анод—катод, которая весьма мала благодаря экранирующему действию заземленной сетки. Работа усилителей с заземленной сеткой подробно освещена в литературе [10, 15, 21, 22].

### **3-6. ВЫБОР И ПОДКЛЮЧЕНИЕ К КОРПУСУ БЛОКИРОВОЧНОЙ ЕМКОСТИ В ЦЕПИ ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКИ. ПОДКЛЮЧЕНИЕ К КОРПУСУ АНТИДИНАТРОННОЙ СЕТКИ**

Указанные в справочниках электровакуумных приборов величины  $C_{ag}$ , определяющие максимальное устойчивое усиление, гарантируются заводом только при коротком замыкании экранирующей сетки на катод лампы.

При практическом использовании электронных ламп на экранирующую

сетку подается положительный потенциал, а по высокой частоте она соединяется с катодом через блокировочный конденсатор. В этих условиях экранирующее действие сетки уменьшается, особенно при недостаточной величине блокировочного конденсатора.

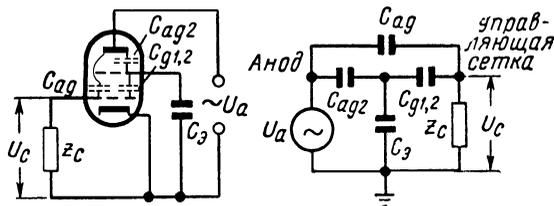


Рис. 3-9. Влияние емкости  $C_3$  на устойчивость усилительного каскада.

Для расчета величины напряжения обратной связи  $U_c$ , возникающего на управляющей сетке лампы усилителя под воздействием переменного напряжения  $U_a$  на аноде, воспользуемся эквивалентной схемой рис. 3-9, где  $Z_c$  — сопротивление резонансного контура, подключенного к сетке лампы;  $C_{ag}$  — проходная емкость между управляющей сеткой и анодом;  $C_{ag2}$  — емкость между анодом и экранирующей сеткой;  $C_{g1,2}$  — емкость между управляющей и экранирующей сетками и  $C_3$  — емкость блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки.

Емкости сетка—катод и анод—катод на схеме не показаны, так как они входят в анодную и сеточную нагрузки.

Если принять емкость  $C_3$  бесконечно большой, то напряжение обратной связи, зависящее только от остаточной проходной емкости  $C_{ag}$ , будет равно

$$\bar{U}_{c1} = \frac{\bar{U}_a \bar{Z}_c}{\frac{1}{j\omega C_{ag}} + \bar{Z}_c}$$

Учитывая, что емкость  $C_{ag}$  весьма мала и, следовательно,

$$\frac{1}{j\omega C_{ag}} \gg \bar{Z}_c$$

получаем

$$\bar{U}_{c1} = \bar{U}_a j\omega C_{ag} \bar{Z}_c$$

При конечной величине емкости  $C_3$  кроме напряжения  $U_{c1}$  на управляющей сетке появится дополнительное напряжение

$$\bar{U}_{c2} = \bar{U}_a \frac{C_{ag2} C_{g1,2}}{C_3} j\omega \bar{Z}_c$$

Так как  $C_3 \gg C_{ag2}$  и  $\frac{1}{j\omega C_{g1,2}} > \bar{Z}_c$  то можно пренебречь в знаменателе величинами  $C_{ag2}$  и  $\bar{Z}_c$ , несмотря на то, что последнее пренебрежение несколько снижает точность расчета. Тогда

$$\bar{U}_{c2} = \bar{U}_a \frac{C_{ag} 2C_{g1,2}}{C_3} j\omega \bar{Z}_c$$

Для того чтобы паразитная обратная связь вследствие недостаточной величины емкости  $C_3$  не ухудшала качества электронной лампы, необходимо выполнение условия  $\bar{U}_{c2} < \bar{U}_{c1}$ . Допустим, что обратная связь изменяет напряжение на сетке на 10% относительно напряжения, при  $C_3 = \infty$ , т. е.

$$\bar{U}_{c2} = 0.1 \bar{U}_{c1}$$

или

$$\bar{U}_a \frac{C_{ag} 2C_{g1,2}}{C_3} j\omega \bar{Z}_c = 0.1 \bar{U}_a C_{ag} j\omega \bar{Z}_c$$

Решив это уравнение относительно  $C_3$ , получим

$$C_3 = 10 \frac{C_{ag} 2C_{g1,2}}{C_{ag}}$$

Полагая, что  $C_{ag2} = 0,5 C_{вых}$  и  $C_{g1,2} = 0,5 C_{вх}$ , получаем уравнение

$$C_3 = 2.5 \frac{C_{вх} C_{вых}}{C_{ag}} \quad (3-12)$$

из которого следует, что минимальная емкость  $C_3$ , необходимая для нормальной работы экранирующей сетки электронной лампы, не зависит от параметров усилителя, а определяется только внутриламповыми емкостями.

Ниже приведены ориентировочные минимальные величины емкости блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки, рассчитанные по уравнению (3-12) для некоторых типов металлических, сверхминиатюрных и пальчиковых ламп.

Уравнение (3-12) выведено без учета экранирующего действия антидинаatronной сетки, которое не зависит от величины  $C_3$ . Несмотря на это, точность величин емкостей, приведенных в табл. 3-1, вполне достаточна для практического использования, так как значительный разброс величин  $C_3$  мало отражается на работе усилителя.

Если получаемое от каскада усиление значительно меньше максимально-

го устойчивого, рассчитанного по формуле (3-11), то минимальная величина  $C_3$  может быть снижена без особого ущерба для устойчивости каскада. Это замечание прежде всего относится к лампам типов 6Ж3, 6Ж8, 6К3, 6Ж4П и 6К4П, которые предназначены для узкополосных усилителей. Эти лампы имеют очень малую емкость  $C_{ag}$ , требуют по уравнению (3-12) большой блокировочной емкости  $C_3$  и позволяют получить большое устойчивое усиление на относительно низких частотах.

Таблица 3-1

**Минимальные величины емкости блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки**

| Тип лампы | Междуэлектродные емкости лампы, пф |           |          | Емкость блокировочного конденсатора, пф |
|-----------|------------------------------------|-----------|----------|---|
|           | $C_{вх}$                           | $C_{вых}$ | $C_{ag}$ | $C_3$                                   |
| 6Ж3       | 8,5                                | 7,0       | 0,003    | 50000                                   |
| 6Ж4       | 10,0                               | 6,0       | 0,015    | 10000                                   |
| 6Ж8       | 6,0                                | 7,0       | 0,005    | 21000                                   |
| 6К3       | 6,0                                | 7,0       | 0,003    | 35000                                   |
| 6К4       | 8,5                                | 7,0       | 0,005    | 30000                                   |
| 6Ж1Б      | 4,8                                | 3,8       | 0,03     | 1500                                    |
| 6Ж1П      | 4,7                                | 2,8       | 0,035    | 1000                                    |
| 6Ж3П      | 6,5                                | 1,5       | 0,025    | 1000                                    |
| 6Ж4П      | 6,3                                | 6,3       | 0,0035   | 28000                                   |
| 6Ж5Б      | 6,0                                | 4,0       | 0,05     | 1200                                    |
| 6Ж5П      | 8,5                                | 2,2       | 0,03     | 1600                                    |
| 6Ж9П      | 8,5                                | 3,0       | 0,03     | 2100                                    |
| 6Ж9Б      | 7,5                                | 3,0       | 0,055    | 1000                                    |
| 6Ж10Б     | 6,5                                | 4,5       | 0,05     | 1500                                    |
| 6Ж11П     | 13,5                               | 3,5       | 0,04     | 3000                                    |
| 6Ж20П     | 8,6                                | 2,5       | 0,04     | 1300                                    |
| 6Ж23П     | 13,5                               | 3,0       | 0,075    | 1300                                    |
| 6Ж31Б     | 4,8                                | 3,8       | 0,03     | 1500                                    |
| 6Ж33А     | 3,6                                | 3,3       | 0,03     | 1000                                    |
| 6Ж40П     | 6,7                                | 4,1       | 0,025    | 2700                                    |
| 6К4П      | 6,4                                | 6,7       | 0,0045   | 24000                                   |
| 6К6А      | 3,6                                | 3,3       | 0,03     | 1000                                    |
| 6К11Б     | 4,8                                | 3,8       | 0,03     | 1500                                    |

При работе лампы в усилителях низкой частоты и в видеоусилителях минимальные значения величины  $C_3$ , определяемые из условия допустимого искажения формы сигналов, получаются значительно больше величин, указанных в табл. 3-1.

В катодную цепь лампы большей частью включается сопротивление автоматического смещения за счет анодного тока. В этом случае иногда производят ошибочное подключение конденсатора  $C_3$  непосредственно к катоду вместо шасси.

Как показано на эквивалентной схеме рис. 3-10, такое подключение создает дополнительную цепь обратной связи анода с сеткой через емкости  $C_{ag2}$ ,  $C_3$  и  $C_{вх}$ .

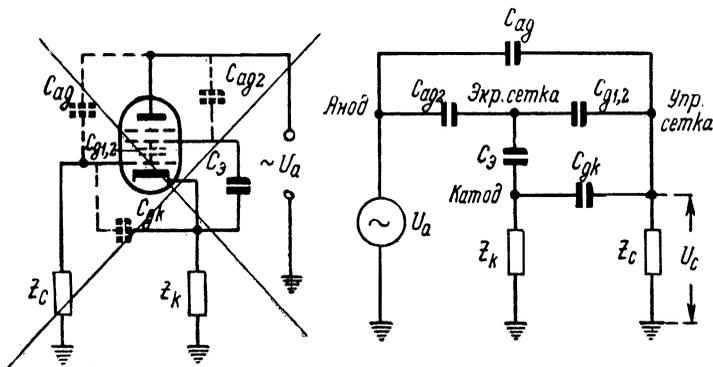


Рис. 3-10. Неверное подключение к катоду блокировочного конденсатора экранирующей сетки.

Эта дополнительная обратная связь зависит от величины сопротивления  $Z_k$  и больше всего проявляется на весьма высоких частотах, на которых даже при большей блокировочной емкости в катоду величина  $Z_k$  получается относительно большой благодаря влиянию индуктивности катодной цепи.

Аналогичная картина получается при присоединении антидинаatronной сетки к катоду. Из эквивалентной схемы рис. 3-11 видно, что и в этом случае получается дополнительная обратная связь через емкости  $C_{ag3}$  и  $C_{gk}$ , зависящая от величины  $Z_k$ .

Таким образом, конденсатор  $C_3$  и антидинаatronную сетку следует всегда соединять с корпусом прибора. Чем выше рабочая частота каскада, тем более благотворно действует такое соединение. В некоторых типах ламп антидинаatronная сетка соединена с катодом внутри лампы и отдельного вывода не имеет. На частотах выше 10—20 Мгц такие лампы применять нежелательно.

При подключении антидинаatronной сетки к корпусу она получает не-

большой отрицательный потенциал.

В некоторых типах ламп от этого немного падает крутизна характеристики, с чем обычно не считаются.

При выборе типа конденсатора  $C_3$  и при монтаже цепей экранирующей и антиднатронной сеток не следует забывать об индуктивности соединительных проводов и о собственной индуктивности конденсатора,

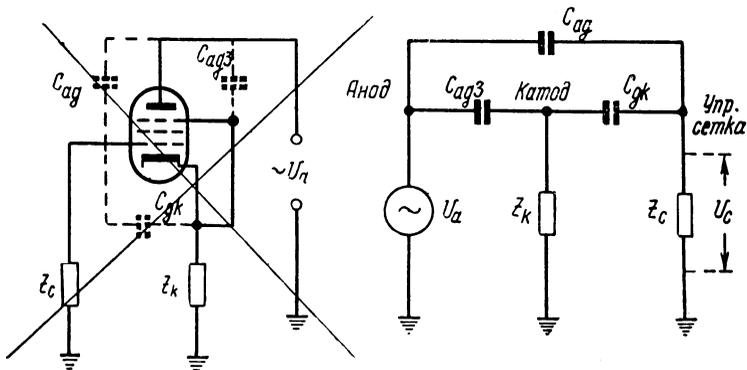


Рис. 3-11. Неверное Присоединение антиднатронной сетки к катоду.

которые могут резко исказить и усложнить разобранные здесь явления, особенно в усилителях, работающих на очень высоких частотах.

### 3-7. ОЦЕНКА НЕОБХОДИМОЙ СТЕПЕНИ ЭКРАНИРОВАНИЯ И ФИЛЬТРАЦИИ

В многокаскадных усилителях существует большое число каналов, по которым усиленное напряжение может поступать из точек с большим уровнем напряжения в точки с меньшим уровнем напряжения. К таким каналам можно отнести все виды обратной связи между анодной и сеточной цепями в пределах каждого отдельного каскада, в пределах двух, трех и более каскадов и, наконец, передачу напряжения с выхода усилителя на его вход. Наличие большого числа каналов обратной связи не позволяет произвести теоретическое рассмотрение явления в общем виде. Для упрощения предположим, что обратные связи имеются только между выходом и входом усилителя. Этому предположению полностью соответствует однокаскадный усилитель, а из многокаскадных — только те, в которых экранирование выполнено настолько хорошо, что с влиянием связей между промежуточными точками можно не считаться. Сказанное не означает, что паразитными связями промежуточных каскадов между собой следует пренебрегать; при неудачной системе экранирования усилителя может оказаться что связи между промежуточными каскадами превосходят связи между первым и последним. Полагая, что последнее обстоятельство от-

существует, рассмотрим условия устойчивой работы усилителя.

На рис. 3-12 показана скелетная схема усилителя с обратной связью. Он состоит из усилителя без обратной связи, коэффициент усиления которого равен  $\bar{K}$ , и цепи обратной связи, передающей на вход часть выходного напряжения  $\bar{\beta}$  усилителя.

В общем случае  $\bar{K}$  и  $\bar{\beta}$  являются комплексными величинами, зависящими от частоты. Если на вход усилителя подать напряжение  $\bar{U}_{вх}$ , то выходное напряжение  $\bar{U}_{вых}$  определится напряжением входа, усиленным в  $\bar{K}$  раз, и выходным напряжением, которое пройдет через элементы  $\bar{K}$  и  $\bar{\beta}$ , т. е.

$$\bar{U}_{вых} = \bar{K}\bar{U}_{вх} + \bar{\beta}\bar{K}\bar{U}_{вых}$$

Решая это уравнение относительно  $U_{вых}$ , получаем

$$\bar{U}_{вых} = \frac{\bar{K}}{1 - \bar{\beta}\bar{K}} \bar{U}_{вх}$$

откуда находим коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{ос} = \frac{K}{1 - \bar{\beta}\bar{K}} \quad (3-13)$$

При наличии обратной связи усиление возрастет, если абсолютное значение знаменателя  $|1 - \bar{\beta}\bar{K}| < 1$ . В этом случае обратная связь называется положительной. Если же абсолютное значение знаменателя  $|1 - \bar{\beta}\bar{K}| > 1$ , то это значит, что имеется отрицательная обратная связь, уменьшающая усиление.

В многокаскадных усилителях невозможно получить только один из указанных видов обратной связи и, следовательно, невозможно получение известных преимуществ, даваемых отрицательной обратной связью.\* Дело в том, что величина и фаза произведения  $\bar{\beta}\bar{K}$ , называемого коэффициентом обратной связи, зависят от частоты. В пределах полосы пропускания усилителя он изменяется настолько, что на некоторых частотах наблюдается положительная обратная связь, а на других — отрицательная. Это приводит к генерации или к искажению частотных характеристик. Для получения неискаженных частотных характеристик при наличии обратной связи их корректируют, повышая каким-либо способом усиление на одних частотах или снижая на других. В резонансных усили-

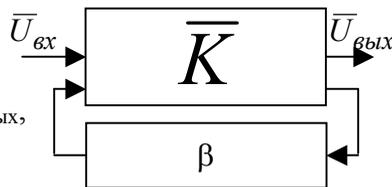


Рис. 3-12. Скелетная схема усилителя с обратной связью.

телях это чаще всего достигается путем расстройки отдельных контуров относительно расчетных частот настройки или путем изменения величин сопротивлений, шунтирующих контуры, а в видеоусилителях — применением корректирующих дросселей и конденсаторов.

Получение такими способами требуемой частотной характеристики вместо уменьшения паразитной обратной связи ухудшает ряд показателей усилителя: неизменность полосы пропускания при регулировании усиления, постоянство коэффициента усиления и формы частотной характеристики при изменении питающих напряжений и смене ламп, уровень шумов, повторяемость параметров при серийном производстве и т. д. Поэтому паразитную обратную связь любого вида в усилителях следует квалифицировать как явление вредное и подлежащее максимально возможному подавлению.

Прежде всего определим, какую часть выходного напряжения можно передавать на вход усилителя без особого ухудшения его параметров. Фаза коэффициента обратной связи  $\overline{\beta K}$  в пределах полосы пропускания усилителя изменяется значительно и, следовательно, на некоторых частотах напряжение обратной связи, поступающее с выхода через цепь обратной связи В, совпадает по фазе с входным напряжением, а на других частотах прямо противоположно ему. В первом случае обратная связь действует как максимально глубокая положительная, а во втором — как отрицательная. Будем считать допустимой такую обратную связь, которая искажает частотную характеристику не больше чем на 5%, т. е. при которой усиление на любой частоте отличается от усиления без обратной связи не более чем на  $\pm 5\%$ , или

$$1 \pm |\overline{\beta K}| = 1 \pm 0.05$$

Отсюда максимальное допустимое значение коэффициента передачи по цепям паразитной обратной связи будет равно

$$|\beta_{\text{макс}}| = \frac{0.05}{|K|} \quad (3-14)$$

Это выражение позволяет если не рассчитать, то, во всяком случае, грубо оценить качество экранирования, необходимого для получения устойчивого усиления. Выражение (3-14) показывает, что качество экранирования должно быть прямо пропорционально коэффициенту усиления.

Многокаскадный усилитель с множеством каналов обратной связи

*\* Отрицательная обратная связь в усилителях низкой частоты и в видеоусилителях обычно охватывает один каскад. Охват двух-трех каскадов применяется очень редко [2]. В резонансных усилителях отрицательная обратная связь практически не применяется вовсе, хотя и имеется принципиальная возможность ее использования [11, 21].*

между любыми оконечными и промежуточными точками можно представить в виде комбинации отдельных усилителей (рис. 3-13), состоящих из одного, двух, трех и более каскадов, в которых имеется обратная связь только между входом и выходом с коэффициентами обратной связи

$$\bar{\beta}_1 \bar{K}_1, \bar{\beta}_2 \bar{K}_2, \dots, \bar{\beta}_{12} \bar{K}_{12}, \dots, \bar{\beta}_{23} \bar{K}_{23}, \dots, \bar{\beta} \bar{K}.$$

Это позволяет применить к многокаскадному усилителю изложенную элементарную теорию обратной связи, из которой следует, что чем большее усиление имеется между какими-либо точками усилителя, тем

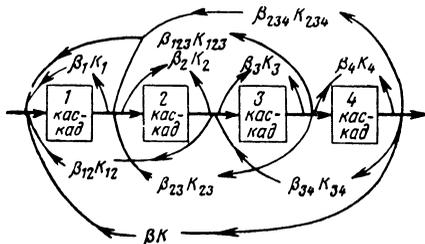


Рис. 3-13. Обратные связи в многокаскадном усилителе.

лучше следует экранировать эти точки друг от друга.

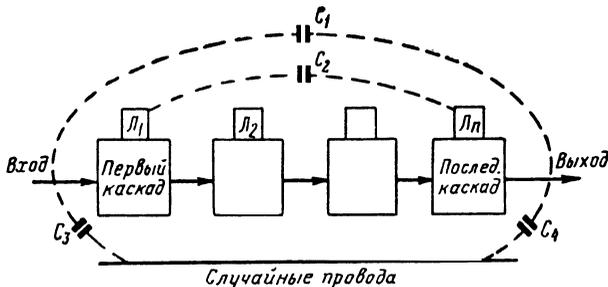


Рис 3-14. Емкостная паразитная обратная связь в усилителе.

Практически могут встретиться следующие основные виды паразитных связей, за счет которых передается напряжение с выхода усилителя на его вход:

а) Прямая емкостная связь между входной и выходной цепями усилителя (рис. 3-14). Этот вид связи получается при такой конструкции усилителя, в которой провода входной цепи проходят вблизи выходных (емкость  $C_1$ ), отсутствуют экраны на лампах или они недостаточно экранированы (емкость  $C_2$ ) и, наконец, при наличии в монтаже усилителя проводов (в том числе и проводов питания), не имеющих отношения к высокочастотным цепям, но связанных с ними емкостями  $C_3$  и  $C_4$ . В результате совместного действия этих цепей выходное напряжение - передается на вход усилителя ослабленным в  $M_c$  раз.

б) Обратная связь через взаимоиндуктивности между контурами усилителя

теля, в результате действия которой на вход поступает высокочастотное напряжение, ослабленное в  $M_n$  раз.

в) Обратная связь по проводам питания накала ламп. Этот вид паразитной связи создает на сетке первой лампы усилителя высокочастотное напряжение, ослабленное в  $M_n$  раз по сравнению с напряжением в анодном контуре последнего каскада.

г) Обратная связь путем передачи высокочастотного напряжения из анодной и экранной цепей последней лампы на сетку первой или второй лампы по проводу, питающему усилитель анодным напряжением. Для снижения высокочастотного напряжения, передаваемого по этому каналу связи, в анодные и экранные цепи включаются развязывающие ячейки, от действия которых напряжение ослабляется в  $M_a$  раз.

д) Обратная связь по проводам автоматического и ручного управления усилением, подключаемым к управляющим сеткам, антидинаatronным сеткам или к катодам ламп. При этом на вход усилителя передается высокочастотное напряжение, ослабленное в  $M_c$  раз.

е) Обратная связь по шасси усилителя, являющемуся одним из проводов, соединяющих различные точки усилителя.\* Этот вид паразитной связи создает на сетке первой лампы усилителя высокочастотное напряжение, ослабленное в  $M_k$  раз.

Очевидно, что все эти паразитные напряжения поступают на вход усилителя в самых разнообразных фазах и суммируются геометрически. Так как учесть все эти фазы не представляется возможным, то с запасом будем считать, что все напряжения поступают в фазе. Тогда в результате их совместного действия на входе усилителя получится напряжение

$$U_{oc} = U_{вых} \left( \frac{1}{M_c} + \frac{1}{M_u} + \frac{1}{M_a} + \frac{1}{M_e} + \frac{1}{M_n} + \frac{1}{M_k} \right)$$

Для того чтобы обратные связи не искажали частотную характеристику усилителя более чем на 5%, необходимо соблюдение условия

$$\frac{1}{M_c} + \frac{1}{M_u} + \frac{1}{M_a} + \frac{1}{M_e} + \frac{1}{M_n} + \frac{1}{M_k} \leq \beta_{max}.$$

Предположим, что напряжение обратной связи по каждому из разобранных путей ослабляется в одинаковое число раз, т. е.

$$M_c = M_u = M_a = M_e = M_n = M_k = M.$$

\* Некоторые авторы [10 и 18] не производят детального рассмотрения путей индуктивной и емкостной обратных связей в усилителе и обратной связи по шасси, предпочитая замену их одним путем «волноводной обратной связи». Этот метод разобрать в §3-16, где показано, что он приводит к неверным результатам, ограничивающим уменьшение размеров усилителя.

Тогда, учитывая (3-14), получаем

$$\frac{6}{M} \leq \frac{0.05}{K}$$

откуда необходимое ослабление для любого канала обратной связи, считая от анода последней лампы усилителя до управляющей сетки лампы, на которую поступает напряжение обратной связи, может быть ориентировочно найдено из соотношения

$$M \leq 120K, \quad (3-15)$$

где  $K$ —(коэффициент усиления, отсчитываемый на том же участке усилителя, на котором определяется необходимое ослабление.

Выше подробно разобран наиболее тяжелый случай паразитных связей в усилителе. К нему относятся усилители, выполняемые на вакуумных приборах, работающие на достаточно высоких частотах и имеющие максимальное возможное число цепей паразитной обратной связи — шесть. В других типах усилителей число цепей паразитной связи будет меньше, и коэффициент 120 в уравнении (3-15) может быть снижен соответственно числу связывающих цепей вплоть до 20 при одной цепи паразитной связи. Так, например, в усилителе высокой частоты, выполняемом на транзисторах, отсутствует цепь накала, число цепей паразитной связи снижается до пяти и коэффициент в уравнении (3-15) уменьшается до 100. В многокаскадном усилителе низкой частоты отсутствуют все виды связи, кроме цепи, питающей аноды ламп или коллекторы транзисторов. В этом случае коэффициент снижается до 20.

Произведенная здесь оценка необходимой степени экранирования и фильтрации выполнена с некоторым запасом, величину которого определить невозможно. Учитывая, что подавление обратных связей является тяжелой и кропотливой работой, желательно сохранить весь этот запас при начальной разработке первого образца, если прибор выпускается небольшой партией. Если же прибор предназначается для крупносерийного или массового производства, то при отработке образцов следует проверить возможность некоторого упрощения экранировки и фильтрации проводов.

### **3-8. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ЦЕПИ ПИТАНИЯ НАКАЛА**

Цепь катода усилительной лампы с косвенным подогревом обычно соединяется с шасси усилителя непосредственно или через (конденсатор большой емкости. В первом приближении высокочастотный потенциал катода принимается равным потенциалу шасси. Это приближение неприменимо к усилителям с большим коэффициентом усиления, предназна-

ченным для работы на весьма высоких частотах. При использовании металлических лампы полную длину соединительных проводов от катода до шасси (рис. 3-15) трудно сделать короче 7 см, так как в нее входят участки, проходящие внутри лампы и ламповой панели, и конденсатор цепи автоматического смещения с монтажом от лепестка ламповой панели до шасси. Этой длине провода соответствует индуктивность порядка 0,07 мкГн, имеющая на частоте 3 МГц реактивное сопротивление около 1,4 ом и на частоте 30 МГц — около 14 ом. Для пальчиковых и сверхминиатюрных лампы (рис. 3-16) длина цепи катода сокращается примерно в два раза. Во столько же раз уменьшается ее индуктивность и реактивное сопротивление.

Емкость  $C_{fk}$  катод — подогреватель лампы имеет величину порядка 3—10 пф. Благодаря этой емкости высокочастотное напряжение  $U_n$ , оказавшееся почему-либо приложенным к накалу лампы (рис. 3-17), а вызывает между сеткой и катодом напряжение

$$U_k = \omega^2 L_k C_{fk} U_n \quad (3-16)$$

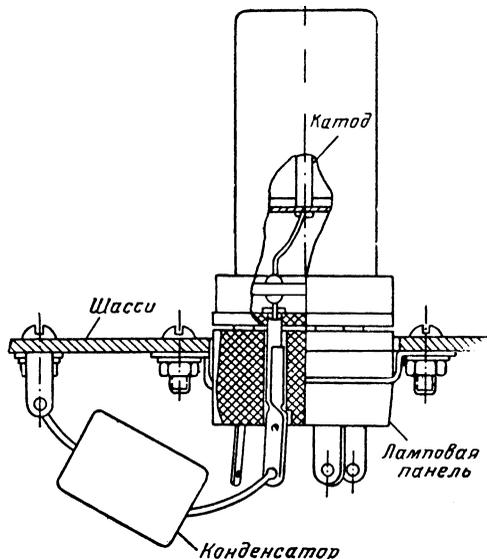


Рис. 3-15. Монтаж цепи катода металлической лампы.

Ниже приведены относительные величины этих напряжений в зависимости от частоты.

| f. МГц            | 0,1              | 1                | 3                | 10               | 30               | 60 | 100 |
|-------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|----|-----|
| $\frac{U_H}{U_K}$ | $1,4 \cdot 10^7$ | $1,4 \cdot 10^5$ | $1,6 \cdot 10^4$ | $1,4 \cdot 10^3$ | $1,6 \cdot 10^2$ | 40 | 14  |

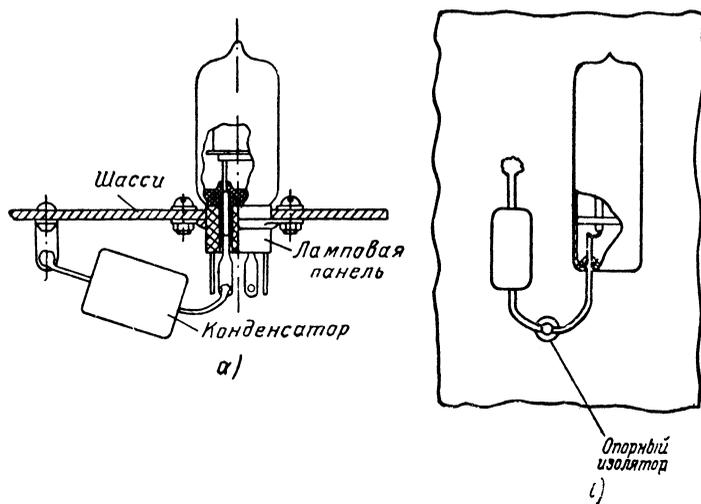


Рис. 3-16. Монтаж цепи катода:

а — пальчиковая лампа; б — сверхминиатюрная лампа.

Из приведенных цифр, рассчитанных для  $L_k = 0,035$  мкГн и  $C_{fk} = 5$  пф, видно, что на частотах, превышающих 3 МГц, достаточно большая часть напряжения, возбужденного в цепи накала, переходит в цепь сетки. Так как цепь накала проходит вдоль всего усилителя и к ней присоединяются все лампы, то неудачная схема этой цепи и плохое выполнение монтажа могут послужить причиной значительных обратных связей.

Снижения напряжения  $U_k$  переходящего из цепи накала в цепь сетки, без изменения схемы цепи накала можно достигнуть только уменьшением величины паразитного напряжения  $U_H$ , возбуждаемого в цепи накала, так как остальные величины, входящие в выражение (3-16), определяются конструкцией лампы и ламповой панели. На частотах ниже 3 МГц, а при не слишком большом усилении и на более высоких частотах достаточное снижение  $U_H$  получается в результате присоединения к корпусу прибора одного из проводов накала. Это соединение эквивалентно, грубо говоря, подключению к контуру  $L_k C_{fk}$  половины индуктивности  $L_H/2$  и половины сопротивления  $R_H/2$  нити накала и соединительных проводов (рис. 3-17,6).

Благодаря этому подключению составляется дополнительная цепь делителя напряжения, в последовательное плечо которого входит паразитная

емкость  $C_{\text{п}}$ , связывающая цепь накала данной лампы с точками большого высокочастотного потенциала, а также индуктивности и емкости монтажных проводов. Параллельное плечо делителя состоит из индуктивности  $L_{\text{н}}/2$  и сопротивления  $R_{\text{н}}/2$ .

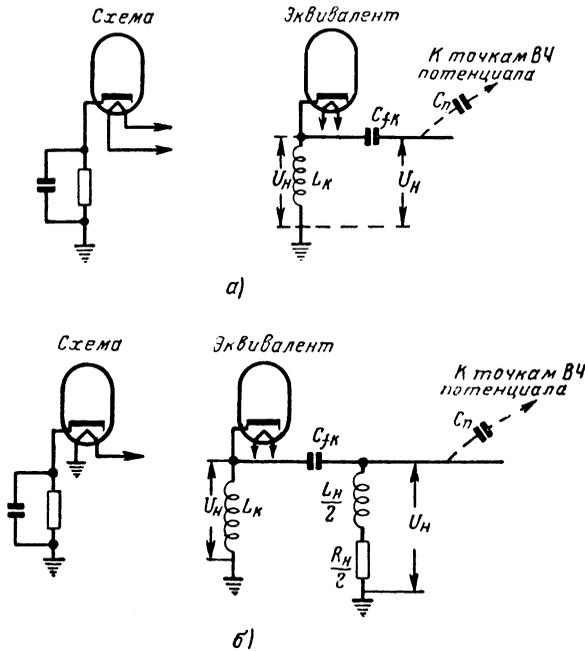


Рис. 3-17. Монтаж цепи накала:

а — цепь накала не соединена с корпусом; б — цепь накала соединена с корпусом.

На частоте 3 Мгц такой делитель дает значительное ослабление. Здесь можно пренебречь индуктивностями и емкостями монтажных проводов и индуктивностью цепи накала лампы. Тогда делитель будет состоять из емкости  $C_{\text{п}}$  и сопротивления  $R_{\text{н}}/2$ . Рассматривая передачу напряжения от последнего каскада усилителя к первому, можно принять, что  $C_{\text{п}}$  является емкостью катод— подогреватель последней лампы усилителя, равной примерно 6 *нф*.

Для большинства маломощных пальчиковых и сверхминиатюрных электронных ламп сопротивление нити накала в горячем состоянии  $R_{\text{н}}=30$  ом. При этих величинах емкости и сопротивления делитель даст ослабление

$$M = \frac{2}{\omega C_{\text{п}} R_{\text{н}}} = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 30} = 700$$

Таким образом, на частоте 3 Мгц, подключение к шасси одного из про-

дов накала только одной лампы уменьшит напряжение обратной связи в 700 раз, доведя его до  $\frac{1}{11\,000\,000}$  от напряжения на катоде последнего каскада, против  $\frac{1}{16\,000}$  при изолированной от шасси цепи накала.

На более высоких частотах, особенно при большом усилении, соединения с шасси одного из проводов накала часто бывает недостаточно. Иногда пытаются снизить  $U_n$ , блокируя второй провод накала конденсатором, соединенным с шасси. Эта блокировка большей частью действует слабо, так как емкостное сопротивление конденсаторов применяемых типов оказывается одного порядка с сопротивлением нити накала. В некоторых случаях блокировка действует даже в обратную сторону — повышает склонность усилителя к самовозбуждению. Обычно это происходит из-за неудачного объединения с другими цепями точки присоединения конденсатора к шасси на общих лепестках.

Чем выше частота, на которой работает усилитель, тем менее желательно параллельное присоединение накала всех ламп к одному проводу, так как индуктивное сопротивление общего для нескольких ламп участка провода является связывающим элементом цепи. Кроме того, провод накала, проходя вдоль всего усилителя, имеет паразитные емкости относительно самых разнообразных его точек. Через эти емкости на проводе возникают дополнительные высокочастотные напряжения.

Для уменьшения нежелательных связей в усилителях, работающих на высоких частотах, в провода накала включают реактивные сопротивления (дрессели). На рис. 3-18 показан иногда применяемый, но нерациональный вариант включения дросселей в цепь накала каждой лампы, на рис. 3-19 дана значительно более выгодная схема цепи накала, содержащая только два дросселя.

При разборе и анализе действия различных схем подавления паразитных связей, получающихся через цепи накала, прежде всего, необходимо исходить из того, что наиболее опасной связью между цепями усилителя является связь между последним и первым его каскадами. Учитывая это, разберем показанные на рис. 3-18 и 3-19 два варианта схем цепи накала шести каскадного усилителя.

Эквивалентные схемы этих цепей по высокой частоте изображены на тех же рисунках. Генератор паразитного напряжения  $U_n$ , поступающего в цепь накала из цепи катода лампы 6, будем считать подключенным между проводом накала и корпусом прибора, т. е. параллельно накалу лампы 6. Приемником паразитного напряжения  $U_{n1}$  служит катодная цепь

лампы 1. Из эквивалентных схем видно, что вариант рис. 3-19, в схему которого включены всего два дросселя, даст значительно большее ослабление напряжения, поступающего на катод лампы 1, чем вариант, показанный на рис. 3-18. Действительно, пренебрегая проводимостью вторичной обмотки трансформатора накала  $L_7$ , видим, что в схеме рис. 3-18 шунтирующая цепь, состоящая из четырех параллельно включенных дросселей между  $LQ$  и  $L_1$ , имеет большое сопротивление, в то время как в схеме рис. 3-19 эта цепь, составленная из двух параллельно включенных нитей накала лампы, имеет малое сопротивление. Считая, что обе схемы эквивалентны двухячеечным фильтрующим цепям и что индуктивное сопротивление дросселя равно 1000 ом и сопротивление нити накала 30 ом, можно получить цифры, характеризующие работу обеих схем.

Для схемы рис. 3-18 ослабление равно

$$M \approx \frac{1000}{250} \cdot \frac{1000}{30} = 130$$

Для схемы рис. 3-19 ослабление равно

$$M \approx \frac{1000}{15} \cdot \frac{1000}{15} = 4400$$

Кроме значительно большего ослабления напряжения, передаваемого из цепи катода последней лампы в цепь катода первой лампы, схема рис. 3-19 имеет еще то преимущество, что в ней общий провод, соединяющий трансформатор  $L_7$  с нитью накала каждой лампы, разделен дросселями  $L_1$  и  $L_6$  на три участка. Этот провод в схеме рис. 3-18, проходя вдоль всего усилителя, может служить причиной паразитной обратной связи по постороннему проводу (см. рис. 1-9). В схеме рис. 3-19 фильтрующие ячейки, составленные из дросселей и нитей на кала лампы, снижают также любые случайные напряжения, передаваемые по общему проводу накала.

При недостаточности фильтрации, даваемой схемой с двумя дросселями (рис. 3-19), можно применять схемы с тремя, четырьмя и более дросселями, оставляя тот же принцип последовательного включения дросселей в общий провод питания накала. Предельный случай показан на схеме рис. 3-20, где дроссели включены между накальными ножками всех ламп. Эта схема, эквивалентная многоячеечному фильтру, дает максимальное ослабление паразитного напряжения, передаваемого по накальной цепи. Дополнительное достоинство схемы с последовательным включением дросселей в провод накала заключается в том, что в ней все каскады разделены фильтрующими ячейками. Чем дальше по схеме отстоят друг от друга отдельные каскады, тем большее число фильтрующих ячеек включено между ними.

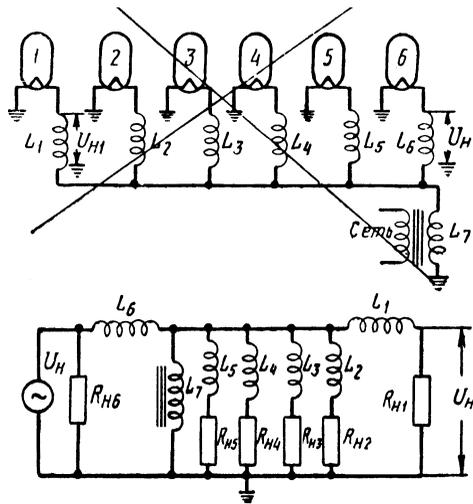


Рис. 3-18. Нерациональная схема включения дросселей в цепь каждой лампы.

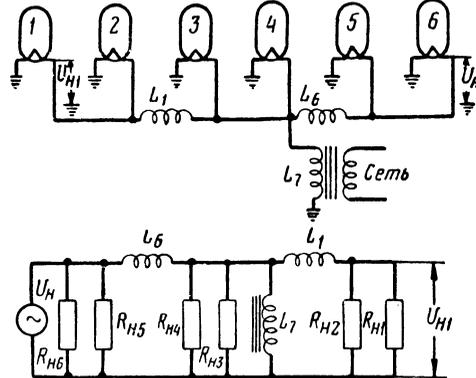


Рис. 3-19. Цепь накала с двумя дросселями.

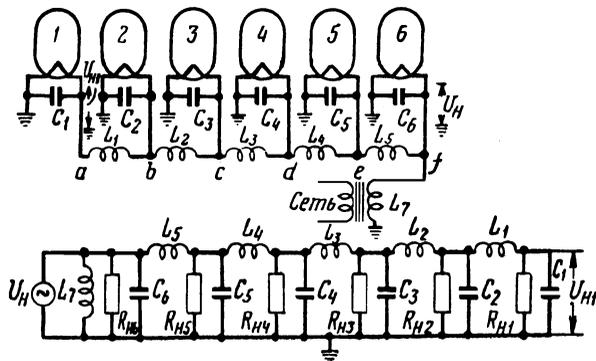


Рис. 3-20. Цепь накала с пятью фильтрующими ячейками.

В схеме рис. 3-20 показаны конденсаторы  $C_1, C_2, \dots, C_6$ , включенные параллельно нити накала каждой лампы. В зависимости от рабочей частоты усилителя, коэффициента усиления и индуктивности примененных дросселей эти конденсаторы можно и не устанавливать.

Для примера определим ослабление обратной связи, даваемое схемой рис. 3-20 для шестикаскадного усилителя на лампах 6Ж1П. Сопротивление нити накала лампы 36 ом, индуктивность дросселя 0,3 мкГн, емкость конденсаторов 220 пф. Рабочая частота усилителя 200 МГц.

На основании описанного выше приближенного метода расчета получим следующие результаты:

а) ослабление, даваемое одной ячейкой без конденсатора,

$$\frac{\omega_0 L}{R_n} = \frac{2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 0.3 \cdot 10^{-6}}{36} = \frac{360}{36} = 10.6$$

б) ослабление, даваемое одной ячейкой с конденсатором,

$$\frac{\omega_0 L}{1} = 380 \cdot 2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12} \approx 106$$

$$\frac{1}{\omega_0 C}$$

в) ослабление, даваемое пятью ячейками без конденсаторов,

$$M = 10.6^5 \approx 1.3 \cdot 10^5$$

г) ослабление, даваемое пятью ячейками с конденсаторами,

$$M = 106^5 \approx 1.6 \cdot 10^{10}$$

Расчет показывает, что ослабление, даваемое вариантом с конденсаторами, в 105 раз больше. Несмотря на это, правильнее выбрать вариант без конденсаторов, так как даваемое им ослабление достаточно велико, а установка пяти конденсаторов излишне усложняет монтаж. Этот довод отпадает при использовании специальной ламповой панели (рис. 3-43) со встроенными конденсаторами, описанной в § 3-14.

В приведенном расчете данные включенных в схему дросселей и конденсаторов подобраны так, чтобы на рабочей частоте усилителя реактивное сопротивление дросселя было значительно больше сопротивления нити накала, а реактивное сопротивление конденсатора было значительно меньше этого сопротивления. Поэтому расчет ослабления выполняется весьма просто. Если не придерживаться этого правила, то расчет сильно усложняется необходимостью учета полных сопротивлений всех цепей. Такой усложненный расчет производить не следует, так как и без него очевидно, что включение в цепь накала дросселей и конденсаторов, реактивные сопротивления которых близки к сопротивлению нити накала,

даст лишь незначительное ослабление обратных связей. Так, например, если в предыдущем примере снизить рабочую частоту усилителя до 30 Мгц, оставив те же данные цепи накала, то реактивное сопротивление дросселя упадет с 380 до 56 ом, реактивное сопротивление конденсатора

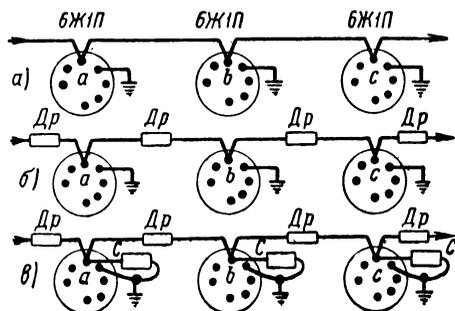


Рис. 3-21. Монтаж цепи накала трех каскадов широкополосного усилителя на пальчиковых лампах:

а — без дросселей; б — с дросселями; в — с дросселями и конденсаторами.

увеличится с 3,6 до 24 ом и оба сопротивления будут мало отличаться от сопротивления нити накала, равного 36 ом. Ослабление каждой ячейки будет порядка 2—3 раз и для удовлетворительной работы фильтрующей цепи придется, прежде всего, увеличить индуктивность дросселя так, чтобы его реактивное сопротивление в несколько раз превосходило сопротивление нити накала. Если после этого получится достаточное ослабление обратной связи, то лучше обойтись без конденсаторов. Вводить конденсаторы следует в последнюю очередь, когда невозможно увеличить индуктивность дросселей.

Конструкция дросселей по своим размерам мало отличается от обычных 0,25-вт непроволочных сопротивлений. На рис. 3-21 и 3-22 показан монтаж цепи накала трех ламп усилителя. Как видно из рисунков, включение дросселей в провода ab, bc не усложняет монтаж усилителя, в то время как установка конденсаторов, особенно при использовании пальчиковых и свёрхминиатюрных ламп, требует дополнительного места и сильно загромождает монтаж усилителя.

Дроссели, включаемые в цепи накала, при малых габаритах и максимально возможной индуктивности должны иметь малое омическое сопротивление, так как через них проходит ток накала ламп. Поэтому для намотки дросселей нельзя употреблять тонкий провод, что ограничивает возможности уменьшения размеров дросселей и увеличения их индуктивности. Максимальная величина индуктивности дросселя зависит также от его собственной распределенной емкости. Как показано в § 2-8, макси-

мальное полное сопротивление имеет дроссель, собственная резонансная частота которого близка к рабочей частоте усилителя. Таким дросселем может служить однослойная катушка, намотанная на каркасе из диэлектрика, при длине провода, равной

$l = \frac{\lambda_0}{3}$ . Дроссели накала с максимально возможным полным сопротивлением могут применяться для самых высоких рабочих частот усилителя. На меньших частотах порядка 10—60 Мгц приходится использовать дроссели с меньшим сопротивлением, так как дроссели, собственная частота которых лежит около 10—60 Мгц, имеют слишком большие габариты и большое омическое сопротивление. Большой частью дроссели наматываются на сердечниках из магнитодиэлектрика.

На рис. 3-20 трансформатор накала  $L_7$  подключен к точке  $f$  цепи дросселей  $L_1, L_2, \dots, L_5$ . Через Дроссель  $L_5$  проходит суммарный ток накала пяти ламп, и этот дроссель определяет допустимую величину омического сопротивления примененных в системе дросселей. Трансформатор накала можно подключить и к любой из точек  $a, b, \dots, f$ , так как действие системы как фильтра высокой частоты не зависит от точки подключения трансформатора. Для получения же наиболее рациональной конструкции дросселей выгоднее подключить трансформатор к точке  $c$  или  $d$ . Тогда максимальный ток, равный суммарному току накала трех ламп, будет проходить через дроссель  $L_3$ , который может быть выполнен из более тонкого провода, чем дроссель  $L_5$  при подключении трансформатора к точке  $f$ .

Значительное ослабление нежелательных связей, получаемое при правильно выбранной схеме цепи накала, может быть сильно ухудшено вследствие наличия прямой паразитной связи между проводами накала первых и последних каскадов. Для предохранения от такой связи желательно при конструировании усилителя располагать его каскады в линию, т. е. так же, как они обычно изображаются на принципиальных схемах. Это приводит к конструкции усилителя, в которой первая и последняя лампы находятся на максимальном расстоянии друг от друга. В тех слу-

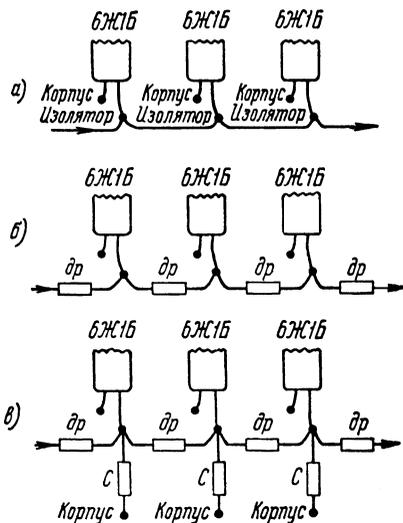


Рис. 3-22. Монтаж цепи накала трех каскадов широкополосного усилителя на сверхминиатюрных лампах: а — без дросселей; б — с дросселями; в — с дросселями и конденсаторами.

чаях, когда по общим конструктивным соображениям размещение ламп и каскадов в линейку невыполнимо, приходится применять экранирующие перегородки, а монтаж цепи накала выполнять экранированным проводом.

Приведенные в начале настоящего параграфа ориентировочные подсчеты напряжения, возбуждаемого в цепи катода, были основаны на том, что это напряжение является паразитным, т. е. возбуждается независимо от желаний конструктора, благодаря неустранимой индуктивности катодного вывода. Значительно большие напряжения возбуждаются в схемах с включением резонансного контура в цепь катода, например, в усилителях с заземленной сеткой и в некоторых вариантах схем детекторов, у которых катод находится под полным напряжением высокой частоты. При компоновке схемы усилителя следует учитывать указанное и по возможности избегать каскадов с незаземленным катодом. При необходимости применения таких каскадов следует улучшить фильтрацию паразитных напряжений в цепи накала. С этой точки зрения в качестве детекторов лучше применять полупроводниковые диоды, которые не требуют накала.

Рассмотренные в настоящем параграфе цепи питания накала в основном относятся к усилителям высокой, промежуточной и видеочастот, имеющим большое усиление и работающим на частотах выше 3 Мгц. Необходимость применения фильтров в цепи накала определяется расчетом по изложенной здесь методике. На частотах ниже 3 Мгц обычно оказывается достаточным присоединение к корпусу одного из концов нити накала.

В усилителях низкой частоты вопросы, связанные со схемой и монтажом цепи накала ламп, усложняются наводкой фона, создаваемого переменным напряжением накала. Эти вопросы разбираются в § 4-3, 4-5 и 4-6.

### **3-9. ПАЗАЗИТНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ЦЕПЯМ ПИТАНИЯ АНОДОВ И ЭКРАНИРУЮЩИХ СЕТОК В РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ**

Обратная связь по цепям питания анодов и экранирующих сеток электронных ламп относится к паразитной связи через общее сопротивление. Этот вид связи был разобран в § 1-1. Внутреннее сопротивление источника питания анода (рис. 3-23), на выходе которого обычно включается конденсатор весьма большой емкости  $C_{\text{фп}}$  настолько мало, что с ним можно не считаться во всем диапазоне рабочих частот усилителя. В этих

условиях связь между точками с максимальным и минимальным

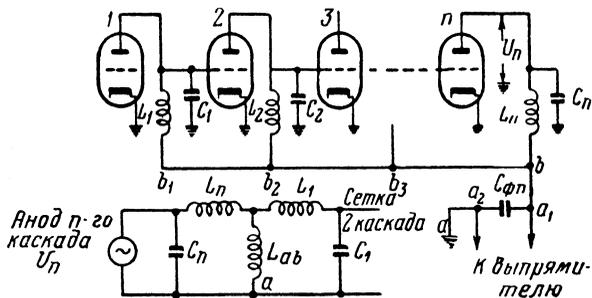


Рис. 3-23. Высокочастотная схема цепи последовательного питания анодов ламп. уровнями напряжения может возникнуть только за счет падения напряжения на общем участке провода питания  $ba_1a_2a$ , по которому проходит переменная составляющая анодного тока всех ламп усилителя.

(При длине общего провода  $ab=10$  см он имеет индуктивность  $L_{ab}$  около  $0,1$  мкГн. В резонансном усилителе контурные катушки  $L_1, L_2, \dots, L_n$  имеют индуктивность порядка  $500$  мкГн на частоте  $465$  кГц,  $1$  мкГн на частоте  $30$  МГц и  $0,05$  мкГн на частоте  $200$  МГц. Как видно из эквивалентной схемы, показанной на рис. 3-23, первый и последний контуры усилителя оказываются связанными друг с другом через общую индуктивность  $L_{ab}$ . Коэффициент связи принимает следующие значения:

на частоте  $465$  кГц

$$k = \frac{0.1}{560 + 0.1} \approx 0.02\%$$

на частоте  $30$  МГц

$$k = \frac{0.1}{1 + 0.1} \approx 9\%$$

на частоте  $200$  МГц

$$k = \frac{0.1}{0.05 + 0.1} \approx 67\%$$

Такая связь между контурами приводит к передаче значительной части выходного напряжения усилителя  $U_n$  на сетку второго каскада. Кроме внесения обратной связи, участки  $ab_1, ab_2, ab_3$  и т. д., входя в контуры усилителя последовательно с индуктивностями  $L_1, L_2, L_3, \dots, L_n$ , приводят к снижению устойчивости настройки усилителя, так как являются нестабильными частями индуктивности контуров. Подключение конденсаторов  $C_1, C_2, \dots, C_n$  к точкам  $b_1, b_2, \dots, b_n$  вместо шасси усилителя дает частичное улучшение устойчивости настройки и уменьшение обратной связи в узко-

полосных усилителях. В широкополосных усилителях такая возможность отсутствует, так как в них не применяется сосредоточенная емкость в контуре, а распределенная емкость всегда одним концом подключена к шасси.

Применяемая в широкополосных усилителях схема параллельного питания анодов ламп дает лучшие результаты. Здесь (рис. 3-24) индуктивность  $L_{ab}$  последовательно в контуры не входит и на устойчивость настройки усилителя не влияет. Величина напряжения обратной связи, передаваемого из анодной цепи последней лампы на сетку второго каскада, также уменьшается. При той же величине индуктивности общего провода

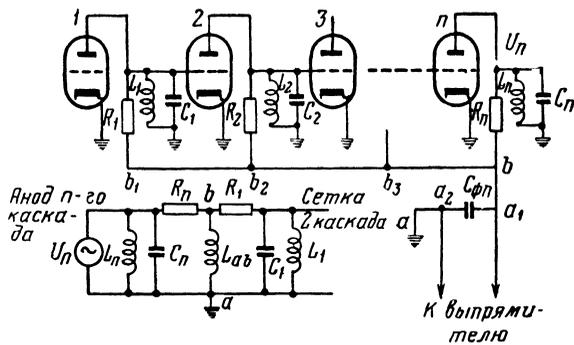


Рис. 3-24. Высокочастотная схема цепи параллельного питания анодов ламп.

$L_{ab}=0.1$  мкГн его сопротивление на частоте 30 МГц  $\omega_0 L_{ab} \text{—} 20$  ом и на частоте 200 МГц  $\omega_0 L_{ab} \text{—} 125$  ом. В анодную цепь широкополосных усилителей обычно включаются сопротивления  $R_1, R_2, \dots, R_n$  порядка 1000 ом. Напряжение на сетке второго каскада будет составлять:

на частоте 30 МГц

$$\frac{20}{1000 + 20} \approx 2\%$$

на частоте 200 МГц

$$\frac{125}{1000 + 125} \approx 11\%$$

от напряжения на аноде последнего каскада.

Для подавления обратной связи по цепи питания анода применяются развязывающие цепи, чаще всего включаемые то схеме рис. 3-25. Средний конденсатор  $C_{фвч}$ , включаемый параллельно конденсатору фильтра питания  $C_{фп}$ , шунтирует индуктивность  $L_{ab}$  бщего провода питания. Полезным такой конденсатор может быть толь ко, если его сопротивление на рабочей частоте усилителя  $1/\omega_0 C_{фвч}$  будет значительно меньше сопротивления  $\omega_0 L_{ab}$ . В противном случае благодаря резонансу между  $C_{фвч}$  и  $L_{ab}$  под-

ключение конденсатора может оказаться бесполезным и даже вредным. Эти соображения при  $L_{ab}=0,1$  мкГн приводят к необходимости применять конденсаторы емкостью порядка 10 мкФ на частоте 465 кГц и емкостью (порядка 3000 пФ на частоте 30 МГц или не включать их вовсе.

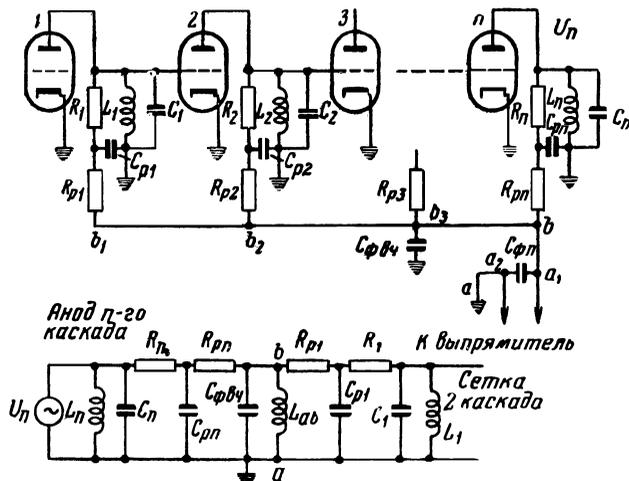


Рис. 3-25. Высокочастотная схема развязывания цепи питания анодов с тремя фильтрующими ячейками.

Как следует из эквивалентной схемы (рис. 3-25), развязывающая цепь состоит из трех ячеек:  $R_n$ ,  $R_{pn}C_{фвч}$  (или  $R_{pn}L_{ab}$  при отсутствии  $C_{фвч}$ ) и  $R_{p1}C_{p1}$  независимо от числа каскадов и наличия развязывающих ячеек  $R_{p2}C_{p2}$ ,  $R_{p3}C_{p3}$  и т. д., которые могут отсутствовать, если не требуется развязывания промежуточных каскадов друг от друга. Увеличение ослабления в этой схеме может быть получено только за счет увеличения  $C_p$  и  $R_p$ , что связано с повышением напряжения питания, увеличением мощности, рассеиваемой на всех сопротивлениях  $R_p$ , и увеличением габаритов конденсаторов и сопротивлений. Недостатком схемы усилителя, состоящего из большого числа каскадов, также является наличие провода  $b_1, b$ , который проходит через все каскады усилителя и может служить причиной случайных паразитных связей между любыми точками схемы.

Соотношение между величинами  $C_p$  и  $R_p$  может быть, взято любое. Важно только, чтобы для каждой развязывающей ячейки величина сопротивления, включенного последовательно в провод питания, была значительно больше величины сопротивления, включенного параллельно между проводом питания и корпусом, и чтобы последовательное сопротивление не слишком снижало анодное напряжение. Цепи экранирующих сеток на схемах рис. 3-23, 3-24 и 3-25 не показаны для упрощения. Обычно эти сетки питаются от общего с анодами источника питания через гасящие

сопротивления, служащие для снижения напряжения на экранирующей сетке. Эти сопротивления вместе с блокировочными конденсаторами  $C_3$ , роль которых разобрана в § 3-6, служат одновременно и развязывающими ячейками цепей экранирующих сеток, действующими аналогично схеме рис. 3-25.

В большинстве случаев выходное напряжение усилителя высокой или промежуточной частоты, подаваемое на детектор, не превосходит 1—2 в. Все лампы усилителя работают с весьма низким использованием постоянного анодного напряжения, не превышающим 10% даже для последнего каскада. В этих условиях допустимо иметь на аноде низкое напряжение, которое равно или несколько меньше напряжения на экранирующей сетке. Такой режим ламп позволяет объединить развязывающие сопротивления и емкости анодных цепей и цепей экранирующих сеток (рис. 3-26). На этом рисунке изображены принципиальные схемы одного усилительного каскада в соответствии с условной высокочастотной схемой рис. 3-25, на которой все отдельные каскады могут быть заменены на каскады, показанные на рис. 3-26.

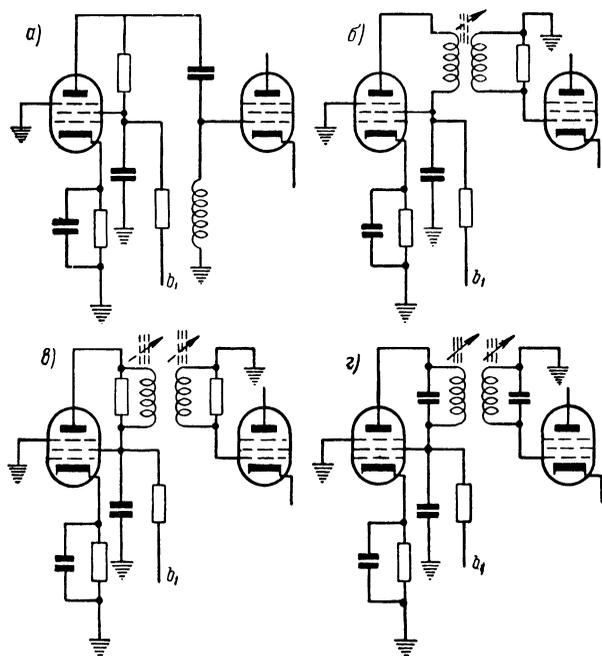


Рис. 3-26. Схемы с объединением развязывающих деталей цепей анода и экранной сетки: а — одноконтурный широкополосный усилитель с параллельным питанием анода; б — одноконтурный широкополосный усилитель с бифилярной намоткой контурной катушки; в — двухконтурный широкополосный усилитель; г — двухконтурный узкополосный усилитель.

При недостаточности фильтрации с помощью трех ячеек (рис. 3-25) можно увеличивать число ячеек, включая сопротивления последовательно в участки провода  $b_2b_3$ ,  $b_3b_4$ , ... и соединяя точки  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$ , ... через конденсаторы с шасси. Это увеличивает количество деталей в усилителе и усложняет его монтаж.

На рис. 3-27 дана схема развязывания и питания цепей анода и экранирующих сеток, построенная аналогично по схеме рис. 3-20, служащей для развязывания цепей накала. Эта схема при минимальном количестве деталей дает максимальную фильтрацию. Так же, как и при развязывании цепи накала, здесь общий провод питания высоким напряжением разделен фильтрующими ячейками на участки, что исключает возможность случайной связи по этому проводу входных и выходных цепей усилителя. Фильтрующими ячейками разделены все каскады, и чем дальше они отстоят друг от друга, тем больше развязка между ними.

Выбор развязывающих деталей для схемы рис. 3-27 прост. Минимальная

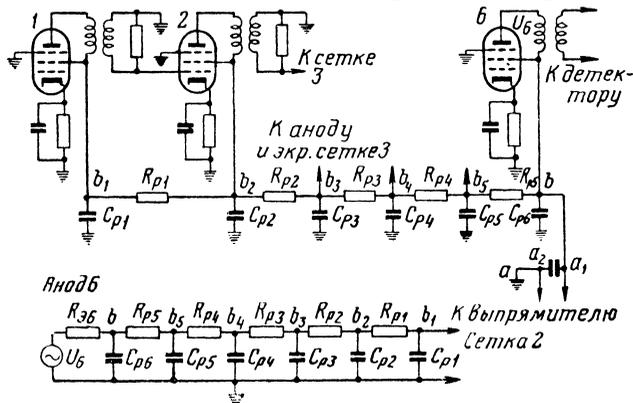


Рис. 3-27. Схема шестикаскадного широкополосного усилителя с последовательным включением развязывающих сопротивлений.

емкость конденсаторов определяется по табл. 3-1, а величины сопротивлений рассчитываются, исходя из рассеиваемой на них мощности и падения постоянного напряжения. Так, например, если провод от выпрямителя подключен к точке  $b$  и суммарный ток анода и экранирующей сетки лампы равен  $I_s = 10$  ма, то для шестикаскадного усилителя через сопротивление  $R_{p5}$  будет протекать ток  $5I_s = 50$  ма. Если применить одинаковые по величине сопротивления с рассеиваемой мощностью 0,25 вт, то и на сопротивлениях  $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$ , ...,  $R_{p5}$  падает напряжение соответственно 1, 2, 3, 4 и 5 в. Расчет ослабления обратной связи выполняется согласно эквивалентной схеме рис. 3-27. Если ослабление будет недостаточным, то его можно увеличить следующими способами: увеличением емкости  $C_3$  сверх минимального ее значения, увеличением сопротивлений  $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$ ,  $R_{p3}$  и

$R_{p4}$  до величин, соответствующих рассеиваемой мощности 0,25 вт, и увеличением всех сопротивлений за счет повышения рассеиваемой на них мощности сверх 0,25 вт. Если питающий провод подключить вместо точки  $b$  к точке  $b_4$ , то максимальный ток, протекающий через  $R_{p3}$ , будет равен 30 ма, что позволит увеличить величины развязывающих сопротивлений при той же рассеиваемой мощности.

Схемы с последовательным соединением развязывающих сопротивлений, показанные на рис. 3-27, упрощают монтаж усилителя и, следовательно, делают его более надежным.

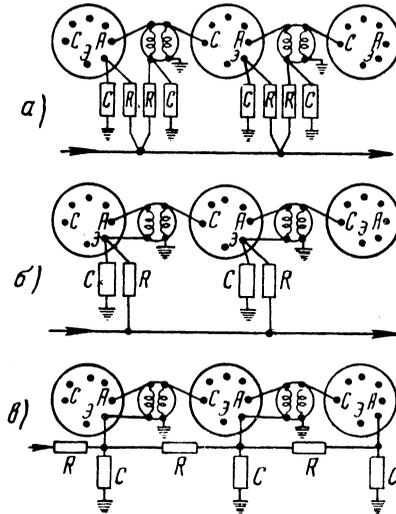


Рис. 3-28. Монтаж цепей анода и экранирующих сеток трех ламп широкополосного усилителя: а — раздельная фильтрация анода и экранирующей сетки; б — объединение фильтрации при параллельном включении развязывающих сопротивлений; в — объединение фильтрации при последовательном включении развязывающих сопротивлений.

На рис. 3-28 даны для сравнения варианты монтажа цепей анода и экранирующих сеток для трех каскадов усилителя на пальчиковых лампах. Таким же простым получается монтаж усилителя на сверхминиатюрных лампах.

### 3-10. ПАРАЗИТНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ЦЕПЯМ ПИТАНИЯ АНОДОВ И ЭКРАНИРУЮЩИХ СЕТОК В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И В ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯХ

В усилителях низкой частоты и видеоусилителях возможны два вида паразитной обратной связи по цепям питания анодов и экранирующих сеток. Первый вид обратной связи получается за счет индуктивного сопротивления общего участка провода питания  $ab$ , как это показано на схеме

рис. 3-23, в которой резонансные контуры можно заменить сопротивлениями или трансформаторами низкой частоты. Влияние этого вида паразитной обратной связи увеличивается с повышением частоты. Поэтому она опасна только для усилителей с весьма высокой верхней граничной частотой  $f_v$ . Борьба с паразитной обратной связью на высоких частотах ведется тем же методом, который был изложен выше для резонансных усилителей.

Второй вид паразитной обратной связи получается в низкочастотной части пропускаемого усилителем спектра частот. С понижением частоты растет емкостное сопротивление выходного конденсатора  $C_{фп}$  фильтра питания. На частотах, близких к нулю, сопротивление участка  $ab$  достигает величины суммарного сопротивления постоянному току дросселей фильтра питания и внутреннего сопротивления выпрямителя  $R_{фп}$ . На рис. 3-29 показано, как изменяется сопротивление участка  $ab$  при изменении частоты от  $10$  до  $10^8$  гц, если он имеет следующие данные:  $L_{ab}=0,1$  мкГн;  $C_{фп}=10$  мкФ;  $R_{фп}=300$  ом.

Увеличение емкости фильтра питания  $C_{фп}$  почти не влияет на этот вид обратной связи, так как независимо от этой емкости сопротивление участка  $ab$  при снижении частоты всегда стремится к величине  $R_{фп}$ . Также почти не влияют дополнительные развязывающие сопротивления  $R_p$  и конденсаторы  $C_p$ , включаемые по схеме рис. 3-25, так как их фильтрующие свойства уменьшаются при понижении частоты.

Вредное действие паразитной обратной связи на низких частотах проявляется в виде ненормального искажения частотной характеристики усилителя или его самовозбуждения на частотах порядка нескольких герц. Очевидно, что вредное действие будет тем больше, чем больше коэффициент усиления на низких частотах. Поэтому основным методом борьбы с самовозбуждением усилителя на низких частотах является максимально возможное снижение усиления на этих частотах. При расчете усилителя никогда не следует задаваться излишне малым значением нижней граничной частоты  $f_n$  и не считать достижением получение  $f_n$  ниже требуемого. Наоборот, данные схемы следует выбирать так, чтобы усиление на частотах ниже  $f_n$  падало как можно круче.

Паразитная обратная связь получается через сопротивление общего уча-

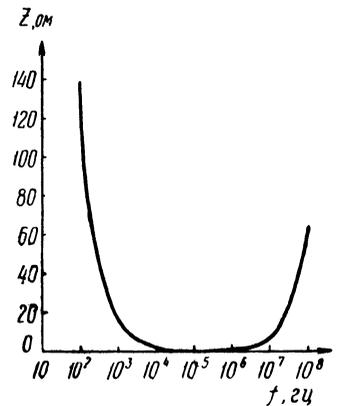


Рис. 3-29. Полное выходное сопротивление источника питания.

стка провода аб, которое определяется внутренним сопротивлением источника питания постоянному току  $R_{\text{фп}}$ .

Поэтому любые меры снижения сопротивления  $R_{\text{фп}}$  — уменьшение сопротивления дросселя фильтра, применение кенотронов с малым внутренним сопротивлением, электронная стабилизация выходного напряжения — ведут к ослаблению обратной связи.

Из этой группы способов подавления обратной связи наиболее эффективным является питание усилителя от двух отдельных источников с подключением к одному из них первых каскадов, а к другому — последних каскадов. К этому способу приходится прибегать в многокаскадных усилителях с очень большим усилением и с очень низкой граничной частотой  $f_n$  [28].

Уменьшение обратной связи на низких частотах можно получить, применяя специальные схемы усилительных каскадов — двухтактные и компенсационные. В двухтактных схемах изменение тока нагрузки выпрямителя, вызываемое одной из ламп, компенсируется обратным изменением, вызываемым другой лампой. Компенсационные схемы работают по принципу компенсации влияния напряжения паразитной обратной связи противоположным ему по фазе напряжением, подаваемым на катоды или экранирующие сетки ламп первых каскадов усилителя. Наладка и регулировка таких схем очень сложна. Поэтому к ним следует прибегать, если нет других путей для нейтрализации паразитных обратных связей. Краткое описание компенсационных схем дано в справочнике [2]. Там же имеются подробные ссылки на литературу.

### **3-11. ПАЗАРИТНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ЦЕПЯМ ПОДАЧИ НАПРЯЖЕНИЙ НА УПРАВЛЯЮЩИЕ И АНТИДИНАТРОННЫЕ СЕТКИ**

В многокаскадном усилителе на управляющие и антидинатронные сетки ламп некоторых каскадов подаются напряжения для регулирования усиления или другого управления. По цепям подачи этих напряжений могут получаться паразитные обратные связи за счет емкостной составляющей тока в цепи сетки последнего управляемого каскада. Этот ток на общем сопротивлении источника управляющего сигнала создает напряжение, которое поступает на все предыдущие управляемые каскады. Таким образом, характер возникновения паразитных обратных связей через цепи управления совершенно такой же, как при общем питании анодных и экранированных цепей.

Если управляющие напряжения изменяются медленно, как это большей

частью бывает в системах ручного и автоматического регулирования усиления, то для подавления обратных связей по цепям управления пользуются методом, разобранным в предыдущем параграфе для низкочастотных связей через цепи питания анодов. Некоторая дополнительная трудность заключается в том, что выходное сопротивление источника управляющего напряжения обычно значительно больше выходного сопротивления источника питания усилителя. С другой стороны, задача несколько упрощается тем, что управлением обычно охватываются не все лампы усилителя.

В некоторых типах многокаскадных усилителей на управляющие или антидинактронные сетки подаются быстро изменяющиеся напряжения для кратковременного запирания ламп, отпирания их или изменения усиления. В этом случае к развязывающим цепям предъявляются два противоречивых требования. Они должны, с одной стороны, хорошо подавлять обратную связь и, с другой, — мало замедлять и искажать управляющие напряжения.

С точки зрения подавления обратной связи простейшим и наилучшим вариантом явилось бы применение развязывающей цепи из последовательно включенных сопротивлений и параллельных конденсаторов (рис. 3-30), аналогичной цепи, примененной для развязки анодов и экранирующих сеток. Недостатком такого варианта является то, что в каждой фильтрующей ячейке RC происходит задержка управляющего импульса, из-за чего

лампы отпираются и запираются не одновременно. Приходится прибегать к параллельной схеме рис. 3-31, которая, несмотря на большее число деталей, дает меньшее ослабление паразитной наводки.

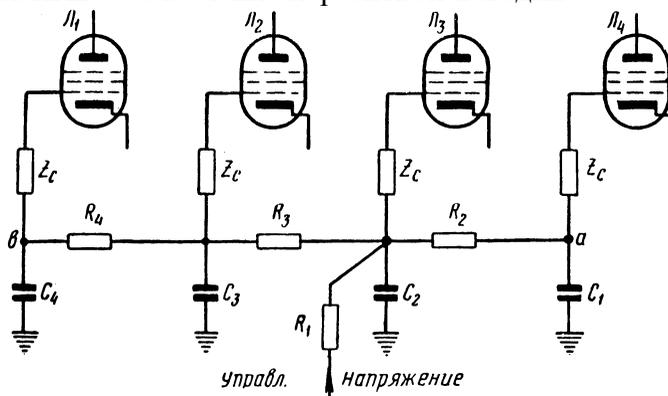


Рис. 3-30. Последовательная цепь развязки управляющих сеток с неодновременным запирающим и отпиранием ламп.

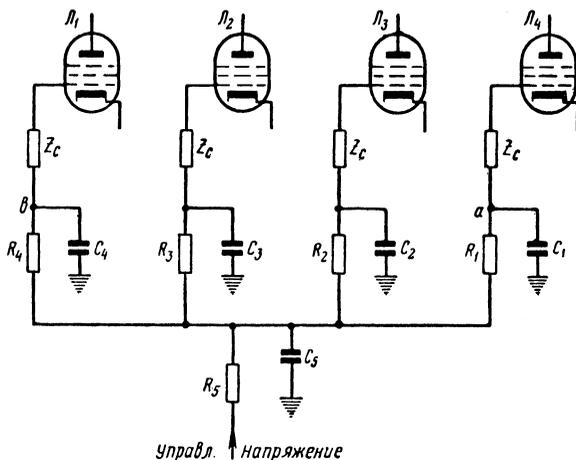


Рис. 3-31. Параллельная цепь развязки управляющих сеток с одновременным запирающим и отпирающим ламп.

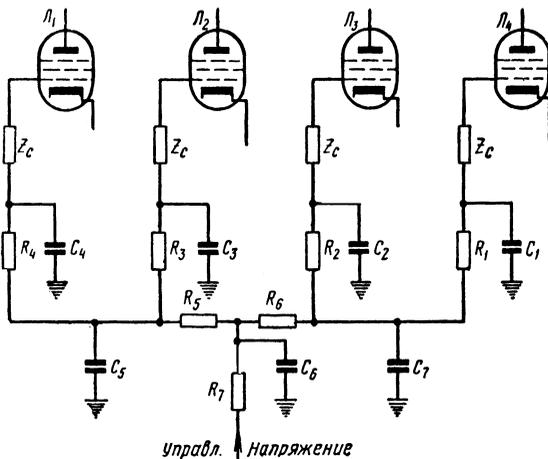


Рис. 3-32. Параллельно-последовательная цепь развязки управляющих сеток с одновременным запирающим и отпирающим ламп.

Действительно, считая источником наводки конденсатор  $C_1$  на котором получается максимальное напряжение от емкостного тока сетки лампы  $Л_4$ , получаем, что в схеме рис. 3-30 между точками а и б имеется три развязывающие ячейки  $R_2C_2$ ,  $R_3C_3$  и  $R_4C_4$ , а в схеме рис. 3-31 — две ячейки  $R_1C_5$  и  $R_4C_4$ .

Величины  $R$  и  $C$  нужно выбирать небольшими, чтобы меньше искажались управляющие импульсы. Если двух ячеек окажется недостаточно для развязывания точек а и б, то можно применить еще более неэкономичную схему рис. 3-32, дающую излишнюю развязку, но обеспечивающую одновременное управление всеми лампами.

При проектировании развязки цепи управления с помощью элементов RC необходимо прежде всего определить степень влияния их на управляющий импульс. Теоретический анализ переходных характеристик многозвенных цепей RC весьма сложен и для практического использования затруднителен [16, 17]. Поэтому рекомендуется производить подбор R и C в ячейках экспериментально. При этом необходимо учитывать, что емкости  $C_1, C_2, C_3$  и  $C_4$  входят в резонансные контуры усилителя последовательно с входными емкостями ламп  $C_{вх}$ . Величины этих емкостей желательно выбирать (как можно большими, во всяком случае так, чтобы выполнялось условие  $C > (10—20)C_{вх}$ ).

Рассмотренную развязывающую цепь RC можно применять в схеме управления, если требуемое время установления нормального усиления составляет не менее 1 — 2 мксек. При необходимости иметь меньшее

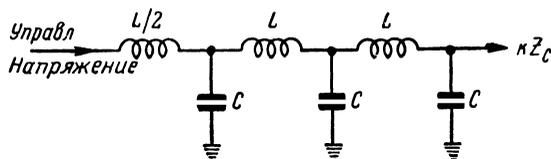


Рис. 3-33. Фильтр LC в цепи управления.

время установления цепь RC оказывается непригодной и приходится прибегать к цепи LC. Такая цепь (рис. 3-33) представляет собой П-образный фильтр нижних частот, имеющий граничную частоту

$$f_в = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$$

Переходная характеристика такого фильтра характеризуется временем установления

$$t_{y1} = \frac{0.35}{f_в} = 0.35\pi\sqrt{LC} = 1.1\sqrt{LC}$$

которое для одной ячейки почти точно совпадает с экспериментальными результатами. С увеличением числа ячеек время установления растет медленно и для 3—5 ячеек достигает величины

$$t_{y3-5} = 1.9\sqrt{LC}$$

Цепь LC может быть применена в схемах рис. 3-31 и 3-32 с заменой в них сопротивлений на индуктивности.

Преимуществом цепи LC по сравнению с цепью RC является возможность применения больших емкостей ( $C_1—C_4$ ), что улучшает качество резонансных контуров усилителя и дает большую развязку.

Недостатком развязывающей цепи LC являются значительные выбросы в

конце времени установления амплитуды, достигающие величин  $\pm 10\%$  от установившегося значения (рис. 3-34). Другим недостатком цепи LC является ударное возбуждение, возникающее при импульсной работе усилителя и перегрузке его сеточными токами. В этом случае по дросселям протекает резко изменяющийся ток и на них индуктируется напряжение, заряжающее их собственную паразитную емкость. В результате возникшего ударного возбуждения высокочастотный импульс, проходящий через усилитель, растягивается и его форма искажается.

Для уменьшения выбросов и устранения ударного возбуждения дроссели шунтируют сопротивлениями, как показано на рис. 3-35. Шунтирующее сопротивление следует выбирать из соотношения

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_{\text{пар}}}}$$

для того чтобы контур, составленный из дросселя  $L$  и его собственной распределенной паразитной емкости, стал апериодическим. При этом амплитуда выбросов на управляющем импульсе падает в 1,5—2 раза, а время установления управляющего импульса возрастает в 1,5 раза.

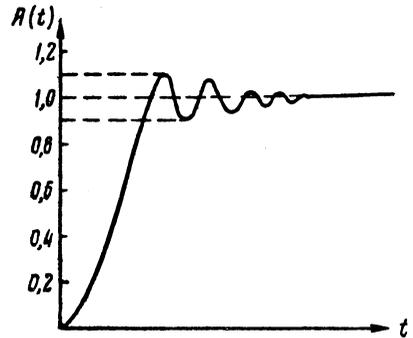


Рис. 3-34. Установление напряжения на выходе фильтра LC.

Развязывающая цепь рис. 3-33 и 3-35 является несогласованной линией задержки, в которой возможны отражения управляющих импульсов от обоих концов. Эти отражения не могут повлиять на передний фронт управляющего импульса, так как первый отраженный импульс может прийти к точкам  $Z_c$  только после того, как он, отразившись от этих точек, дойдет до источника управляющего напряжения, снова отразится и вернется обратно.

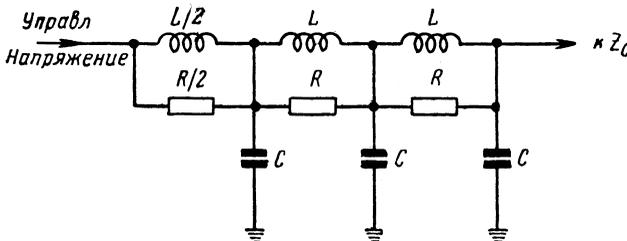


Рис. 3-35. Фильтр LCR в цепи управления.

Первый отраженный импульс в точках  $Z_c$  оказывается задержанным на

время

$$2t_3 = 2n\sqrt{LC}$$

где  $t_3$ —время задержки линии и  $n$  — число ячеек.

Амплитуда отраженного импульса определяется затуханием линии и соотношением между выходным сопротивлением источника управляющего напряжения и волновым сопротивлением линии

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Если длительность управляющего импульса  $\tau > 2t_3$ , то к моменту прихода отраженного импульса он еще не успеет закончиться. Это приведет к растягиванию управляющего импульса в точках  $Z_c$  и к искажению его заднего среза, что можно легко скорректировать уменьшением длительности импульса на выходе источника управляющего напряжения.

Очевидно, что простейшим способом ликвидации отраженных импульсов является согласование линии, т. е. замыкание ее на сопротивление  $R=\rho$  на любом из концов. Этот метод большей частью неприемлем, так как волновое сопротивление линии  $\rho$  не велико и согласующее сопротивление сильно нагружает источник управляющего напряжения.

Поэтому приходится прибегать к несогласованной развязывающей цепи, выбирая число ячеек  $n$  и параметры  $L$  и  $C$  на основании приведенных соображений.

### **3-12. ФИЛЬТРАЦИЯ НАВЕДЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ В ЦЕПЯХ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА СМЕСИТЕЛЯ В ПРИЕМНИКАХ САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН**

В приемниках сантиметровых волн применяются полупроводниковые смесители, в цепь которых необходимо включать измерительный прибор постоянного тока для контроля работы смесителя и проверки уровня мощности, подаваемой от гетеродина. Цепь измерительного прибора может быть длинной и разветвленной, так как он часто размещается далеко от смесителя. Иногда эта цепь используется также для подачи смещения на полупроводниковый диод. Цепь измерительного прибора через входной трансформатор оказывается подключенной к самой чувствительной точке приемника — входу усилителя промежуточной частоты. При отсутствии развязывающих фильтров достаточно незначительной наводки в цепи измерительного прибора от источников, работающих на частотах, близких к промежуточной, чтобы на приемнике получился повышенный уровень шума. Еще хуже получается при недостаточном экрани-

ровании и фильтрации в цепях последних каскадов того же усилителя и его детектора. В этом случае через цепи измерительного прибора получается паразитная обратная связь выхода усилителя с его входом, что приводит к самовозбуждению усилителя или к изменению его частотных характеристик.

Таким образом (рис. 3-36 и 3-37), обязательными составными элементами входных цепей усилителя промежуточной частоты приемников сантиметровых волн являются фильтры, не пропускающие на вход усилителя напряжений, наведенных в цепи измерительного прибора. Конструктивное выполнение этих фильтров не сложно, так как через них проходят только постоянные составляющие тока смесителя. Поэтому максимальная степень фильтрации со стороны низких частот в них ничем не ограничивается. Фильтры должны иметь малое омическое сопротивление, чтобы не создавать дополнительного смещения на смесительный диод. В зависимости от схемы смесителя применяется один из четырех вариантов схемы фильтра, показанных на рисунках.

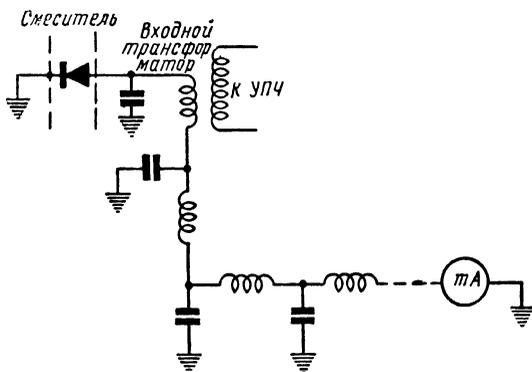


Рис. 3-36. Фильтрация цепи измерительного прибора в одноканальном смесителе. Число ячеек фильтра и его данные рассчитываются с учетом необходимого ослабления, даваемого фильтром, которое определяется по формуле (3-15)

$$M > 120K$$

где  $K$  — полный коэффициент усиления по промежуточной частоте.

В этом расчете имеется запас за счет невозможности учета коэффициента связи между измерительным прибором и выходным каскадом УПЧ, который всегда значительно меньше единицы.

При изготовлении фильтров используются малогабаритные детали. Величины индуктивностей и емкостей выбираются максимально большими. При этом собственная резонансная частота дросселя получается близкой к номинальной промежуточной частоте усилителя.

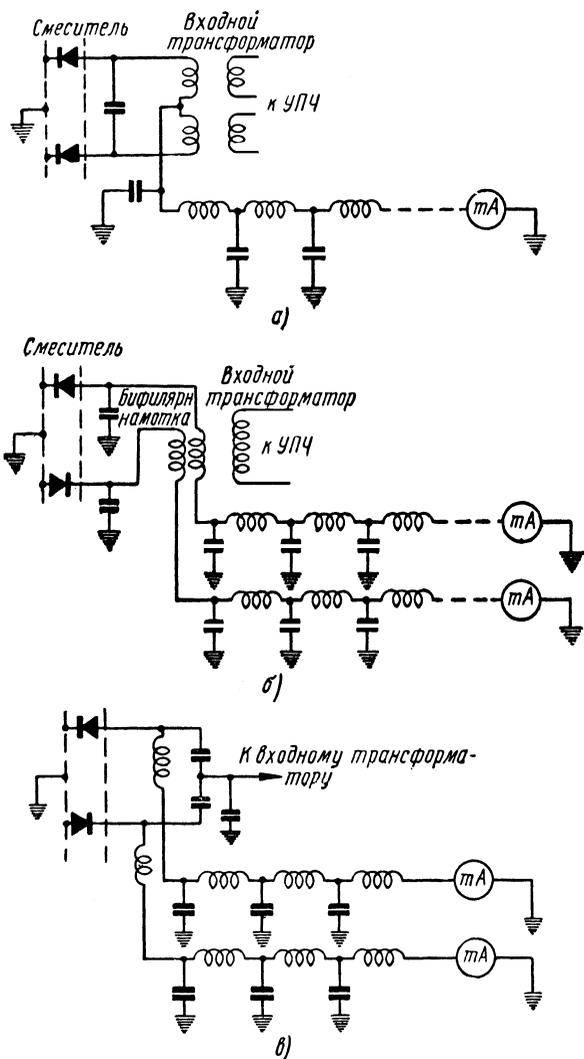


Рис. 3-37. Фильтрация цепи измерительного прибора в балансном смесителе: а — схема с детекторами одного направления; б — схема с детекторами двух направлений и с последовательным включением элементов; в — схема с детекторами двух направлений и с параллельным включением элементов.

### 3-13. РАЗДЕЛЕНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ПУПЧ И ГУПЧ

Широкополосные усилители промежуточной частоты, применяемые в радиоприемниках сантиметрового диапазона волн, имеют обычно большое усиление порядка 110 дБ или  $3 \cdot 10^5$  раз по напряжению. Число каскадов усилителя, определяемое часто не из необходимости получения заданного усиления, а из потребности в большом числе элементов, на которые можно подавать напряжения для регулирования и управления усилением, достигает обычно 8—10. Такой усилитель, как правило, разбивают на два: предварительный усилитель промежуточной частоты ПУПЧ и главный усилитель промежуточной частоты ГУПЧ. На выходе последнего включается детектор с видеоусилителем или выходным катодным повторителем.

Входную часть усилителя необходимо располагать вблизи смесителя, чтобы передавать сигналы по коротким отрезкам проводов или кабелей, не требующим согласования. Передача сигналов на вход по согласованному кабелю приводит к потере мощности в согласующем сопротивлении и возрастанию коэффициента шума усилителя. Если отказаться от деления усилителя на два — ПУПЧ и ГУПЧ, то тогда весь усилитель придется устанавливать около смесителя. Недостаток места в блоке, содержащем волноводно-смесительную часть, является основным аргументом в пользу деления усилителя на две части.

В качестве второго аргумента выдвигается предположение, что такое деление усилителя облегчает борьбу с паразитными обратными связями благодаря наличию двух отдельных экранированных блоков, питаемых от различных источников питания (рис. 3-38). Разберем это предположение более подробно.

Как показано в § 3-7, для полностью устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы ослабление в любой цепи паразитной обратной связи было не менее 120/К. Для рассматриваемого случая (при  $K=3 \cdot 10^5$ ) это означает, что ослабление паразитных обратных связей, возникающих по цепям питания анода и накала, должно быть порядка  $3,6 \cdot 10^7$  раз. Такого ослабления не могут дать отдельные источники питания, подключенные к общей сети, так как между ними имеется связь через первичные обмотки силовых трансформаторов. Кроме того, выходные провода обоих источников питания могут быть на некоторых участках заключены в общие шланги или проходить вблизи других проводов. Достаточно небольшой емкости между ними, измеряемой долями пикофарды, чтобы ослабление пара-

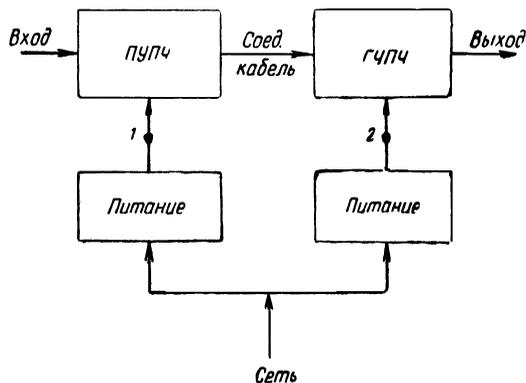


Рис. 3-38. Питание предварительного и главных усилителей промежуточной частоты от отдельных источников.

зитных связей получилось значительно меньше необходимого. По этим двум причинам на высоких частотах при большом усилении лучше всего считать отдельные источники питания общими, полагая, что ослабления обратной связи от точки 2 к точке 1 (рис. 3-38) не происходит.

Для получения требуемого ослабления паразитных связей между (выходными каскадами ГУПЧ и входом ПУПЧ, при замкнутых накоротко по высокой частоте точках 1 и 2 (рис. 3-38), следует соответствующим образом рассчитать систему развязок. Если собственные развязывающие цепи ПУПЧ и ГУПЧ рассчитаны в соответствии с их коэффициентами усиления, то между точками 1 и 2 приходится включать дополнительные фильтрующие цепи.

Таким образом, разделение усилителя на два не только не облегчает борьбу с паразитными связями, а, наоборот, требует дополнительных развязок. Поэтому к разделению усилителя на ПУПЧ и ГУПЧ следует прибегать только в случае невозможности размещения всего усилителя в непосред-

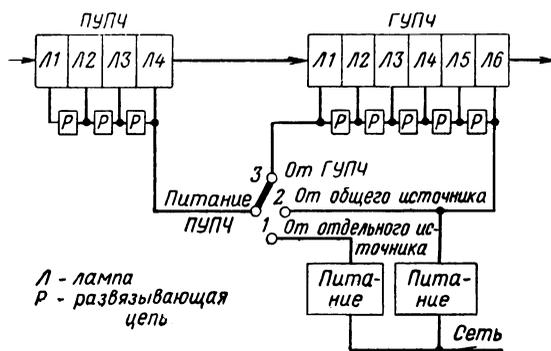


Рис. 3-39. Схема эксперимента с отдельными и общим питанием ПУПЧ.

ственной близости от смесителя. При этом нужно учитывать, что такое разделение связано с введением дополнительных деталей и разъемов и, следовательно, с понижением надежности системы.

Для проверки изложенного был проведен следующий эксперимент. Настроенные и налаженные ПУПЧ и ГУПЧ питались сначала от двух отдельных выпрямителей и трансформаторов накала (положение 1 переключателя на рис. 3-39). При этом получалась резко искаженная частотная характеристика, несмотря на то, что при отдельной проверке ПУПЧ и ГУПЧ паразитные связи в них отсутствовали. Перевод питания на общие источники (положение 2 переключателя) ничего не изменил. Когда же ПУПЧ питался от общих источников питания, но через всю систему развязок ГУПЧ (положение 3 переключателя), явления паразитной обратной связи исчезала и усилитель имел нормальную частотную характеристику. Тот же эффект получался при питании ПУПЧ от точек 1 и 2, если в про-вода питания ПУПЧ вводились до дополнительные развязки.

Оба усилителя — предварительный и главный соединяются согласованным коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75—100 ом. В согласующем противлении теряется изрядная энергия, и выходной каскад ПУПЧ является усилителем мощности с трансформацией на понижение. Амплитудная характеристика ПУПЧ, снимаемая на конце согласованного кабеля, ограничивается работой этого каскада. Она может быть причиной недостаточного динамического диапазона всего усилителя, что особенно проявляется, когда ГУПЧ имеет логарифмическую амплитудную характеристику и, следовательно, динамический диапазон не ограничивает. Сказанное служит еще одним аргументом против разделения усилителя на два — ПУПЧ и ГУПЧ.

### **3-14. КОНСТРУКЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ПАЛЬЧИКОВЫХ ЛАМПАХ**

Шасси усилителя гальванически соединяет различные точки его схемы. Каждая деталь и провод усилителя имеют некоторую емкость относительно шасси. Под влиянием переменного напряжения на аноде лампы по поверхностному слою шасси протекает множество токов, направления которых ориентировочно показаны на рис. 3-48. Кроме того, по поверхностному слою шасси протекают вихревые токи, вызванные переменным магнитным полем катушек и проводов. В зависимости от величины активного и реактивного сопротивлений поверхностного слоя шасси между различными его точками возникают разности потенциалов, которые, в свою очередь, могут передаваться в любые точки схемы усилителя,

имеющие гальваническую, емкостную или индуктивную связь с шасси, вызывая этим паразитную связь различных элементов усилителя друг с другом.

Если к металлическому листу в точках *a* и *b* подвести ток высокой частоты, то через лист он будет проходить по самым разнообразным путям, показанным на рис. 3-40. При этом величина тока, проходящего через поперечное сечение любой полоски, взятой в поверхностном

слое листа, будет тем меньше, чем дальше отстоит полоска от прямой, соединяющей точки *a* и *b*. Независимо от размеров листа в прохождении тока будет участвовать весь его поверхностный слой.

Обратная связь по шасси прибора проявляется тем сильнее, чем выше рабочая частота усилителя, так как с повышением частоты возрастают токи в шасси, протекающие через емкости монтажа и деталей, и увеличиваются его активное и реактивное сопротивление.

На частотах, измеряемых килогерцами и единицами мегагерц, разности потенциалов между различными точками поверхности шасси настолько малы, что ее можно считать эквипотенциальной и, следовательно, не создающей обратной связи. В усилителях высокой и промежуточной частоты, работающих в указанном диапазоне частот, меры предосторожности в отношении паразитной обратной связи по шасси не принимаются. В таких усилителях контурные катушки индуктивности обычно имеют относительно большие размеры, а контуры, в которые они входят, — малое затухание  $d$ . Возможность паразитной индуктивной связи между катушками, входящими в различные каскады усилителя, велика из-за относительно большой величины внешнего магнитного поля. Все это определяет общую конструкцию усилителя, который монтируется обычно на общем шасси с другими частями радиоприемника. Контуры целиком экранируются друг от друга специальными металлическими стаканами. В простейших радиоприемниках нередко применяются неэкранированные открытые катушки, прикрепляемые к разным сторонам шасси, служащего одновременно экраном.

В усилителях низкой частоты и в видеоусилителях, работающих на тех же частотах, паразитная обратная связь через шасси также маловероятна. При наличии в усилителе трансформаторов и дросселей между ними

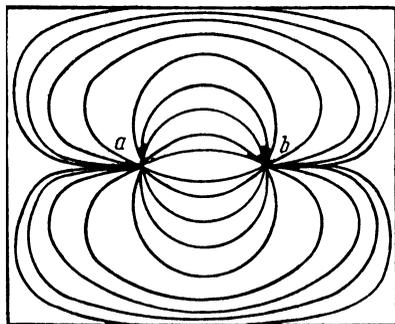


Рис. 3-40. Пути токов высокой частоты в поверхностном слое металлического листа.

возможна емкостная и индуктивная связь, во избежание которой их удаляют друг от друга и экранируют. Особое внимание обращают на разделение входных и выходных деталей и трансформаторов в многокаскадных усилителях с большим усилением.

В широкополосных усилителях высокой и промежуточной частоты, которые обычно работают на более высоких частотах, измеряемых десятками мегагерц, токи, протекающие в поверхностном слое шасси, могут быть причиной значительного ухудшения устойчивости усилителя. Для устранения обратных связей по шасси усилителя необходимо все детали, провода и точки присоединения к шасси, относящиеся к аноду и управляющей сетке двух соседних по принципиальной схеме электронных ламп, размещать только в промежутке между ними, по возможности

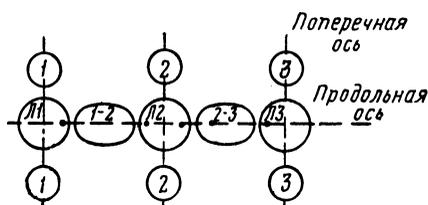


Рис. 3-41. Схема размещения деталей в широкополосном резонансном усилителе:

$L_1, L_2, L_3$  — электронные лампы; 1 — район размещения деталей экранирующей сетки и катода  $L_1$  и присоединения их к корпусу; 2 — то же для  $L_2$ ; 3 — то же для  $L_3$ ; 1—2 — район размещения деталей, относящихся к аноду  $L_1$  и управляющей сетке  $L_2$  и присое-

ближе к продольной осевой линии (рис. 3-41). Детали, провода и точки присоединения к шасси, относящиеся к катоду и экранирующей сетке одной лампы, следует размещать как можно ближе к поперечной оси лампы. В промежутке между лампами, даже на довольно большом расстоянии от продольной оси, совершенно недопустимо размещать детали, провода и точки присоединения к шасси, относящиеся к другим каскадам данного усилителя. Все эти условия наилучшим образом удастся выполнить, если расположить лампы одну за другой по прямой линии в отдельном блоке, устанавливаемом на общем шасси приемника. Такую конструкцию принято называть линейкой промежуточной частоты (рис. 3-42). Здесь токи в поверхностном слое шасси, относящиеся к любому каскаду усилителя, замыкаются в пределах данного каскада, не захватывая мест установки и соединения с шасси деталей, относящихся к другим каскадам. Дополнительным преимуществом размещения в линейку является максимальное снижение емкостных и индуктивных связей между входными и выходными цепями по сравнению с любым другим конструктивным оформлением усилителя. Действительно, здесь входной и выходной каска-

ды расположены на максимально возможном расстоянии друг от друга, а наличие общего экрана изолирует усилитель

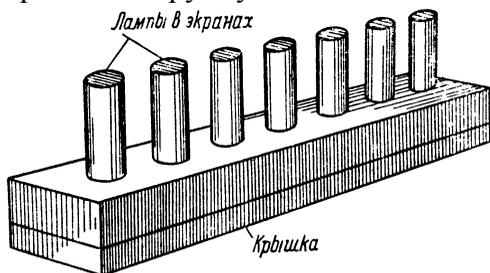


Рис. 3-42. Линейка промежуточной частоты на Пальчиковых лампах.

от остальных деталей и монтажных проводов приемника, которые могут служить причиной случайной связи между входными и выходными цепями.

К конструированию общего экрана нужно подходить с особой осторожностью. Неудачный вариант, освободив линейку от паразитных связей через случайные детали и цепи, не входящие в нее, может привести к дополнительной связи выхода с входом через крышку общего экрана, как это подробно разобрано в § 2-4. Наиболее безопасным является закрывание первых одного-двух каскадов и последних одного-двух каскадов с детектором двумя отдельными крышками. Промежуточные каскады можно закрывать любым образом.

Нельзя рекомендовать размещение широкополосного усилителя промежуточной частоты на общем шасси приемника, располагая лампы по прямой линии или под прямым углом друг к другу в виде буквы Г. В этих случаях, даже при расположении ламп в линию, обратные связи в усилителе возрастают главным образом за счет токов в поверхностном слое шасси, которые, распространяясь по большой поверхности, могут связывать входные и выходные цепи. Здесь емкостные связи тоже увеличиваются из-за наличия вблизи от усилителя посторонних деталей и проводов и вследствие сближения первого каскада с последним. При размещении усилителя на общем шасси приемника экранирование его в целом или частями обычно дает малый эффект, так как большая часть указанных причин повышения уровня обратных связей остается и после надевания экранов.

Очевидно, что совершенно недопустимо располагать лампы усилителя в два ряда.

В линейке промежуточной частоты благодаря малым размерам деталей и выгодному их размещению емкостные и индуктивные связи между каскадами настолько малы, что дополнительного экранирования от-

дельных каскадов и катушек индуктивности друг от друга большей частью не требуется. Наоборот, промежуточные экраны при неудачной их конструкции могут быть причиной даже увеличения обратной связи. Так, например, иногда устанавливают дополнительные экраны в середине ламповых панелей, прикрепляемые к шасси двумя винтами или заклепками без замыкания с боковыми стенками шасси. Такие экраны имеют между собой высокочастотную разность потенциалов, появляющуюся по следующим причинам: емкостная связь дополнительных экранов с другими деталями, присоединение к экранам блокировочных конденсаторов, установка экранов в различных точках шасси, по которому протекают токи высокой частоты. В этих условиях емкость между промежуточными экранами может дополнительно связывать входные и выходные цепи усилителя.

Продолжая приведенные рассуждения, легко прийти к выводу, что каждая дополнительная деталь, устанавливаемая в усилителе, может создать дополнительную обратную связь. Поэтому чем меньше деталей в усилителе, тем он лучше не только с технико-экономической точки зрения, но и с точки зрения качества его работы и надежности.

Число деталей в усилителе и длину соединительных проводов можно значительно сократить применением специальной ламповой панели со встроенными конденсаторами, предназначенной для Пальчиковых ламп.

При очень близком размещении контурных катушек полезно устанавливать между ними небольшую перегородку, приваривая или припаивая ее не менее чем к двум стенкам шасси. Это может уберечь от паразитной

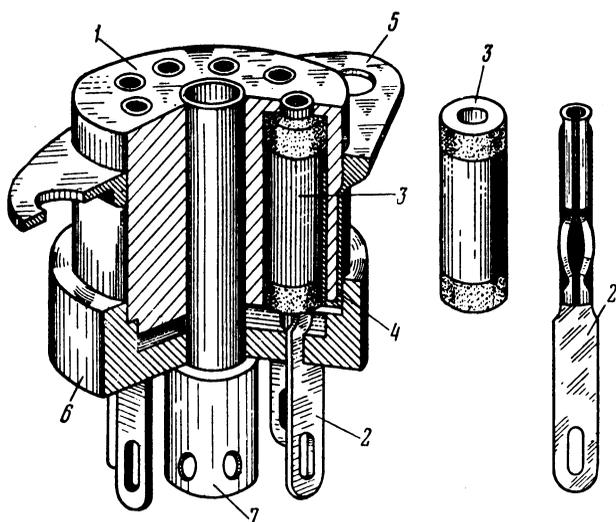


Рис. 3-43. Панель для Пальчиковых ламп со встроенными конденсаторами.

связи в пределах одного-двух каскадов. На рис. 3-43 показана конструкция такой панели. Она состоит из пластмассового корпуса 1, в который вставляется семь гнезд 2. На четыре гнезда, к которым подключаются два вывода катода, экранирующая сетка и один полюю накала, надеваются цилиндрические керамические конденсаторы 3 емкостью 800—1000 пф. Внутренняя обкладка этих конденсаторов соединена с гнездом, к внешней обкладке прижимается пружина 4, которая припаивается или приваривается к металлической обойме 5, служащей для крепления всей панели к шасси. Гнезда и конденсаторы поддерживаются пластмассовой крышкой 6, которая пистоном 7 прикрепляется к корпусу 1. Этот пистон служит не только для крепления, но и для экранирования друг от друга выводов анода и управляющей сетки при условии соединения его с шасси коротким проводом.

Минимальное количество деталей в широкополосном усилителе на пальчиковых лампах получается при использовании этой ламповой панели, схем питания цепей накала и анода с последовательным включением развязывающих дросселей и сопротивлений (рис. 3-20 и 3-27) и схемы с двуконтурными фильтрами или с бифилярной намокай катушки контура и объединением развязывающих деталей анода и экранирующей сетки. На рис. 3-44 изображены принципиальная схема и монтаж трех ламп

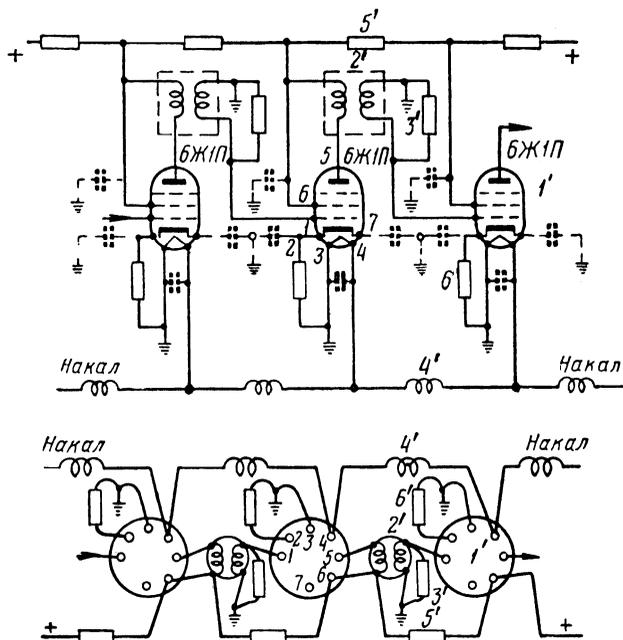


Рис. 3-44. Принципиальная схема и монтаж широкополосного усилителя при использовании ламповой панели со встроенными конденсаторами.

такого усилителя. Показанные на принципиальной схеме пунктиром конденсаторы встроены в ламповую панель и отдельного места не занимают. В результате каждый каскад состоит всего из шести деталей: 1) ламповой панели, 2) катушки контура, 3) сопротивления, шунтирующего контур, 4) дросселя накала, 5) развязывающего сопротивления в цепи питания анодов и экранирующих сеток и 6) сопротивления в катоде для автоматического смещения. Как видно из рисунка, в блоке совершенно отсутствуют монтажные провода и специальные планки с лепестками для припайки деталей.

Хорошо сконструированная линейка промежуточной частоты благодаря малой величине обратных связей работает вполне устойчиво. В серийном производстве при идентичном монтаже линейки дают высокую повторяемость параметров.

### **3-15. МАЛОГАБАРИТНЫЕ КОНСТРУКЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА СВЕРХМИНИАТЮРНЫХ ЛАМПАХ**

При конструировании малогабаритного широкополосного усилителя на бесцокольных сверхминиатюрных лампах серии «Б» приходится сталкиваться с рядом трудностей. Основной из них является получение устойчивой работы усилителя при большом усилении по напряжению порядка  $0,3-10^6$ , что приводит к необходимости иметь ослабление по любому возможному каналу паразитной обратной связи порядка  $3,6 \cdot 10^7$ . Другие трудности состоят в обеспечении необходимого охлаждения деталей и ламп усилителя, удобного доступа к монтажу, идентичности характеристик в производстве.

Известен ряд конструктивных вариантов малогабаритных усилителей. Один из них показан на схематическом чертеже рис. 3-45. Усилитель собирается на шасси-плате 1 из посеребренной или луженой латуни, меди или металлизированного изоляционного материала. К плате приклепывается или на ней отгибается уголок 2, к которому прикрепляются контурные катушки 3. На этой же стороне платы, которую будем называть верхней, помещаются все остальные части схемы, находящиеся под большим высокочастотным потенциалом относительно платы: лампы 4, обернутые в медную фольгу, припаиваемую к плате, и сопротивления, шунтирующие контурные катушки. Последние припаиваются непосредственно к выводам контурных катушек так же, как и небольшие контурные конденсаторы, включаемые в схему для повышения стабильности настройки. Часто контур 3 составляется из двух или даже трех отдельных катушек. Тогда

они крепятся непосредственно к плате 1, а уголок 2 остается для придания ей жесткости. На нижней стороне платы помещаются все детали, находя-

щиеся под малым высокочастотным потенциалом: сопротивления и конденсаторы цепи катода, развязывающие дроссели, сопротивления и конденсаторы цепей накала, анода и сеток.

Достоинством этой конструкции является то, что в ней отсутствуют соединительные проводники, за исключением проводов питания, управления и выхода, идущих к разъемам.

Элементы схемы припаиваются друг другу на опорных точках или присоединяются к шасси.

Разметка опорных точек и мест присоединения шасси путем сверления отверстий под них по специальному шаблону обуславливает строгую идентичность монтажа и повторяемость параметров усилителя в производстве.

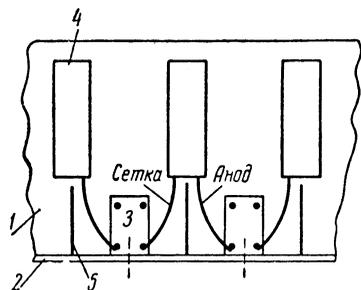


Рис. 3-45. Схематический чертеж установки основных деталей в малогабаритном резонансном усилителе.

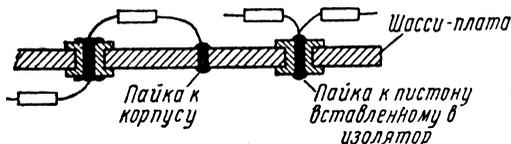


Рис. 3-46. Монтаж на шасси-плате из латуни или меди.

Если шасси-плата сделано из латуни или меди, то опорные точки удобно выполнять в виде небольших проходных изоляторов, допускающих монтаж ,по обе стороны шасси (рис. 3-46). Также применяются пластмассовые проходные изоляторы различной конфигурации, объединяющие несколько опорных точек, как показано на рис. 3-47. Высокочастотные свойства диэлектрика в опорных изоляторах или в изоляционной части платы значения не имеют, так как они связаны с точками, высокочастотный потенциал которых близок к нулю. Важны только их механические свойства и влагостойкость.

При экранировании такого усилителя нужно учесть, что надевание общего кожуха может создать паразитную связь между входом и выходом даже при хорошем контакте между кожухом и платой по всему периметру (см. § 2-4). Поэтому для обеспечения устойчивости усилителя необходимо, прежде всего, обеспечить закрывание первых и последних каскадов усилителя с верхней стороны отдельными крышками, хорошо присоединяемыми к плате. Средняя часть усилителя с верхней стороны мо-

жет быть закрыта только частично. Наконец, нижняя сторона может не закрываться вовсе, если на ней отсутствуют детали с большим высокочастотным потенциалом. Что касается общего кожуха, то его лучше рассматривать как средство защиты от механических повреждений, не полагаясь на его экранирующее действие в отношении внутренних паразитных связей. Как экран общий кожух действует только при наличии внешних наводок, при условии тщательной фильтрации всех выходящих из него проводов.

Если монтаж усилителя не очень тесен и между катушками остается расстояние больше 2—3 диаметров катушки, то перегородки между всеми или некоторыми из них могут оказаться ненужными. Если же конструкция выполняется минимальной длины, так что катушки располагаются почти вплотную, то для предохранения от паразитной связи в пределах каскада устанавливают перегородки между катушками 5 (рис. 3-45). Основным достоинством описанной конструкции усилителя являются удобство монтажа и полная доступность деталей для проверки и ремонта. Возможность тщательной проверки всех деталей и паек, а также минимальное их количество повышают надежность конструкции в целом.

В другом варианте конструкции малогабаритного усилителя он размещается в коробке, разделенной на небольшие отсеки, вмещающие по одному каскаду. Недостатком этой конструкции является крайняя сложность монтажа и недоступность отдельных деталей и паек при проверке и ремонте. В то же время излишнее экранирование никаких преимуществ не дает. В

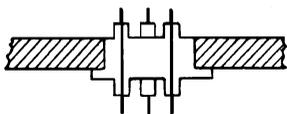


Рис. 3-47. Пластмассовый изолятор для подключения нескольких точек.

целом конструкция менее надежна, чем предыдущая.

Известны конструкции наборных усилителей, собираемых из отдельных законченных каскадов, закрепленных на металлических или пластмассовых основаниях. Такие конструкции, выполняемые исключительно для облегчения сборки и монтажа, содержат увеличенное количество деталей для

крепления и для соединения каскадов друг с другом. В этих конструкциях невозможно применить схемы с последовательной фильтрацией питания в чистом виде (рис. 3-20 и 3-27), из-за чего вырастает число фильтрующих деталей. Ремонт и проверка деталей и паек в собранном усилителе предоставляют большие трудности. В целом эти конструкции также менее надежны, чем первая.

Усилители, собранные на платах с печатным монтажом, предназначены для массового автоматического производства, и обсуждение их

выходит за пределы темы настоящей книги.

Шасси линейки можно выполнять из меди, латуни и алюминия. Применение алюминия нежелательно ввиду трудности его пайки. К шасси приходится приклепывать лепестки для припайки проводов. В местах приклепки лепестков на алюминии появляется пленка окиси, увеличивающая переходное сопротивление контакта. Наилучшим материалом шасси линейки является медь или латунь, особенно если в качестве антикоррозийного покрытия применено серебро или олово. Медное посеребренное или луженое шасси имеет весьма низкое сопротивление поверхностного слоя и удобно при монтаже благодаря легкости пайки. Несколько большая стоимость такого шасси вполне оправдывается отсутствием лепестков и заклепок и упрощением монтажа. Преимуществом меди перед латунью является ее большая теплопроводность, что особенно важно для охлаждения малогабаритных устройств.

### **3-16. ГАБАРИТНЫЕ РАЗМЕРЫ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Размеры линейки промежуточной частоты можно выбирать с учетом того, что чем она уже и длиннее, тем меньше уровень обратных связей. С другой стороны, увеличение длины линейки приводит к увеличению расстояния между двумя соседними лампами и, следовательно, к удлинению цепей анода и управляющей сетки, что невыгодно. Поэтому лучше все размеры линейки выбрать минимальными, исходя только из условия размещения деталей, которые также лучше брать малогабаритными. Если при экспериментальной проверке окажется, что усилитель недостаточно устойчив из-за малой длины линейки (случай маловероятный), то устойчивость может быть повышена путем установки экранирующей перегородки в середине линейки. Перегородка должна иметь хороший контакт со всеми стенками шасси и кожуха линейки. Перегородку не следует использовать для соединения с шасси токонесущих деталей. В работах [10, 18] имеется попытка теоретически обосновать размеры широкополосного усилителя промежуточной частоты путем введения понятия «волноводной обратной связи», сущность которого заключается в следующем.

Шасси линейки промежуточной частоты представляет собой металлическую прямоугольную коробку. В пределах этой коробки имеются детали, подключенные к различным точкам схемы усилителя и способные излучать и принимать электромагнитную энергию. Такая коробка усилителя рассматривается как прямоугольный волновод, а детали его схемы —

как возбудители и приемники электромагнитной энергии, распространяющейся в пределах этого волновода.

Как уже указывалось в § 1-5, в волноводе могут распространяться волны различных типов. Из них волна  $H_{01}$  имеет наиболее низкую критическую частоту и поэтому является наиболее опасной с точки зрения рассматриваемых здесь паразитных связей в усилителе. Длина критической волны для типа  $H_{01}$  равна  $\lambda_{кр} = 2b$ , где  $b$  — размер большей стороны поперечного сечения прямоугольного волновода. Волны короче критической свободно распространяются в волноводе с весьма малым затуханием (менее 1% на метр). Волны длиннее критической в волноводе распространяться не могут, и в нем остается только электромагнитное поле, существующее в непосредственной близости от источника и быстро затухающее по мере удаления от него. Если рабочая длина волны  $\lambda$  значительно больше критической  $\lambda_{кр}$ , то затухание на единицу длины приблизительно определяется из соотношения

$$\beta = \frac{27.3}{b} db$$

откуда следует, что на участке волновода, длина которого равна ширине, поле затухает на 27 дБ.

Ширина линейки широкополосного усилителя промежуточной частоты, если он даже собран на металлических лампах типа 6Ж4, не превышает 100 мм. Критическая длина волны для волновода, образованного коробкой усилителя, не превышает  $\lambda_{кр} = 2b = 200$  мм. Поэтому на всех промежуточных частотах, вплоть до частоты  $f_0 = 200$  МГц, сохраняется условие  $\lambda > \lambda_{кр}$  и можно считать, что в пустой коробке усилителя поле затухает на 27 дБ на участке, длина которого равна ширине коробки  $b$ .

На основании этих совершенно правильных соображений в указанных работах делается неверный вывод, что для устранения нежелательных обратных связей в усилителе допустимо иметь усиление не более 27 дБ или в 22,4 раза по напряжению на участке, длина которого равна  $b$ . Если полное усиление, даваемое усилителем, равно  $K_0$ , то длина коробки  $l$  должна быть не менее чем в  $m$  раз больше ширины  $b$ , где  $m$  можно найти из соотношения  $20 \lg K_0 = 27m$ . Отсюда следует, что коробка должна иметь длину

$$l = mb = b \frac{\lg K_0}{1.35}$$

С выводом, приведенным в последнем абзаце, можно было бы согласиться при условии, что возбуждающие и принимающие элементы внутри ко-

робки-волновода специально настроены так, что в коробку излучается достаточно большая часть выходной мощности усилителя и что входные цепи усилителя способны воспринимать из коробки большую часть поступающей к ним мощности.

Но известно, что для получения такого эффекта в волноводе необходим тщательный подбор размеров и места установки в нем излучающих и принимающих элементов. В результате такого подбора всегда получаются размеры, сравнимые с рабочей длиной волны.

В рассматриваемых же здесь случаях излучателем и приемником условно являются катушки и соединительные провода последнего и первого контуров усилителя, размеры которых значительно меньше рабочей длины волны. Места установки этих элементов в коробке выбираются совсем не из условий наилучшего излучения, и расстояния их от стенок коробки всегда также значительно меньше рабочей длины волны.

Известно также, что при работе на волне, длиннее критической, задача передачи энергии в волновод является весьма трудной даже при специальных согласующих устройствах. Так, например, в измерительной аппаратуре в качестве предельного аттенюатора используется участок волновода на волнах, длиннее критической. При разработке конструкции такого аттенюатора стремятся к получению малой величины его начального затухания. Несмотря на все принимаемые меры, не удается сконструировать аттенюатор без начального затухания порядка 25—30 дБ.

Введение в волновод любых посторонних предметов резко увеличивает его затухание. Коробка усилителя промежуточной частоты на 30—50% своего объема заполнена деталями, причем с уменьшением габаритов усилителя коэффициент заполнения его объема увеличивается. Очевидно, что детали вносят значительное дополнительное затухание сверх величины 27 дБ, характеризующей пустую коробку.

Все эти соображения показывают, что для приравнивания коэффициента усиления затуханию цепи обратной связи нужно к этому затуханию сверх величины 27 дБ добавить еще значительно больше 30 дБ. Это добавление составит из начального затухания совершенно не согласованных излучателя и приемника и из большого затухания, вносимого промежуточными деталями усилителя. Указанные добавления сводят на нет рассматриваемый расчет предельной длины усилителя.

Вообще терминам «волноводная обратная связь» лучше не пользоваться, так как волноводом называется ограниченное металлам пространство, способное проводить электромагнитные волны с малым затуханием, т. е. работающее на волне, короче критической, а в данном случае никаких

волн в цепи обратной связи нет, и имеются только непосредственные индуктивная и емкостная связи.

Использование при разработке предельных аттенуаторов формул, выведенных в теории волноводов, не означает, что предельный аттенуатор является волноводом. Эти формулы применяются только потому, что они позволяют просто рассчитать имеющиеся в аттенуаторе индуктивную и ёмкостную связи.

Необходимо еще отметить, что вообще расчет предельной длины усилителя, даже если бы он был правильным, вреден тем, что ограничивает сокращение габаритов усилителя и препятствует развитию техники конструирования малогабаритных радиоустройств, в то время как рассматриваемый вид нежелательной обратной связи весьма просто устраняется путем установки в усилителе промежуточных перегородок.

### **3-17. ПРАВИЛА МОНТАЖА УСИЛИТЕЛЕЙ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ**

Чем выше частоты, на которых работает усилитель, тем большая часть токов, протекающих в цепях усилителя, ответвляется в шасси. Одновременно с повышением частоты увеличивается индуктивное сопротивление соединительных проводов. Оба эти фактора являются причиной того, что чем выше частота, тем сильнее отражаются на работе усилителя паразитные связи, вызванные неудачным монтажом. Поэтому в первую очередь здесь рассматривается монтаж широкополосного резонансного усилителя, работающего на высокой частоте в диапазоне метровых волн.

Для выяснения влияния монтажа широкополосного усилителя на его работу вспомним, что емкость контура составляется из входной и выходной емкостей ламп и емкости монтажа (рис. 3-48).

Входная емкость лампы состоит из емкости вывода управляющей сетки относительно корпуса, емкости управляющей сетки относительно катода и емкости управляющей сетки относительно экранирующей сетки \*. Токи, протекающие через последние две емкости, достигают шасси через блокировочные конденсаторы катода и экранирующей сетки. Выходная емкость лампы состоит из емкости вывода анода относительно корпуса и емкости анода относительно антидинаatronной и экранирующей сеток. Токи, протекающие через последнюю емкость, достигают шасси также через блокировочный конденсатор экранирующей сетки. Емкость монтажа состоит из емкостей лепестков ламповых панелей или выводов,

\* Влияние обратной связи через емкость между управляющей сеткой и анодом здесь не учитывается вследствие ее малой величины.

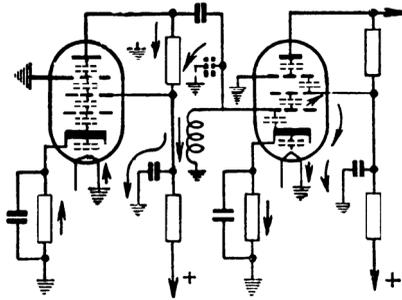


Рис. 3-48. Направление токов высокой частоты в усилительном каскаде.

распределенных емкостей соединительных проводов, распределенных емкостей контурных катушек и емкости разделительного конденсатора относительно корпуса.

Токи, протекающие по шасси, входят в него через все эти емкости, распределенные на участках от анода одной лампы до сетки следующей лампы, включая междуэлектродные емкости лампы. Распределение токов по шасси определяется в основном размещением деталей и проводов и только в незначительной степени зависит от присоединения этих деталей и проводов к шасси.

При монтаже усилителя нужно стремиться к уменьшению емкости монтажа, индуктивности соединительных проводов и взаимосвязи между деталями. Эти соображения приводят к следующим правилам монтажа, строгое выполнение которых особенно существенно для широкополосных усилителей.

а) Все соединительные провода должны иметь минимальную длину.

б) Провода и детали, соединяемые с управляющими сетками и анодами ламп, должны располагаться на максимальных расстояниях от шасси, стенок и кожухов.

в) Провода, входящие в цепи управляющих сеток и анодов, должны иметь минимальный диаметр, допустимый по соображениям механической прочности. В этих цепях лучше применять жесткие, голые провода, не позволяющие выполнять произвольную укладку монтажа.

г) Для проводов, служащих для подключения контурных катушек к аноду и сетке лампы, не следует применять дополнительных подпорок, изоляторов или других крепящих конструкций.

д) Присоединение деталей к корпусу должно производиться проводами минимальной длины в точках, ближайших к присоединяемой детали, за исключением контурного конденсатора (если он имеется), который следует присоединять непосредственно к катушке.

е) Каждая деталь должна соединяться с корпусом отдельным лепестком. Если материал шасси допускает лайку, то лучше лепестками не пользоваться, а производить припайку к наружной стороне шасси, как показано на рис. 3-49. Такой способ не только упрощает сборку усилителя, но и позволяет укоротить длину соединительных проводов. Совершенно недопустимо использование общих проводов и шин для присоединения нескольких деталей к корпусу.

ж) Провода питания и управления, проходящие вдоль всего усилителя, должны быть тщательно экранированы от основных цепей усилителя или разделены на участки фильтрующими ячейками.

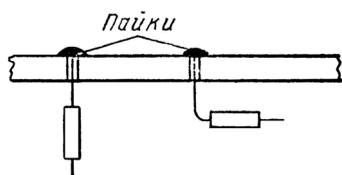


Рис. 3-49. Соединение деталей с корпусом путем припайки к наружной стороне шасси.

Рекомендации, изложенные в п. д) и е), противоречат рекомендациям, даваемым в литературе. Некоторые авторы [10, 18] предлагают такое соединение производить в одной или двух точках, объединяя в этих точках цепи так, чтобы получить минимальные токи в поверхностном слое шасси. При этом не учитывается, что, как показано выше, в широкополосном усилителе токи в шасси зависят прежде всего от распределенных емкостей, а не от точек присоединения

проводов к корпусу, поэтому практически невозможно представить действительную картину прохождения токов в шасси. Небольшие преимущества, которые можно получить при правильном выборе и объединении точек соединения с корпусом, теряются при ошибочном соединении, особенно если для такого соединения приходится удлинять монтаж. В то же время, рекомендуемое здесь присоединение к корпусу непосредственно у деталей, является наиболее безошибочным, так как оно объединяет все токи в шасси, вызываемые данной деталью.

При монтаже узкополосных усилителей, работающих на значительно более низких частотах и имеющих в контуре большую сосредоточенную емкость, усилителей низкой частоты, видеоусилителей и других радиотехнических схем приведенные правила монтажа желательно также соблюдать, хотя здесь они необязательны. Объем допустимых отклонений определяется исключительно чутьем конструктора и при отсутствии такового может привести к крупным ошибкам в монтаже, опасным и для низкочастотных схем.

# ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

## ПОДАВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНЫХ НАВОДОК И ФОНА СЕТИ ПИТАНИЯ

### 4-1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ И МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТИРОВАНИЯ

Паразитные наводки проявляются в первую очередь на оконечном индикаторе радиоэлектронного устройства независимо от действительных их источников и приемников. Так, например, паразитная модуляция фоном сети питания генератора стандартного сигнала непосредственно на генераторе не наблюдается и выявляется только на выходном индикаторе радиоприемника — телефонах, динамическом громкоговорителе, электронно-лучевой трубке, приборах автоматического управления. При этом ее трудно отличить от собственного фона приемника, например от модуляции гетеродина напряжением фона.

Для полного и гарантированного подавления паразитной наводки необходимо найти конкретный ее источник, цепь паразитной связи, по которой наводка поступает на приемник, и входную цепь приемника наводки. Когда эти три элемента найдены, само подавление наводки в большинстве случаев не представляет затруднений и сводится обычно к добавлению развязывающих или оглаживающих ячеек и к небольшим изменениям в монтаже. Исключение составляют случаи, когда причиной наводки является недостаточное экранирование электрического и магнитного полей. В этом случае для устранения наводки может понадобиться реконструирование прибора или узла.

Необходимо здесь подчеркнуть одно важное положение, которое обычно предпочитают не уточнять. В идеально продуманной, спроектированной и сконструированной системе паразитные наводки, очевидно, отсутствуют. Наличие паразитных наводок свидетельствует об ошибках, допущенных проектантом и конструктором. Трудоемкость экспериментальной работы по подавлению паразитных наводок несравненно больше трудоемкости проектирования. Более тщательное проектирование, при-

влечение к нему работников, занимающихся экспериментальной доводкой, привлечение к экспериментированию конструкторов могут значительно сократить сроки разработки радиоэлектронной аппаратуры. Правильно было бы качество проекта оценивать временем, которое придется затрачивать на экспериментальную доводку.

Из сказанного не следует делать вывод, что автор считает преступлением любую ошибку, ведущую к необходимости экспериментирования. Сложность разрабатываемой радиоэлектронной аппаратуры настолько велика, что без ошибок обходиться не удастся. Но сознательное отношение к ошибкам, даже простая констатация того, что данный дефект является ошибкой, толкает работников к дальнейшему повышению своей квалификации и, следовательно, к тому, чтобы делать меньше ошибок в будущем. Вот почему автор позволил себе изложить здесь свое мнение, что, возможно, покажется некоторым неуместным.

Экспериментальные работы по подавлению паразитных наводок следует начинать с исследовательской части, целью которой будет нахождение источников и приёмников наводки и цепей паразитной связи. Для этого необходимо, непрерывно наблюдая наводку на выходном индикаторе системы, делать и проверять те или иные предположения о конкретных ее источниках, приемниках и цепях связи. После проверки ошибочные предположения отвергаются, поэтому они не страшны. Значительно хуже отсутствие предположений, которое не позволяет вести дальнейшую работу. Если работа зашла в такой тупик, то следует еще раз просмотреть первую главу книги и сделать из нее выписку всех возможных вариантов, не исключая при этом и те варианты, которые с первого взгляда кажутся абсурдными.

Для проверки сделанного предположения необходимо упростить систему, т. е. выключить из нее все элементы, не участвующие в предположении. Если при этом наводка не исчезнет, то предположение делается почти достоверным. Тогда следует подробно рассмотреть весь предполагаемый путь прохождения наводки, выясняя последовательно на каждом его участке, какие элементы входят в систему источник — цепь связи — приемник наводки. В процессе такого выяснения приходится отключать и замыкать накоротко некоторые точки системы. Полезно

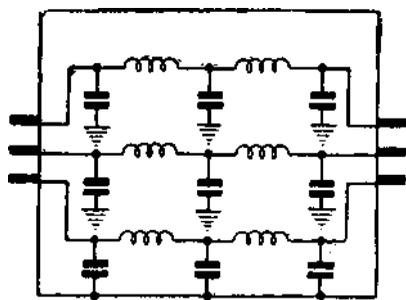


Рис. 4-1 Съемный фильтр для экспериментальных работ.

В процессе такого выяснения приходится отключать и замыкать накоротко некоторые точки системы. Полезно

также для выяснения характера наводки вводить в различные цепи фильтрующие дроссели и конденсаторы, подбирая их тип и данные в соответствии с характером фильтруемой наводки. Если в системе имеются штепсельные разъемы, то для экспериментирования очень удобно изготовить небольшую экранированную коробку с обеими ответными частями штепсельного разъема, соединенными фильтрующими ячейками.

Обычно в процессе такого экспериментирования и выясняется наиболее простой и надежный способ подавления наводки. Необходимо предостеречь от подавления наводок без углубления в физический смысл процессов путем более или менее случайных проб и переделок. Иногда такая методика и позволяет быстро устранить наводку, но в большинстве случаев она приводит к длительному и безрезультатному экспериментированию. Залог успеха в этом тонком деле заключается в том, чтобы, отвлекшись от практической задачи—подавления наводки, тщательно проанализировать физическую сущность процесса и исследовать его полностью. *Излишний и несвоевременный практицизм в большинстве случаев не упрощает дело, а, наоборот, затягивает его на большой срок.*

Часто исследуемая наводка поступает на приемник по нескольким путям и через разные входные цепи. В этом случае экспериментальная проверка правильно предположенного пути прохождения наводки может дать отрицательный результат, если по этому пути проходит меньшая часть наводки. Повторение проверки после подавления основной части наводки может дать положительный результат. В таких сложных случаях проверку сделанных предположений необходимо производить особенно тщательно, учитывая любые незначительные изменения уровня наводки и *не отказываясь от многократного повторения экспериментов.*

Подавление наводки всегда выгоднее производить у источника, так как это гарантирует отсутствие наводки не только на данный конкретный приемник, но и на все другие, которые могут обнаружиться в дальнейшем. В тех частных случаях, когда наводка поступает на приемник по входным цепям вместе с полезными сигналами и на тех же частотах, подавление наводки у источника является единственным способом избавления от нее. Во всех остальных случаях, для большей надежности, желательно подавлять наводку дважды — у источника ее и у приемника.

## **4-2. ПРИЧИНЫ ПОЯВЛЕНИЯ ФОНА СЕТИ ПИТАНИЯ. ФОН ИЗ-ЗА НЕДОСТАТОЧНОГО СГЛАЖИВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ**

Фон сети, питающей радиоэлектронный прибор, является одной из чаще всего встречающихся паразитных наводок. Такая наводка проявляется либо в виде прямого прохождения переменного напряжения частоты сети питания и ее гармоник на выход прибора независимо от полезных сигналов, либо в виде накладки (модуляции) переменного напряжения частоты сети питания и ее гармоник на любые выходные сигналы прибора: постоянный так, незатухающие и модулированные колебания, высокочастотные импульсы, видеоимпульсы, изображение на экране электроннолучевой трубки и т. д. При появлении наводки фона необходимо прежде всего убедиться в том, что это фон сети питания, а не какое-либо другое явление. Для этого удобнее всего подать выходное напряжение на осциллограф, синхронизируя его с сетью питания.

Если будет получено неподвижное изображение, то это означает, что наблюдается фон сети питания.

Известны три причины появления фона: недостаточное сглаживание выходного напряжения выпрямителей, являющихся источниками анодного, экранного и сеточного постоянных напряжений, питание накала ламп переменным током и паразитные наводки напряжений на отдельные элементы схемы электрическими и магнитными полями, создаваемыми элементами и цепями источников питания.

Из этих причин легче всего определяется фон, вызываемый питанием цепей накала. Для этого нужно, приспособившись к быстрым наблюдениям на осциллографе или другом выходном индикаторе, выключить накал всех ламп, не выключая остального питания. Если причиной фона является накал, то он исчезает сразу после выключения, в то время как прибор перестает работать постепенно, по мере остывания ламп. Такой эксперимент удастся только при применении ламп с катодами косвенного накала. В приборах с частичным применением ламп прямого накала приходится заменять питание накала от сети переменного тока питанием от батареи или аккумулятора. Наличие прежнего фона при выключении накала не означает, что фон, вызываемый цепью накала, отсутствует вовсе. Этот факт указывает только на то, что основным источником фона является не цепь накала. Если после подавления основного источника фон все же останется, то эксперимент с выключением накала следует повторить.

После обследования цепи накала следует выяснить, какой из остальных источников питания создает большую часть наводки. Для этого

удобно шунтировать в определенной последовательности источники напряжений для питания анодов, экранирующих и управляющих сеток, напряжения 24 в для цепей реле и т. д. батареей конденсаторов большой емкости порядка 100 мкф и наблюдать изменение уровня фона. Несколько менее удобно добавление в проверяемый источник фильтрующей ячейки из дросселя или сопротивления и конденсатора, так как здесь сравнение уровня фона при старой и улучшенной фильтрации приходится производить с разрывом цепи тока. Если улучшение фильтрации всех источников постоянного напряжения не дает заметного уменьшения уровня фона, то его можно отнести к возникающему по третьей причине — паразитной наводке через электрическое и магнитное поля.

Если выяснится, что причиной фона является недостаточная фильтрация напряжения одного из выпрямителей, то следует с помощью осциллографа измерить амплитуду остаточного фона, поступающего на шину питания ламп.

При таком измерении на выходе источника питания должна быть включе-

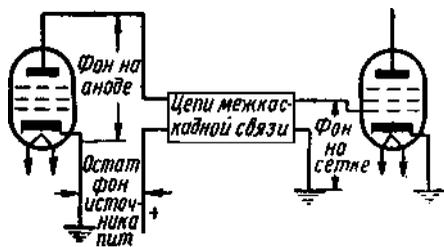


Рис. 4-2. Передача фона от источника питания анодов на управляющую сетку лампы.

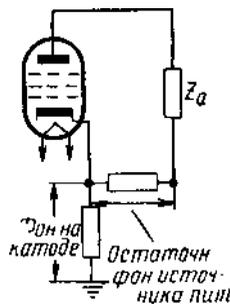
на его номинальная нагрузка или ее эквивалент. Затем расчетом должен быть проверен относительный уровень фона данного источника. Если окажется, что он выходит за пределы, установленные техническими условиями, то выпрямитель подлежит ремонту или регулировке.

При исправном выпрямителе следует просмотреть всю питаемую от него часть прибора, отключая отдельные элементы, до тех пор, пока не исчезнет фон. Затем необходимо просмотреть схему этой части прибора с точки зрения прохождения и усиления в ней известного уровня остаточного фона, поступающего на шину питания. Здесь обычно и находят ошибки, которые чаще всего сводятся к следующему.

В любой комбинации из электронных ламп анодные цепи одних ламп соединяются с сеточными цепями других ламп через различные элементы межкаскадной связи: цепи RC, трансформаторы, линии и т. д. Как видно из рис. 4-2, переменное напряжение остаточного фона, приложенное к аноду лампы, попадает на сетку другой лампы через элементы меж-

каскадной связи.

Уровень фона на сетке определяется частотной характеристикой межкаскадной связи. В наихудшем случае все напряжение остаточного фона оказывается приложенным к сетке, а при использовании повышающего трансформатора оно может, даже возрасти. В результате, чем большее усиление имеется на пути от сетки какой-либо лампы до выхода, на котором проявляется наводка фона, и чем выше идет частотная характеристика этого пути в области низких частот, тем больше будет фон. Борьбу с таким усилением фона, который иногда проектировщиками не учитывается, ведут путем включения в анодные цепи некоторых ламп фильтрующих ячеек  $RC$ , рассчитанных на дополнительное снижение уровня фона на сетках других ламп. Кроме того, снижения фона можно добиться ухудшением частотной характеристики системы в области низких частот, если это допустимо.



В некоторых случаях для подачи начального смещения на сетку лампы подключают катод через сопротивление к источнику питания анодов катод фона от источника питания анода (рис. 4-3). При этом на катод подается и напряжение остаточного фона источника.

При начальном проектировании прибора необходимо учитывать, что применение отдельных фильтрующих ячеек к выпрямителю для питания каскадов, чувствительных к фону, и отказ от излишне хороших частотных характеристик является наиболее простым, наиболее дешевым и наиболее надежным вариантом питания системы. Разбор различных схем фильтрации и использования с этой целью схем стабилизации выходного напряжения выходит за пределы задач, рассматриваемых в настоящей книге. Эти вопросы освещены в литературе [2, 5].

При проектировании нужно также учитывать, что включение в цепь анода потенциометра или делителя напряжения для регулирования амплитуды сигнала, подаваемого на сетку лампы следующего каскада (рис. 4-4), изменяет в невыгодную сторону соотношение между напряжениями сигнала и фона. Поэтому потенциометр или делитель лучше включать в цепь сетки, как показано на рис. 4-5.

Борьба с фоном прямыми методами, т. е. уменьшением уровня фона источников и подавлением паразитных цепей, связывающих источники фона с его приемниками, приводит часто к необходимости повышения качества источников питания и других звеньев радиоэлектронного прибора, что тре-

бует дополнительных затрат и усложнения аппаратуры. Поэтому весьма заманчивыми кажутся различные компенсационные схемы подавления

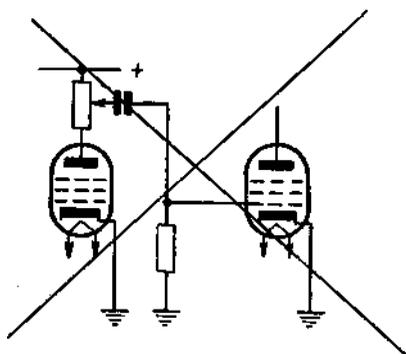


Рис. 4-4. Неправильное включение потенциометра регулировки амплитуды сигнала.

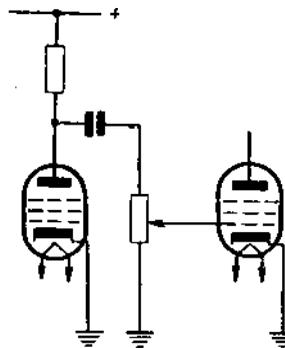


Рис. 4-5. Правильное включение потенциометра регулировки амплитуды сигнала.

фона, принцип действия, которых сводится к введению в различные точки схемы прибора, переменного напряжения сети питания в противофазе с фоном. Недостатками таких схем является необходимость точной индивидуальной регулировки прибора и возможность недокомпенсации и перекомпенсации при изменениях уровня фона по любой причине. В результате *применение компенсационных схем приводит к усложнению производства, снижению идентичности отдельных образцов и уменьшению надежности аппаратуры*. Поэтому здесь и в следующих параграфах компенсационные методы не рассматриваются. Интересующихся автор отсылает к литературе [2, 5].

### 4-3. ФОН СЕТИ ПИТАНИЯ ПРИ НАКАЛЕ ЛАМП ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

В большинстве радиоэлектронных приборов один полюс цепи накала соединяется с корпусом прибора. Неправильное выполнение такого соединения может служить причиной появления в приборе значительного фона. На рис. 4-6 показана неверная схема подключения источников питания прибора, в которой присоединяемый к корпусу провод от трансформатора накала сделан на участке *ab* общим с идущими к корпусу проводами от отрицательного полюса источника питания анодов и от положительного полюса источника питания сеток. Ток накала прибора обычно довольно велик. Протекая по общему участку *ab*, он создает на нем заметное падение напряжения, которое оказывается включенным последовательно с выпрямите-

лями анодов и сеток и резко увеличивает их уровень фона. Так, например, если источник питания анодов с напряжением  $E_a=300$  в имеет уровень фона 0,01%, то переменная составляющая, подводимая от него к прибору, составляет всего  $300 \cdot 10^{-4} = 0,03$  в. Если прибор имеет 10 ламп, а среднее значение тока лакала каждой, лампы равно 0,5 а, то проходящий по участку  $ab$  ток равен 5 а. При длине участка  $ab$ , равной 1 м, и использовании провода диаметром 1,0 мм сопротивление участка будет около 0,025 ом. Падение напряжения на участке  $ab$  будет 0,125 в. В результате уровень фона, подаваемого на прибор будет в  $0,125/0,03 = 4,2$  раза выше уровня, даваемого только выпрямителем. На рис. 4-7 показана правильная схема подключения источников питания, в которой все присоединяемые к шасси провода имеют свои отдельные клеммы.

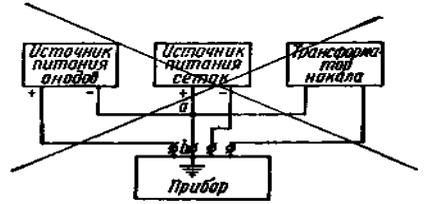


Рис. 4-6. Неправильное подключение к корпусу прибора источников питания.

Особенно важно соблюдать эту схему в многоблочной аппаратуре, в которой источники питания часто выделяются в отдельные блоки. Необходимо также соблюдать эту схему в лабораторных и испытательных установках, так как неправильное подключение источников питания может дать ошибочные результаты, не повторяющиеся при окончательной сборке аппаратуры.

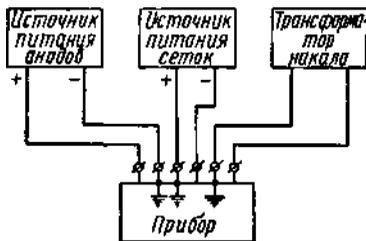


Рис. 4-7. Правильное подключение к корпусу прибора источников питания.

Рассмотренная паразитная передача части напряжения накала в цепи других источников питания относится к паразитной связи через общее сопротивление, разобранный в § 1-1. Этот вид паразитной связи особенно опасен в тех случаях, когда через общий провод протекает большой ток. Поэтому к монтажу присоединения к корпусу проводов, несущих токи накала, нужно относиться весьма осторожно. Провода, или лепестки, соединяющие цепи накала с шасси, нельзя использовать для присоединения к шасси других элементов схемы.

В практике автора имел место случай, когда у промышленного образца осциллографа на линии развертки получался остаточный фон, не исчезающий при отключении входных проводов и при установке на ноль регулятора вертикального усиления. Оказалось, что один из концов

сопротивления, относящегося к входу усилителя вертикального отклонения, был присоединен к шасси через накальный лепесток ламповой панели, соединенный с шасси проводом длиной около 200 мм. Падение напряжения на этом участке, по которому протекал ток всего одной лампы 6Ж4, оказалось достаточным для создания фона.

Подключение к корпусу нескольких источников питания общим проводом опасно не только, когда одним из источников является трансформатор накала. Питание схем, построенных на полупроводниковых приборах, отличается значительно меньшими напряжениями и значительно большими токами по сравнению с питанием ламповых схем.

В этих условиях общий провод может привести к увеличению уровня фона за счет добавления к фону одного выпрямителя фона других выпрямителей. Так же любые изменения, и броски тока, потребляемого от одного из выпрямителей, могут давать заметное падение напряжения на общем проводе и добавляться к напряжению остальных источников.

В литературе [2, 5] имеется указание на то, что использование шасси в качестве одного из проводов накала может послужить причиной появления фона. При этом возможны два пути возникновения фона:

- 1) Из-за наводки магнитным и электрическим полями, появляющимися при асимметрии цепи накала;
- 2) из-за падения напряжения, создаваемого током накала, протекающим по различным участкам шасси.

Первое предположение разбирается в § 4-5.

Для проверки правильности второго предположения определим падение напряжения, которое может получиться при пропускании тока

5 а через медную пластину толщиной 1,5 мм,

шириной 50 мм и длиной 200 мм. Сопротивление такой пластины равно  $50 \cdot 10^{-6}$  ом и на всей ее длине падает напряжение всего 0,25 мв.

На стальной пластине тех же размеров падает около 2 мв, т. е. в 7,7 раза больше. Это напряжение может полностью попасть в цепь сетки усилительного каскада, если его смонтировать, как показано на рис. 4-8, разнеся как можно дальше точки присоединения катода и сетки к шасси.

Если же монтаж выполнен с соблюдением элементарного правила близкого размещения и соединения с шасси всех деталей, относящихся к

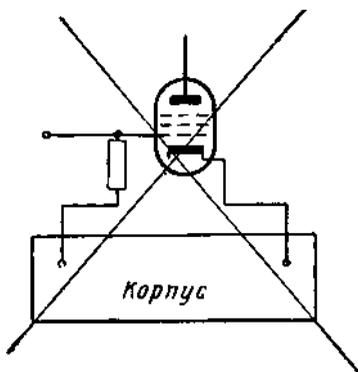
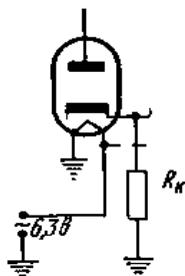


Рис. 4-8. Неправильное подключение к корпусу прибора деталей, относящихся к одному усилительному каскаду.

одной лампе, то приведенные цифры будут во много раз меньше. Таким образом, пропускание тока накала по шасси безопасно даже для высококачественных усилителей низкой частоты с большим усилением при условии правильного монтажа первых каскадов. В других схемах напряжение фона, измеряемое единицами милливольт, вообще оказывается недостаточным для создания паразитной модуляции фоном, и пропускание тока накала по шасси безопасно и при неудачном монтаже первых каскадов усилителя.

Другой причиной появления фона при накале ламп переменным током является проводимость промежутка подогреватель — катод, проявляющаяся при накаливаемом катодом, особенно при повышенном напряжении накала.



Величина сопротивления подогреватель— катод для различных типов ламп лежит в пределах 3—8 Мом при номинальном напряжении накала. Это сопротивление образует с включенным в катод сопротивлением  $R_k$  делитель (рис. 4-9), через который часть переменного напряжения накала передается в цепь катода. Наводимое на катоде напряжение фона тем больше, чем больше катодное сопротивление  $R_k$ . Так, например, при питании накала напряжением 6,3 в и сопротивлении  $R_k = 0,25$  Мом наведенное на катод напряжение фона может достигнуть величины  $(6,3 \cdot 0,25)/3 = 0,5$  в и после небольшого усиления в 10—20 раз создать на выходе значительный фон, который удастся подавить только питанием накала данной лампы от отдельной обмотки трансформатора, хорошо изолированной от корпуса, всех других обмоток и всех других ламп.

Большие сопротивления в катодной цепи применяются часто в схеме детектора в том случае, когда на его выходе получается напряжение положительной полярности (рис. 4-10, а). С точки зрения наводки фона значительно лучше схемы для получения напряжения отрицательного знака (рис. 4-10, б, в), в которых катод соединен с шасси непосредственно или через высокочастотную катушку.

Небольшие сопротивления в катодной цепи применяются почти всегда для получения автоматического смещения и для уменьшения влияния разброса параметров ламп при их смене и старении. При большом усилении на частотах, близких к частоте сети питания и ее гармоник, даже небольшие величины сопротивления в катодной цепи могут дать заметный уровень фона. Так, например, при  $R_k=200$  ом и напряжении накала 6,3 в напряжение фо-

на на входе  $(6,3 \cdot 200) / 3 \cdot 10^{-6} = 0,4$  мв каскада может достигнуть величины достаточной для получения заметного фона на выходе высококачественного усилителя низкой частоты. В этом случае для подавления фона необходимо шунтировать катод очень большой емкостью или, отказавшись

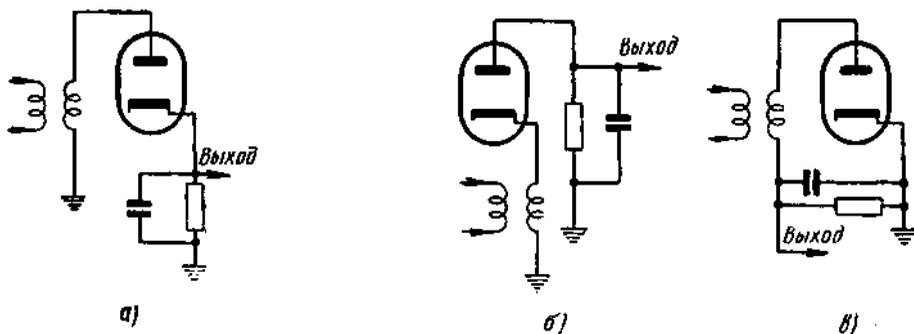


Рис. 4-10. Варианты включения детектора с вакуумным диодом.

от автоматического смещения, присоединить катод к шасси, подавая смещение от специального источника, несмотря на то, что это менее выгодно с точки зрения влияния разброса параметров ламп.

В усилителях низкой частоты с очень большим усилением соединение катода с шасси может не полностью устранить фон, вызываемый цепью накала, вследствие недостаточной тепловой инерции катодов ламп и влияния магнитного и электрического полей цепи накала на эмиссионный ток лампы. Тогда единственным способом подавления фона будет перевод питания накала первых ламп усилителя на постоянный ток от специального низковольтного выпрямителя с хорошим сглаживанием выпрямленного напряжения.

Отдельную цепь накала приходится применять еще тогда, когда на катоды ламп. Подается большое отрицательное напряжение относительно корпуса, превосходящее наибольшее напряжение между катодом и подогревателем, оговоренное техническими условиями на лампу. В этом случае цепь накала не следует оставлять изолированной от остальной схемы, так как при любом случайном соединении цепи накала с корпусом (пробой трансформатора, касание отверткой при настройке) напряжение между катодом и подогревателем достигнет полного напряжения источника питания и лампа выйдет из строя. Если такое питание подается только на одну лампу (электронно-лучевая трубка с электростатическим отклонением, магнетрон, специальный выходной каскад), то для ее предохранения катод следует соединять накоротко с одним полюсом отдельной цепи накала или со средней точкой любого вида, показанного на рис, 4-16. Если же от источника

отрицательного напряжения питается несколько ламп, то один полюс цепи накала или ее среднюю точку следует соединить с минусом источника.

#### 4.4. ФОН СЕТИ ПИТАНИЯ, НАВОДИМЫЙ МАГНИТНЫМИ ПОЛЯМИ

Находящиеся в приборе или блоке силовой трансформатор и дроссель сглаживающего фильтра создают магнитный поток рассеивания, который может оказаться причиной появления фона переменного тока на выходе усилителя. Магнитный поток рассеивания индуктирует напряжение фона в любых катушках индуктивности, расположенных на его пути. Наводки фона на переменного тока сильно сказываются на трансформаторах низкой частоты, особенно в усилителях с большой чувствительностью. Как разобрано в § 2-7, высококачественное экранирование силовых и низкочастотных трансформаторов сложно и дорого. Поэтому в приборах с совместным размещением силовой и радиоэлектронной частей нужно избегать применения низкочастотных трансформаторов. Если же низкочастотный трансформатор оказывается необходимым, то его следует размещать на одной оси с силовым трансформатором на максимальном расстоянии от него, ориентируя оба трансформатора так, чтобы их магнитные поля пересекались под углом  $90^\circ$ . Необходимость дополнительного экранирования обоих трансформаторов при таком размещении может быть установлена только экспериментально.

Заметно меньшее рассеивание имеют силовые и низкочастотные трансформаторы с тороидальными сердечниками, что облегчает совместное размещение их в одном приборе.

Магнитный поток рассеивания может непосредственно влиять на электронный поток в лампах и электронно-лучевых трубках, производя периоди-

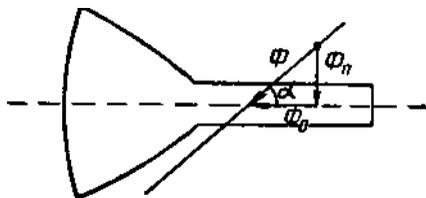


Рис. 4-11. Влияние магнитного потока рассеивания на электронно-лучевую трубку. ческое отклонение его в сторону. Для предохранения от такого влияния нужно удалять электронные лампы, относящиеся к первым каскадам усилителя низкой частоты на максимально возможное расстояние от силового трансформатора и дросселей. Кроме того, в усилителях с высокой чувствительностью рекомендуется помещать первую лампу в специальный низкочастотный экран, выполняемый с учетом того, что сказано в § 2-7 и 2-10.

Значительно труднее избавиться от влияния силового трансформато-

ра на электронно-лучевую трубку, так как оба эти элемента являются наиболее крупными частями прибора (осциллографа, телевизора, радиолокационного индикатора), от которых в основном зависит его конструкция и размеры. Магнитный поток рассеивания может пересекать электронно-лучевую трубку под любым углом, а с ее осью (рис. 4-11) в зависимости от взаимного расположения силового трансформатора и трубки. Его всегда можно разложить на две составляющие  $\Phi_0$  и  $\Phi_{\perp}$  действующие соответственно вдоль и перпендикулярно оси трубки.

Осевая составляющая  $\Phi_0$  добавляется к магнитному потоку, создаваемому фокусирующей катушкой трубки, и производит синусоидальное изменение этого потока. В результате происходит расфокусировка пятна на экране трубки, изменяющаяся с частотой сети питания. Очевидно, что осевая составляющая магнитного потока рассеивания оказывает аналогичное действие и на трубку с электростатической фокусировкой.

Перпендикулярная составляющая  $\Phi_{\perp}$  производит перемещение пятна в направлении, перпендикулярном оси трубки. Действие этой составляющей легко обнаруживается на экране трубки при выключенных развертках в виде светящегося пятна, которое при попытках сфокусировать его в круглую точку вытягивается в эллипс или линию.

При наличии разверток магнитный поток рассеивания проявляется в виде различных искажений изображения, зависящих от использования трубки и наличия или отсутствия синхронизации с сетью питания.

Не прибегая к специальному экранированию, влияние магнитного потока рассеивания можно сильно ослабить, отдалив силовой трансформатор и дроссель фильтра выпрямителя на максимально возможное расстояние от трубки и специально подобрав их взаимное расположение. Этот подбор проще всего производится экспериментально из-за трудности теоретического учета направлений и величин потоков рассеивания. При недостаточном ослаблении влияния потока рассеивания, получаемого методом подбора взаимного расположения, применяют магнитное экранирование, которое может быть выполнено в трех вариантах: установка экранирующей однослойной или многослойной перегородки между трубкой и системой питания; усиленное экранирование силового трансформатора; размещение трубки в магнитном экране. Выбор одного из вариантов определяется конструктивными соображениями. Для электронных осциллографов наиболее желательным вариантом является хорошее магнитное экранирование электронно-лучевой трубки, так как обычно осциллограф устанавливается рядом с другими приборами, содержащими силовые трансформаторы.

## 4-5. МОНТАЖ СЕТИ ПИТАНИЯ

Существенное значение имеет правильный монтаж в приборе проводов, по которым подводится напряжение сети питания.

необходимо пропускать ток по коаксиальному проводу или свитой паре проводов так, чтобы прямой и обратный токи были равны. Сеть питания всегда в какой-либо точке соединена с землей, и провода сети питания на различных участках имеют разные емкости относительно земли.

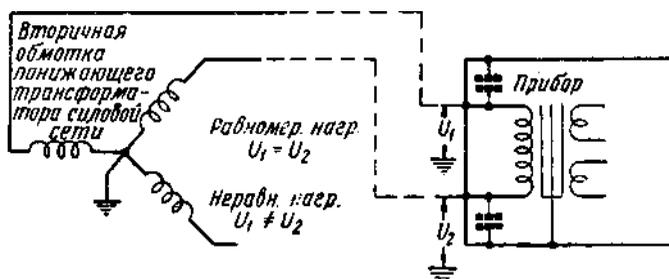


Рис. 4-12. Питание прибора от трехфазной сети.

Корпус прибора также всегда заземляется. Для подвижных объектов «землей» можно считать корпус самого объекта, к которому всегда присоединяется сеть питания и прибор. В результате оказывается, что сеть питания соединена с прибором тремя проводами — два провода сети и заземление. Если заземление сети строго симметрично (рис. 4-12), то через заземление уравнивающие токи не текут, по обоим проводам в противоположных направлениях текут одинаковые токи и внешнее магнитное поле проводов сети питания, положенных внутри прибора, близко к нулю.

Другой часто встречающийся случай показан на рис. 4-13. Здесь трехфазная сеть питания имеет нулевой провод, и все потребители подключаются между фазой и нулем. В этой схеме обратный ток протекает частично по нулевому проводу и частично через землю, провода сети питания имеют внешнее магнитное поле, наводящее фон на различные части прибора.

В первой схеме (рис. 4-12) строгая симметрия может получиться только при равномерной нагрузке всех трех фаз трансформатора сети. При неравномерной нагрузке провод каждой фазы имеет разное напряжение относительно земли, через землю протекают уравнивающие емкостные токи и провода сети питания имеют внешнее магнитное поле.

Таким образом, прокладываемые по прибору провода сети питания не имеют внешнего магнитного поля только в редких частных случаях, и даже если они не дают фона, то их следует рассматривать как

потенциальные источники фона, действие которых может проявиться при подключении прибора к другой сети питания.

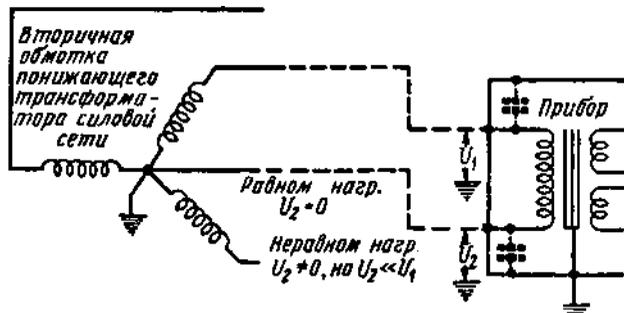


Рис. 4-13. Питание прибора от трехфазной сети с нулевым проводом.

В радиоэлектронных устройствах, состоящих из нескольких блоков, соединенных друг с другом многожильными кабелями, часто используют отдельные жилы для подачи напряжения сети питания на находящиеся в блоках трансформаторы. При этом провода сети идут рядом с другими проводами устройства на участках значительной длины. При асимметрии относительно земли они могут служить источником наводки фона. Поэтому из всех проводов, расположенных внутри прибора, наиболее подвержены наводкам провода, проложенные в соединительных кабелях.

Асимметрия сети питания может служить причиной наводки фона и через электрическое поле. Пусть (рис. 4-14) свитые в шнур провода сети питания имеют относительно корпуса разные напряжения  $U_1$  и  $U_2$ . Тогда их можно рассматривать как один провод, имеющий напряжение  $U_1-U_2$  относительно корпуса. Если этот провод (точка  $A$ ) имеет небольшую паразитную емкость  $C_{\text{пар}}$  относительно чувствительной к фону точки  $B$  (например, сетка первой лампы усилителя низкой частоты с большим усилением), то напряжение в точке  $B$  будет определяться действием делителя, составленного из емкости  $C_{\text{пар}}$  и параллельного соединения емкости  $C_{\text{вх}}$  и сопротивления  $R_{\text{вх}}$  точки  $B$  относительно корпуса.

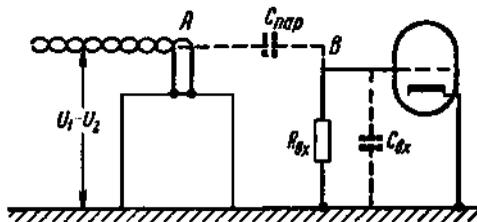


Рис. 4-14. Наводка фона электрическим полем при асимметрии сети питания.

Для того чтобы убедиться в реальности такой схемы наводки фона, рассчитаем величину емкости  $C_{\text{пар}}$ , которая достаточна для получения заметного фона на выходе усилителя.

метного фона на выходе усилителя.

Питание усилителя осуществляется от сети переменного тока 50 *гц* с асимметрией на 20% от напряжения сети 220 в, т. е. на 4-6 в. Коэффициент усиления примем равным 1000. Заметным будем считать напряжение фона на выходе, равное 1 в. Отсюда следует, что для получения заметного фона на сетку первой лампы нужно подать напряжение 1 мв и делитель из  $C_{пар}$ ,  $C_{вх}$  и  $R_{вх}$  должен ослаблять напряжение в 45000 раз. Если взять величину сопротивления утечки в цепи сетки 0,5 *Мом*, то сопротивлением емкости  $C_{вх}$  на частоте 50 *гц* можно пренебречь. Тогда в делителе из  $C_{пар}$  и  $R_{вх}$ , емкость  $C_{пар}$  должна иметь сопротивление

$$C_{пар} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 45 \cdot 0.5 \cdot 10^6} = 0.14 \text{ нф}$$

откуда

$$\frac{1}{\omega C_{пар}} = 45000 \cdot 0.5 \cdot 10^6 \text{ Ом}$$

Таким образом, для получения заметного фона на выходе усилителя достаточно паразитной емкости, которую имеют два проводника диаметром 2 мм и длиной 10 мм, находящиеся на расстоянии 10 мм друг от друга (табл. 1-3).

Если аппаратура питается от сети с частотой 400 *гц*, то возможность наводки фона через электрическое поле увеличивается в 8 раз. В этом случае может оказаться полезным электростатический экран между проводами и элементами сети питания и всеми остальными частями устройства.

Для предохранения радиоустройства от наводок, вызываемых асимметрией сети питания, необходимо придерживаться следующих правил:

- а) Силовой трансформатор, предохранители и выключатель сети устанавливать в одном месте около ввода сети в прибор.
- б) В силовом трансформаторе необходимо иметь электростатический экран между первичной обмоткой и всеми остальными.
- в) При блочной конструкции радиоустройства провода сети питания не рекомендуется прокладывать в общих соединительных кабелях.
- г) При монтаже прибора следует избегать произвольного размещения деталей, относящихся к его выпрямительной и основной частям. Провода и детали, относящиеся к схеме питания, необходимо располагать на максимально возможном расстоянии от проводов и деталей основной схемы прибора. Еще лучше размещать схему питания в отдельном блоке.

Особенно важно соблюдение приведенных правил при питании

прибора от бортсети постоянного тока с помощью полупроводниковых преобразователей постоянного тока в переменный. В этом случае как бортсеть, так и полупроводниковый преобразователь бывают резко асимметричными относительно корпуса прибора. Кроме того, преобразователь обычно работает не синусоидальным напряжением промышленной частоты 50 *Гц*, а на частотах в несколько *кГц*, при резко искаженной форме напряжения, вплоть до меандра. Все это увеличивает возможность паразитных наводок на основную схему прибора.

#### 4-6. ОДНОПРОВОДНЫЙ И ДВУХПРОВОДНЫЙ МОНТАЖ ЦЕПИ НАКАЛА

Цепь накала ламп в большинстве случаев монтируется как однопроводная (рис. 4-15) с использованием в качестве обратного провода корпуса прибора. Применяется также двухпроводная схема цепи накала с присоединением к шасси средней точки накальной обмотки трансформатора (рис. 4-16,а) или с искусственной средней точкой, получаемой с помощью двух постоянных сопротивлений  $R_1 = R_2 = 60-100 \text{ ом}$  (рис. 4-16,б), или с помощью переменного сопротивления, позволяющего точно подобрать

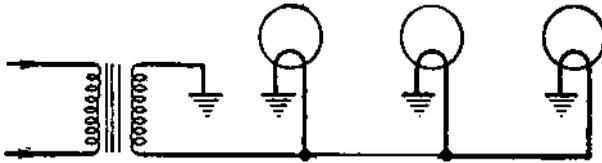


Рис. 4-15. Однопроводная цепь накала.

среднюю точку (рис. 4-16,в). Двухпроводная цепь накала выполняется свитой в шнур или с параллельной укладкой проводов.

Преимуществом однопроводной схемы цепи накала является резкое ослабление разнообразных паразитных связей, которые могут возникнуть между отдельными лампами прибора через емкость подогревателя — катод (§3-8).

Преимуществом двухпроводной цепи накала является уменьшение возможности наводки фона магнитным полем, создаваемым током накала, и электрическим полем, создаваемым напряжением накала.

Очевидно, что применять двухпроводную цепь накала имеет смысл тогда, когда заведомо известно, что однопроводная цепь даст наводку фона.

Во всех остальных случаях выгоднее применять однопроводную цепь, которая проще и предохраняет от неожиданных наводок любого происхождения, кроме

фона. Отсюда следует, что возможными объектами применения двухпроводной цепи накала являются усилители низкой частоты и видеоусилители с большим усилением, частотные характеристики которых не падают на частоте сети питания; приборы с электронно-лучевыми трубками, на которые возможна непосредственная наводка магнитным полем цепи накала.

Посмотрим, при каком усилении на частоте сети питания получит-

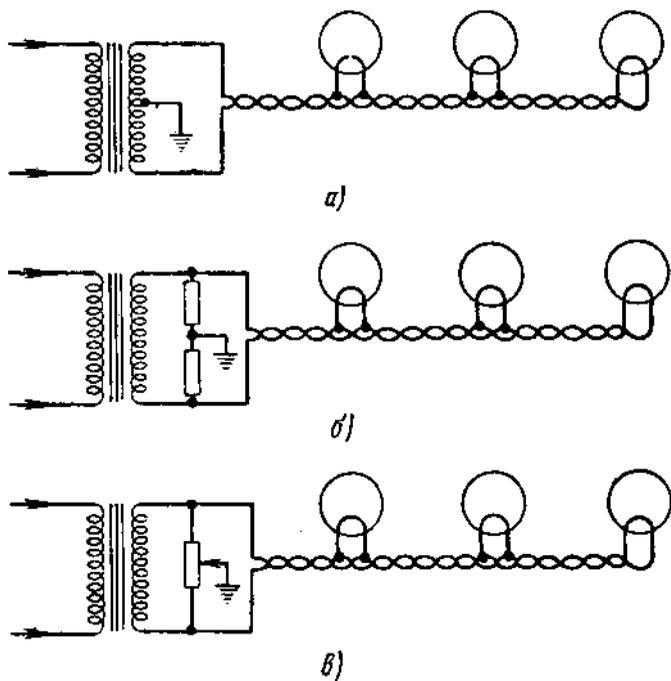


Рис. 4-16. Двухпроводные цепи накала.

ся заметная наводка фона магнитным полем однопроводной цепи накала. Пусть провод цепи накала, соединяющий силовой трансформатор со всеми лампами прибора, имеет длину 20 см. Провода и детали цепи сетки первого каскада усилителя, имеющие длину 10 см, из-за неудачного расположения их имеют индуктивную связь с проводом накала, коэффициент связи  $k=0,1$ . Усилитель без входного трансформатора. Диаметр монтажных проводов 0,5 мм. По табл. 1-1 находим индуктивности этих прямых проводов: в цепи накала  $L_1=0,26$  мкГн, в цепи сетки  $L_2=0,12$  мкГн. Взаимоиндукция равна

$$M = k\sqrt{L_1L_2} = 0,1\sqrt{0,26 \cdot 0,12} = 0,018 \text{ мкГн}$$

Если по цепи накала течет ток  $I = 5$  а, то при частоте напряжения сети 50 гц на сетке первой лампы усилителя индуцируется э. д. с.

$$E = I\omega M = 5 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0.018 \cdot 10^{-6} = 30 \text{ мкВ}$$

Отсюда следует, что для получения на выходе усилителя заметного фона напряжением 1 в нужно, чтобы усилитель имел редко применяемое усиление

$$K = \frac{1}{30 \cdot 10^{-4}} = 33000$$

При повышении частоты сети питания до 400 гц предельный коэффициент усиления, при котором допустимо применение однопроводной цепи накала, падает в 8 раз, т. е. до величины  $K=4000$ .

Применение в усилителе низкой частоты входного трансформатора сильно увеличивает наводку. Так, если сеточная обмотка входного трансформатора имеет индуктивность  $L_2=100$  гн, рассеивание 1% и связь рассеянного потока с цепью накала 10%, то действующий коэффициент связи между сеточной обмоткой и цепью накала равен  $k=0,001$ , откуда взаимоиנדукция этих цепей

$$M = 0.001 \sqrt{0.26 \cdot 10^{-6} \cdot 100} = 5 \text{ мкГн}$$

будет в  $5/0018=280$  раз больше взаимоиנדукции цепей без трансформатора. Во столько же раз увеличится э. д. с. фона, наведенная в цепь сетки первой лампы усилителя, а именно до 8,5 мв при частоте сети 50 гц и до 75 мв при частоте сети 400 гц.

Упадут также предельные коэффициенты усиления, при которых допустимо применение однопроводной цепи накала: при частоте сети 50 гц  $K=120$ , при частоте сети 400 гц  $K=15$ .

Наводка фона электрическим полем однопроводной цепи накала совершенно аналогична наводке фона при асимметрии сети питания (рис. 4-14), рассмотренной в предыдущем параграфе. Только эта наводка будет в  $4.5/6.3 = 7$  раз меньше в соответствии с меньшим напряжением в цепи накала. Пользуясь приведенными там цифрами, примем, что для получения заметного фона в усилителе низкой частоты с коэффициентом усиления  $K=1000$  достаточно между цепью накала и сеткой первой лампы иметь паразитную емкость  $C_{\text{пар}}=0,14 \cdot 7 \approx 1 \text{ нф}$  при частоте сети 50 гц и  $C_{\text{пар}} \approx 0,12 \text{ нф}$  при частоте сети 400 гц.

Из этих цифр следует (табл. 1-3), что при неудачном монтаже цепей первого каскада усилителя может получиться наводка фона электрическим полем. Такая наводка легко подавляется экранированием провода накала

на участке, ближайшем к первому каскаду.

В приборах с электронно-лучевыми трубками цепь накала обычно находится на довольно большом расстоянии от трубки и отгорожена от нее шасси, являющимся хорошим электрическим экраном, снижающим также магнитное поле. По измерениям Н. И. Амосенко и Д. М. Мурина [24], в телевизионном приемнике «Север» с однопроводной цепью накала максимальная магнитная индукция, создаваемая токами накала, вдоль оси трубки в непосредственной близости от отклоняющей системы составляет  $3,4 \cdot 10^{-3}$  гс. В то же время известно, что для отклонения пятна на расстояние, составляющие 1% от радиуса экрана, нужна магнитная индукция порядка 0,1 гс. На трубке с радиусом экрана 100 мм паразитное отклонение, вызванное магнитным полем цепи накала, не превосходит совершенно незаметной величины  $1/30$  мм.

Таким образом, для выбора схемы цепи накала можно дать следующие рекомендации.

а) При отсутствии в схеме прибора трансформаторов низкой частоты и больших сопротивлений в катодах ламп нужно использовать однопроводную схему накала.

б) При однопроводной схеме накала при наличии в приборе усилителя с коэффициентом усиления больше 1000 на частоте сети 50 гц и больше 100 на частоте сети 400 гц монтаж проводов накала, проходящих вблизи от наиболее чувствительных точек схемы, следует выполнять экранированным проводом.

в) При наличии в схеме прибора трансформаторов низкой частоты с усилением после них больше 120 на частоте сети 50 гц и больше 15 на частоте сети 400 гц монтаж цепи накала нужно выполнять по симметричной двухпроводной схеме с присоединением к корпусу средней точки.

г) Накал некоторых ламп с большими сопротивлениями в катоде нужно питать от отдельной обмотки трансформатора. Необходимость такого питания определяется расчетом, как показано в § 4-3.

д) Влиянием однопроводной цепи накала на электронно-лучевые трубки можно пренебречь.

Эти рекомендации сделаны на основании приведенных выше ориентировочных подсчетов. Проверка правильности выбранного решения при других условиях может быть выполнена по этой же методике.

## **4-7. НАВОДКА И ИЗЛУЧЕНИЕ ПОМЕХ ЧЕРЕЗ СЕТЬ ПИТАНИЯ ПРИБОРА**

Провода сети питания, входящие внутрь прибора, имеют различ-

ные паразитные связи с внутренними частями прибора. Вне прибора эти провода распределяются по ряду других помещений и приборов и, таким образом, осуществляют прямую паразитную связь между внутренними частями различных приборов. Кроме того, провода сети питания имеют связь с антеннами соседних радиопередатчиков и радиоприемников. Из-за этой связи на проводах сети питания индуктируются различные высокочастотные напряжения, передаваемые внутрь прибора.

Наряду с этим напряжения, индуктированные на проводах сети питания, передаются на антенны радиоприемников. Практика показывает, что подавляющая часть взаимных паразитных наводок между удаленными друг от друга приборами происходит с участием сети питания.

Провода сети питания прокладываются всегда вместе свитыми в шнур или в шланге. Они имеют одинаковые паразитные емкости относительно источников и приемников наводки и в них наводятся напряжения, одинаковые по величине и по фазе относительно земли и корпусов приборов. На рис. 4-17 показаны действительная и эквивалентная схемы паразитной связи двух приборов, питающихся от общей сети. На рис. 4-18,а показан прием помех через сеть питания, в которой наводятся высокочастотные напряжения, излучаемые удаленным генератором высокой частоты. На рис. 4-18,б показано излучение помех через сеть питания генератора высокой частоты. Все эти виды распространения паразитных наводок по сети питания являются асимметричными, или однопроводными, поскольку оба провода сети питания передают сигнал наводки в одном направлении, обратным проводом является земля.

Под генераторами высокой частоты здесь понимаются не только устройства, непосредственно вырабатывающие переменные напряжения и токи высокой частоты, но и любые устройства, в процессе работы которых создаются скачки напряжений и токов с широким спектром частот (§ 1-7). Симметричное распространение наводки получается, когда на проводах сети питания индуктируются различные напряжения относительно земли. Тогда между проводами получается высокочастотная разность потенциалов, и по проводам сети проходят токи в разных направлениях. Симметрично распространяющаяся наводка не может проникнуть на высокочастотную часть приемника наводки через одинаковые паразитные емкости обоих проводов (рис. 4-19,а), так как на приемнике наводки индуктируются разные по величине и обратные по знаку напряжения. Маловероятно также проникновение симметричной наводки через силовой трансформатор путем передачи напряжения, наведенного в первичной обмотке, во вторичную, так как силовой трансформатор совершенно не приспособлен для работы

на частотах, отличных от частоты сети питания.

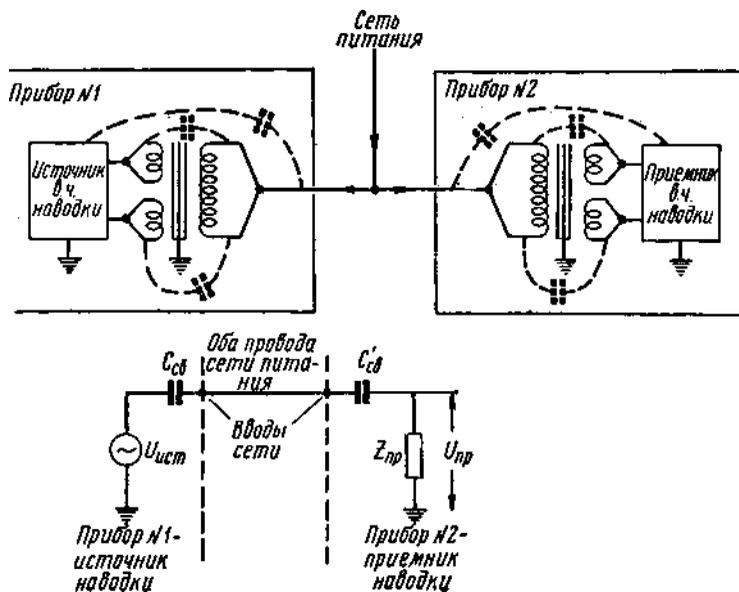


Рис. 4-17. Схема связи двух приборов по сети питания.

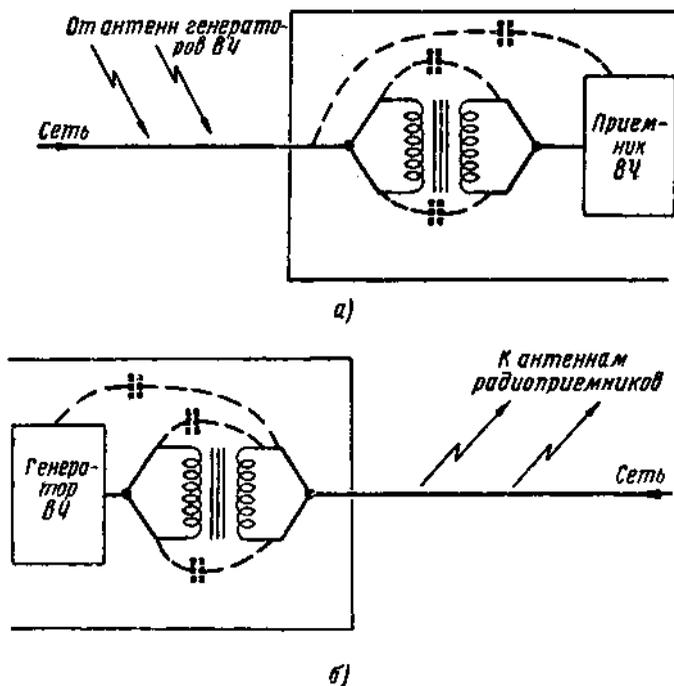


Рис. 4-18. Сеть питания как приемная и передающая антенны.

Симметричное распространение наводки опасно только при асимметрии приемника наводки относительно проводов сети питания. Так, например (рис. 4-19,б), если ввести в один из проводов сети питания выключатель и предохранитель, разместив их на передней панели прибора, то оба провода сети питания будут иметь различные емкости относительно высокочастотной части прибора, через которые будут передаваться напряжения, разность которых и выразится в виде наводки.

Появление симметричной наводки вызывается двумя причинами: асимметрией проводов питания относительно источника наводки и включением непосредственно в сеть питания коллекторных моторов, реле, электрических звонков и других приборов, дающих скачки тока.

Симметричная наводка имеет значительно меньшее значение, чем асимметричная, как потому, что она реже встречается, так и потому, что все меры, принимаемые для подавления асимметричной наводки, действуют так же

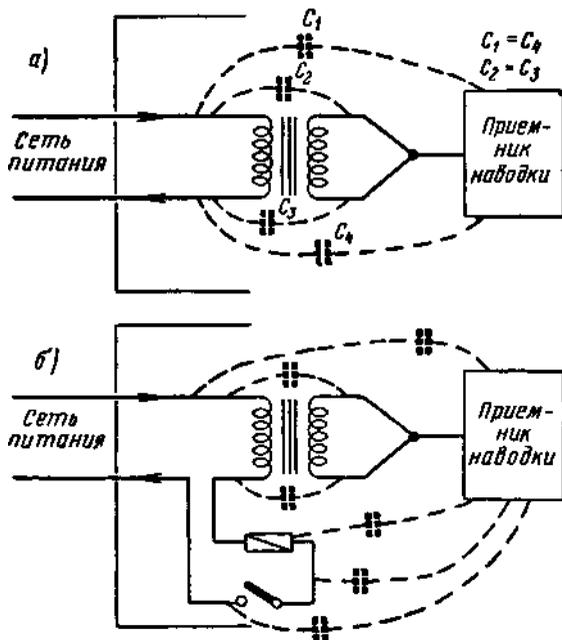


Рис. 4-19. Симметричное распространение наводки по сети питания.

и на симметричную. Поэтому в дальнейшем симметричная наводка не рассматривается.

Из эквивалентной схемы рис. 4-17 следуют два метода борьбы с наводками помех через сеть питания прибора, которые применяются отдельно, а в более важных случаях — совместно.

Первый метод заключается в максимально возможном уменьшении пара-

зитной емкостной связи между проводами сети вместе с первичной обмоткой силового трансформатора и другими частями прибора. Для этого служат меры, рекомендованные в § 4-4 для уменьшения наводки фона и заключающиеся в электростатическом экранировании первичной обмотки силового трансформатора от всех остальных и в рациональном расположении деталей, связанных с сетью питания, по отношению к основной части прибора.

Второй метод заключается в установке фильтрующих элементов и ячеек между первичной обмоткой трансформатора и проводами сети питания. Возвращаясь к эквивалентной схеме рис. 4-17, добавим на ней блокировочный конденсатор  $C_{б1}$  (рис. 4-20,а) в месте ввода сети питания в прибор (источник наводки). Получится дополнительный делитель напряжения из конденсаторов  $C_{св}$  и  $C_{б1}$ , снижающий уровень выходного напряжения помехи на вводе сети.

Сеть питания для высокочастотных напряжений является несогласованной длинной линией, в которой происходят отражения и возникают стоячие волны. В зависимости от случайных соотношений между длинами волн источника помехи, длиной сети и ее ответвлений и активными и реактивными сопротивлениями подключенных к сети потребителей энергии полное сопротивление сети по высокой частоте, измеренное на вводе в прибор (источник помехи), может быть самым различным. Поэтому эффект, получающийся от подключения конденсатора  $C_{б1}$  будет неопределенным, зависящим от случайных обстоятельств.

Для повышения эффективности действия конденсатора  $C_{б1}$  необходимо, чтобы указанное полное сопротивление было как можно больше.

Включение в схему последовательного дросселя  $Др_1$  (рис. 4-20,б) оставит ту же неопределенность, так как полное сопротивление дросселя вместе с сетью может быть любым. Только при добавлении еще одного

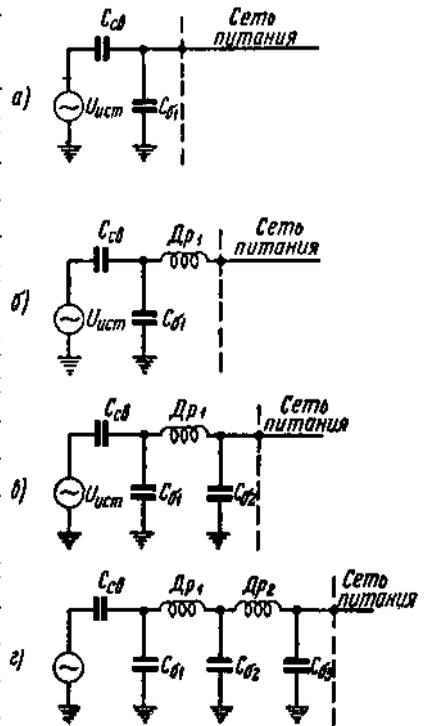


Рис. 4-20. Включение фильтрующих ячеек на вводе сети питания в источник наводки.

конденсатора и при правильном его подборе (рис. 4-20,в) можно быть уверенным, что первый делитель из  $C_{св}$  и  $C_{б1}$  действует нормально.

Второй же делитель из дросселя  $Dr'_1$  и конденсатора  $C_{б2}$  дает различные результаты при различных случайных соотношениях в сети. Для того чтобы второй делитель работал уверенно, необходимо добавить третий из дросселя  $Dr_2$  и конденсатора  $C_{б3}$  (рис. 4-20,г).

Очевидно, что из-за неопределенности в величинах  $C_{св}$  и полного сопротивления сети, фильтрующая цепь не поддается точному расчету.

В последней схеме из трех делителей можно гарантировать только коэффициент ослабления, даваемый средним звеном, составленным из элементов  $Dr'_1$  и  $C_{б2}$ . Ослабление, даваемое первым делителем, можно определить, если только удастся измерить паразитную емкость связи  $C_{св}$ .

Несколько иначе действуют фильтрующие детали в системе питания приемника помех. Здесь конденсатор  $C'_{б2}$  (рис. 4-21,а) составляет делитель с полным выходным сопротивлением сети питания по высокой частоте, дающий неопределенные результаты. Добавление дросселя  $Dr'_1$  (рис. 4-21,б) может даже ухудшить результаты, если он случайно образует вместе с емкостью  $C'_{св}$  контур, настроенный в резонанс на несущую частоту наводки. Наконец, только еще при одном конденсаторе  $C_{б2}$  можно быть уверенным, что средний делитель из элементов  $Dr_1$  и  $C'_{б2}$  работает нормально.

Практически все рассмотренные фильтрующие ячейки должны включаться в двухпроводную, а иногда и в трехпроводную (трехфазную) сеть питания. Поэтому число дросселей и конденсаторов, показанных для упрощения рисунков включенными в однопроводную сеть прохождения помехи, увеличивается в два или три раза.

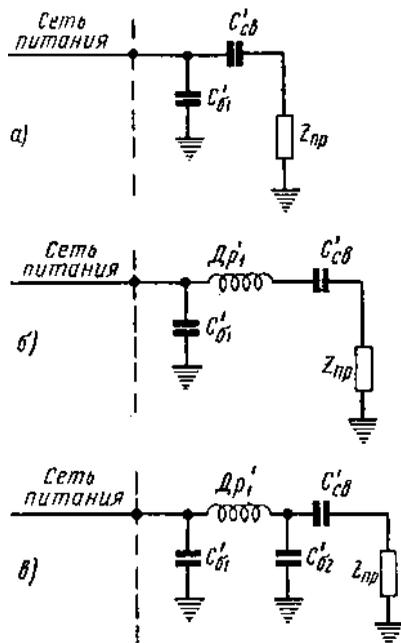


Рис. 4-21 Включение фильтрующих ячеек на вводе сети питания в источник наводки.

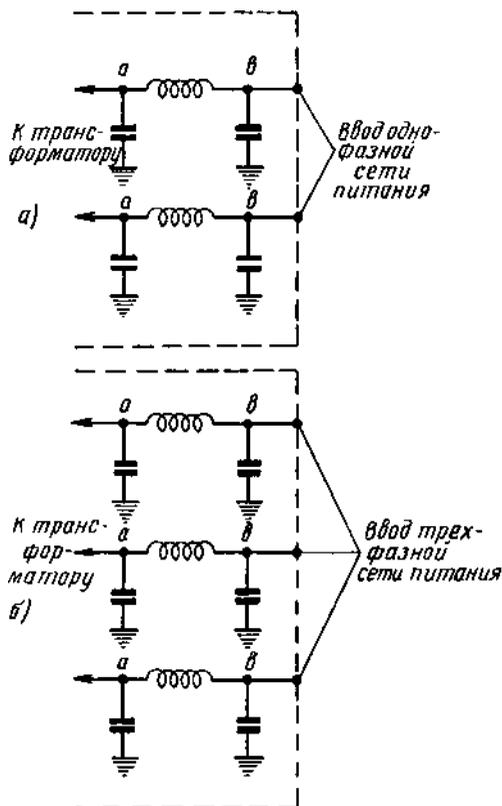


Рис. 4-22. Фильтры на вводах сети питания.

Так, схема рис. 4-20,б при использовании ее в двухпроводной сети питания (рис. 4-22,а) состоит из двух дросселей и четырех конденсаторов и в трехфазной сети (рис. 4-22,б) — из трех дросселей и шести конденсаторов. Между точками, отмеченными на этих схемах одинаковыми буквами, отсутствует высокочастотная разность потенциалов. Поэтому не нужно экранировать дроссели и предохранять их от связи друг с другом. Можно помещать их на общем сердечнике, наматывая любым образом, хотя бы в два-три провода («бифилярная намотка»), если это допускает электрическая прочность изоляции проводов.

Конденсаторы фильтров необходимо присоединять к корпусу отдельно во избежание ухудшения работы от связи через общий соединительный провод (§ 2-9). В ряде случаев особенно удобно применять специальные проходные конденсаторы.

#### 4-8. ПОДАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ НАВОДОК

Под импульсными наводками понимаются различные виды помех, создаваемых скачками постоянного или переменного напряжения или тока, происходящими в любых цепях и приборах. К импульсным наводкам относятся:

- непосредственная наводка видеоимпульсов;
- ударное возбуждение высокочастотных устройств видеоимпульсами или прохождение через них спектра частот видеоимпульсов, получающихся в специальных генераторах, подсобных цепях различных устройств и телевизорах;
- ударное возбуждение высокочастотных устройств, возникающее при работе коллекторных моторов, реле, выключателей, телефонных аппаратов и другой контактной аппаратуры;
- ударное возбуждение высокочастотных устройств видеоимпульсами, получающимися в результате детектирования импульсов высокой частоты в перегруженных усилительных каскадах и в других нелинейных сопротивлениях.

Источники и пути прохождения таких наводок были рассмотрены в § 1-7, 1-8, 1-9, 1-10, 1-11, 1-12.

Первым этапом работы по подавлению импульсных наводок является выяснение конкретных их источников и путей связи с приемником наводок.

Для этого необходимо:

- а) Поочередно выключать всевозможные цепи и части устройств до полного исчезновения помехи или ее уменьшения.
- б) Уменьшать крутизну скачков, подключая сглаживающие фильтры к различным точкам, в которых наблюдаются скачки, добиваясь этим уменьшения наводки и изменения формы наводимого импульса.
- в) Увеличивать длительность импульсов в различных цепях, наблюдая, как они искажаются на выходе приемника наводки с тем, чтобы выяснить, не происходит ли их дифференцирование или интегрирование (если они поступают непосредственно на видеоусилитель) или разделение на два (если они проходят через усилитель высокой или промежуточной частоты и детектор), рис. 1-18 и 1-29.
- г) Включать в приемнике наводки последовательно, начиная от входа (антенны), различные каскады и другие цепи, добиваясь исчезновения наводки.
- д) Шунтировать конденсатором большой емкости с короткими выводами различные цепи, по которым может передаваться наводка, и добиваться ее

уменьшения.

В результате первого этапа работы должна быть составлена четкая схема, хотя бы одного канала связи, по которому проходит помеха. При этом должны быть известны источник наводки, его выход, цепи связи, вход приемника, цепи и методы прохождения импульса в приемнике наводки.

Вторым этапом работы является внесение в прибор изменений, необходимых для подавления наводки. При этом нужно иметь в виду, что в зависимости от характера импульсных наводок они подавляются следующими способами.

Для подавления наводки от видеоимпульсов и других скачков постоянного напряжения, поступающих непосредственно на видеоусилители, усилители низкой частоты и другие устройства без резонансных усилителей высокой частоты по одной из схем рис. 1-28, необходимо ввести дополнительные детали, ослабляющие связь между источником и приемником наводки

1. Шунтирование общего сопротивления большой емкостью часто оказывается малоэффективным, так как общее сопротивление обычно мало, и для получения заметного ослабления связи требуется очень большая емкость. Значительно проще и лучше действует введение в цепь связи дополнительных развязывающих ячеек (делителей мешающего импульсного напряжения), составляемых из сопротивлений и конденсаторов или дросселей и конденсаторов. При связи через малую паразитную емкость или взаимную индуктивность (рис. 1-28, г и д) простейшим решением задачи может оказаться введение в монтаж экранированного провода или установка экранирующей перегородки между деталями.

2. Наводка от стробирующих видеоимпульсов, подаваемых на усилители высокой частоты для управления усилением, получается вследствие резких скачков анодного тока управляемых ламп, приводящих к ударному возбуждению контуров усилителя. Для подавления такой наводки необходимо снижать крутизну краев стробирующих импульсов. Если такое сглаживание управляющего импульса недопустимо, то единственным способом подавления наводки будет применение в управляемых каскадах усилителя высокой частоты двухтактных схем с подачей стробимпульса на среднюю точку сеточной обмотки трансформатора.

3. Все другие виды ударного возбуждения усилителей высокой частоты (радиоприемников) видеоимпульсами и любыми скачками постоянного напряжения возникают большей частью путем проникновения помех на входные цепи усилителя (антенну) вместе с полезными сигналами. Подавление таких наводок производится у источника в первую очередь включением фильтров в цепи питания источника наводки и экранированием в

нем сети питания, как разобрано в предыдущем параграфе.

В редких случаях близкого расположения источника подобной наводки с ее приемником (на расстояниях 1 м и менее), кроме фильтров, может понадобиться полное экранирование источника помещением его в металлический кожух (например, экранирование реле, находящегося у антенного ввода радиоприемника) или частичное экранирование внутренних элементов источника (например, экранирование графитового покрытия электронно-лучевой трубки в телевизорах, рекомендуемое в литературе [12]).

В некоторых приемниках наводки она поступает не столько через входные цепи, сколько через паразитные входы — цепи питания. В этом случае снижение наводки можно получить при фильтрации цепей питания приемника. Более детальные сведения по данным видам наводок имеются в литературе [6, 7, 12].

4. При подавлении наводки высокочастотных импульсов, поступающих на усилитель высокой частоты, не настроенный на несущую частоту импульсов, необходимо, чтобы в элементах приемника наводки не происходило детектирования мешающих импульсов, т. е. чтобы приемник наводки не перегружался и работал в линейном режиме. Для этого нужно снижать напряжение помехи в цепи, находящейся перед первым нелинейным элементом приемника (лампой или полупроводниковым детектором). Избирательность преселектора, состоящего из одного или двух контуров, оказывается недостаточной при подаче на него высокочастотных импульсов большой мощности.

Если радиоприемник заново проектируется для совместной работы с мощными импульсными генераторами высокой частоты, то он должен быть снабжен специальным многоконтурным преселектором, обеспечивающим большое ослабление сигналов любых частот, кроме входящих в полосу пропускания приемника. Если же требуется приспособить готовый радиоприемник для указанной цели, то можно получить хороший результат, если добавить в вод антенны одно- или двухячеечный фильтр, рассчитанный на ослабление несущей частоты мешающих импульсов.

Трудности в разработке такого фильтра заключаются в том, что он должен одновременно удовлетворять двум требованиям: не ухудшать показатели приемника и давать достаточно большое ослабление помехи. Если мешающие импульсы имеют весьма высокую несущую частоту, то достаточно незначительной емкостной связи внутри приемника между любыми проводками, входящими в приемник извне, и деталями высокочастотной части приемника, чтобы мешающий импульс поступил помимо преселектора или ан-

тенного фильтра. Поэтому в приемниках, работающих в таких условиях, необходимо иметь фильтрующие ячейки в местах ввода любых проводов, включая телефонный шнур в приемнике радиосвязи.

5. Уровень ударного возбуждения высокочастными импульсами весьма невысок (§ 1-10 и 1-11). Поэтому такая помеха поступает на приемник наводки только через антенный ввод на тех же частотах, что и полезные сигналы. Единственным способом подавления этой наводки является ограничение спектра частот, излучаемого импульсным генератором высокой частоты.

#### 4-9. ПРИМЕНЕНИЕ ДВОЙНЫХ ЛАМП

Среди собранных в одном баллоне двойных ламп имеется большое число триодов (буква *H* на втором месте условного обозначения) и несколько типов триод-пентодов (буква *Ф* на втором месте условного обозначения). Конструкции отдельных типов двойных ламп выполнены различно. В некоторых типах ламп между частями лампы имеется экран с отдельным выводом, в других конструкциях экран соединен с одним из катодов и в третьих — экран отсутствует вовсе.

В технических условиях на двойные лампы большей частью оговаривается емкость между анодами или между анодом одной половины и сеткой другой половины. Величина этих емкостей колеблется в пределах 0,02— 0,5 *пф* в зависимости от типа лампы. Они являются звеном, связывающим цепи, в которые включены различные половины одной лампы. В технических условиях на некоторые типы двойных ламп величины связывающих емкостей не оговорены вовсе. При этом они могут быть довольно велики и могут изменяться от экземпляра к экземпляру в широких пределах.

Кроме емкостной связи, между отдельными частями двойной лампы может существовать связь за счет электронного потока, проникающего через щели и отверстия в конструкции лампы из одной половины на электроды другой половины. Этот вид связи техническими условиями не предусмотрен, хотя иногда и может оказаться недопустимым.

В результате разбора влияния обоих видов связи можно дать следующие рекомендации по применению двойных ламп. Лучше всего такие лампы работают в схемах с сильной связью обеих частей друг с другом: мультивибраторы, кипп-реле, триггеры, блокинг-генераторы с пусковой лампой, двухфазные и двухтактные усилители, преобразователи частоты, состоящие из смесителя и гетеродина, и т. д. Хорошо работают двойные лампы в двух соседних усилительных каскадах на не очень высоких частотах. При ис-

пользовании их в широкополосных резонансных и видеоусилителях следует проверить отсутствие паразитного влияния частот лампы.

Применение двойных ламп в двух разных каналах радиоприбора в принципе нежелательно и к нему следует прибегать только в случаях крайней необходимости. При этом следует сравнить уровни переменных напряжений и мощностей в обоих совмещаемых элементах. Чем меньше отличаются друг от друга эти уровни, тем более вероятно, что применение двойной лампы пройдет безболезненно.

Для подавления паразитной связи, возникшей из-за применения двойных ламп, прежде всего, следует проверить наличие экрана в лампе и качество присоединения его к корпусу. Окончательное суждение о правильности применения в данном месте двойной лампы можно получить только после временной установки двух отдельных ламп и проверки с ними параметров прибора.

#### 4-10. ПАРАЗИТНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ ОТДЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ НА СВЕРХВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

Рассмотрением обратных связей, действующих на частотах, близких к рабочим частотам усилителя, не исчерпывается разбор всех паразитных явлений в нем. Часто приходится бороться еще с паразитной генерацией отдельных каскадов усилителя на сверхвысокой частоте.

Паразитная генерация на СВЧ возникает в усилительных схемах, собранных на пентодах и тетродах с большой крутизной, вследствие влияния индуктивностей вывода экранирующей сетки  $L_{g2}$ , блокировочного конденсатора и заземляющего его провода  $L_{БК}$  (рис. 4-23). Эти индуктивности, соединенные параллельно с емкостью экранирующей сетки — катод  $C_{g2k}$  представляют собой настроенный резонансный контур. Индуктивность вывода управляющей сетки  $L_{g1}$  с соединительными проводами также представляет собой СВЧ резонансный контур, настроенный емкостью сетки — катод.

Оба контура связаны через емкость сетки — экранирующей сетки  $C_{g1,2}$ , играющую здесь роль проходной емкости.

Таким образом, схема цепей катода, экранирующей и управляющей сеток эквивалентна схеме генератора на триоде со

связью через внутриламповую проходную емкость. При благоприятном (с точки зрения паразитной генерации) соотношении настроек обоих контуров

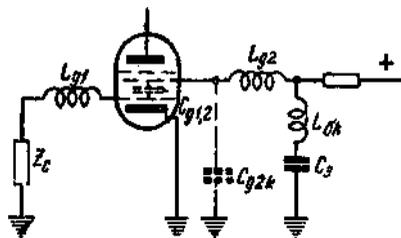


Рис. 4-23. Генерация усилительного каскада на СВЧ.

возникает генерация.

Возникнув в промежуточных каскадах, эта генерация может явно не проявиться, а повлиять на такие обычно редко контролируемые параметры, как анодный ток отдельных ламп, линейность амплитудной характеристики т. д. Иногда эта же генерация, изменяя режим работы усилителя, может послужить причиной обратных связей по основной частоте. С уничтожением такой генерации одновременно пропадет искажение частотных характеристик усилителя.

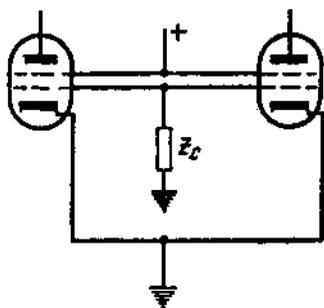


Рис. 4-24. Генерация усилительного каскада на СВЧ при параллельном соединении ламп.

ротких волн.

Такую же схему двухтактного генератора СВЧ легко увидеть в схеме катодного повторителя с параллельным выключением ламп, если учесть индуктивности и емкости соединительных проводов между анодами и между сетками.

Обнаружение генерации на СВЧ является одной из трудных задач. Способ, применяемый в передатчиках, — измерение волны паразитного колебания — в усилителях неприменим ввиду малой мощности колебаний. Так как генерация на СВЧ может проявляться самым разнообразным образом, то правильно будет относить к ней те ненормальности в работе усилителя, на которые сильно влияют незначительные изменения длины проводов управляющей и экранирующей сеток, изменения точки подключения блокировочных конденсаторов, прикосновение отверткой или пальцем и т. п. При обнаружении такого явления следует в первую очередь проверить анодные токи или токи сеток всех ламп усилителя, обеспечив при проверке независимость исследуемого явления от включения измерительного прибора.

Несколько легче обнаруживается генерация на СВЧ в мощных усилительных каскадах низкой частоты по свечению неоновой лампы. Для проведения такого эксперимента лампочку небольших размеров прикрепляют к

Подобная генерация особенно часто возникает в выходных каскадах усилителей низкой частоты или видеоусилителей, собираемых на мощных пентодах или тетродах при параллельном соединении двух и более ламп по схемам с анодной или катодной нагрузкой. Здесь (рис. 4-24) соединительные провода между управляющими и экранирующими сетками обеих ламп представляют собой отрезок симметричной линии, включенной по двухтактной схеме, применяемой обычно в генераторах ультракоротких волн.

длинному изоляционному стержню и касаются одним из выводов различных точек схемы.

Подавление СВЧ генерации не представляет особых трудностей. Здесь возможны два пути: расстройка паразитных контуров, определяющих генерацию, или внесение в эти контуры большого затухания. Идя по первому пути, следует прежде всего, смонтировать заново генерирующий каскад, обеспечив наикратчайшие соединения в цепях управляющей и экранирующей сеток, что часто способствует исчезновению генерации. При втором пути наиболее действенным способом подавления генерации является включение последовательного сопротивления 10—200  $\text{ом}$  в цепь управляющей сетки лампы. Такое сопротивление, мало влияя на работу схемы на основной частоте, вносит большие потери в паразитный СВЧ контур. Так же действуют и сопротивления, вводимые в экранирующую сетку, но они ухудшают экранирующее действие сетки, из-за чего их применяют в последнюю очередь. В схемы, построенные на триодах, в частности, в катодные повторители можно вводить сопротивления в анодные цепи. Антипаразитные сопротивления следует подключать непосредственно к вводам электродов лампы. Соединительные провода и лишние опорные точки здесь недопустимы.

Первый путь — расстройка паразитных контуров — имеет существенный недостаток, так как не дает уверенности в том, что паразитная генерация не возникнет снова при смене лампы. Поэтому если заново смонтированный каскад не генерирует, следует все же включить антипаразитные сопротивления в управляющие сетки для повышения надежности.

Учитывая, что паразитному самовозбуждению на СВЧ особенно подвержены схемы с параллельным соединением лампы и что борьба с таким самовозбуждением весьма затруднительна, для таких схем следует считать *обязательным включение антипаразитных сопротивлений* во все управляющие сетки.

#### **4-11. ПАЗАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ НА ГАРМОНИКАХ СОБСТВЕННОЙ ЧАСТОТЫ УСИЛИТЕЛЯ**

Обратная связь на гармониках может возникнуть в сложной системе, состоящей из двух или трех усилителей, работающих на разных частотах и соединенных друг с другом преобразователями частоты или детекторами. Так, например, в обычном супергетеродинном приемнике (рис. 4-25) гармоника промежуточной частоты, выделяющаяся при нелинейном режиме одного из каскадов усилителя промежуточной частоты или получающаяся на выходе детектора, может попасть на вход приемника по



Рис. 4-25. Паразитная обратная связь на гармониках.

цепям паразитной обратной связи любого вида. Если усилитель высокой частоты оказывается настроенным на эту гармонику, то возникает генерация или другие явления, сопровождающие паразитную обратную связь.

К такому же результату может привести попадающая на вход приемника по цепям паразитной обратной связи гармоника выходного напряжения усилителя низкой частоты, совпадающая с частотой настройки приемника в целом. Отличить этот вид паразитной связи легко, так как он получается только при совместной работе не меньше чем двух усилителей различных частот.

Обратная связь в виде генерации, искажения резонансной кривой или ненормально повышенной чувствительности проявляется на отдельных настройках усилителя высокой частоты, в то время как на соседних настройках приемник работает нормально. Для борьбы с этим довольно редко встречающимся видом паразитной обратной связи необходимо улучшать экранирование отдельных усилителей, входящих в систему.

#### 4-12. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ПОДАВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ В УСИЛИТЕЛЯХ

После сборки правильно рассчитанного усилителя часто оказывается, что он не соответствует расчетным показателям. Основной причиной этого несоответствия являются неучтенные паразитные обратные связи, приводящие к генерации, искажению формы частотной характеристики, резкому сужению полосы усиливаемых частот, повышенному уровню шумов и к пониженной устойчивости усилителя.

Для иллюстрации влияния обратной связи на основной показатель полосового усилителя высокой или промежуточной частоты — полосу пропускания — на рис. 4-26 показаны расчетная и экспериментальная частотные характеристики усилителя. Подъем усиления на одних частотах и спад на других вызваны различными фазами обратной связи на различных частотах.

Измеряя полосу пропускания  $\Delta f_{0,7}$ , получаем для расчетной кривой  $\Delta f'_{0,7} =$

3 МГц, а для экспериментальной кривой  $\Delta f'_{0,7} = 0,5$  МГц. Если при этом немного изменить величину обратных связей, то измеренная полоса  $\Delta f'_{0,7}$  увеличится в несколько раз.

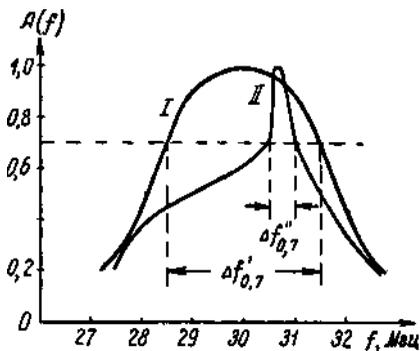


Рис. 4-26. Расчетная и экспериментальная частотные характеристики резонансного усилителя.

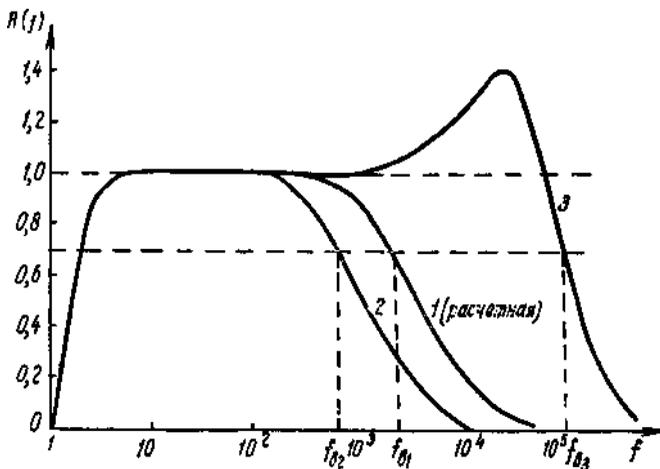


Рис. 4-27. Частотные характеристики усилителя низкой частоты: 1 — расчетная; 2 — преждевременный спад усиления; 3 — резкий подъем усиления в области высоких частот.

Вторым примером могут служить изображенные на рис. 4-27 частотные характеристики усилителя низкой частоты, которые показывают, что паразитная обратная связь приводит к преждевременному спаданию или к нежелательному резкому подъему усиления высоких частот. В результате граничная частота усилителя  $f_B$  может сильно отличаться от расчетной как в сторону низких, так и в сторону высоких частот.

Из выражения для коэффициента усиления усилителя с обратной связью

$$K_{oc} = \frac{K}{1 - \beta K}$$

следует, что отношение

$$\frac{K}{K_{oc}} = 1 - \beta K$$

при неизменной величине  $\beta$  будет тем ближе к единице, чем меньше величина усиления  $K$ .

Отсюда следует, что если в усилителе даже с большими обратными связями, т. е. с большой величиной  $\beta$ , снизить усиление, то его частотная характеристика будет близкой к той, которую усилитель имел бы при отсутствии обратных связей.

Снятие и сравнение частотных характеристик усилителя при полном и сниженном усилении являются наиболее верным и удобным способом проверки степени подавления обратных связей. При снятии характеристик необходимо, чтобы усилитель был полностью подготовлен к работе и нигде не имел нарушенной экранировки. Для подключения индикатора выходного напряжения нужно пользоваться выходными клеммами усилителя, тщательно проверяя, не вносит ли такое подключение дополнительных обратных связей. Точно так же входное напряжение желательно подавать на вход усилителя, прибегая к подаче его на промежуточные точки только в крайних случаях, и тщательно проверять, не вносит ли такая подача дополнительных обратных связей. В начале эксперимента необходимо убедиться в отсутствии связи между входными и выходными приборами.

Для сравнения частотных характеристик при полном и сниженном усилении удобнее всего пользоваться генератором качающейся частоты, позволяющим визуально наблюдать на экране электронно-лучевой трубки частотные характеристики. Нужно только проверить, не создаст ли сам такой генератор дополнительной обратной связи. Не существенно, если генератор качающейся частоты искажает форму частотной характеристики, так как важно только ее относительное изменение в зависимости от усиления.

При отсутствии генератора качающейся частоты исследование усилителя иногда проводится на одной частоте (средней или другой), на которой проверяется действие тех или иных блокировок, развязок и экранов. При этом предполагается, что если подключение данного экранирующего элемента приводит к снижению выходного напряжения усилителя при постоянном входном, то этот элемент снижает обратные связи. Как видно из предыдущего, такое экспериментирование может привести к ошибочным результатам, так как, действуя благотворно на одной частоте, блокировка мо-

жет оказывать противоположное действие на другой частоте.

Проверку действия экрана следует производить путем снятия частотных характеристик при полном и уменьшенном усилении. В тех случаях, когда такое снятие характеристик из-за большого числа экспериментов оказывается затруднительным, можно ограничиться для промежуточных опытов измерением полосы пропускания или сравнением усиления на двух различных частотах.

При сравнении частотных характеристик, снятых при полном и уменьшенном усилении, необходимо иметь в виду, что и при отсутствии обратных связей они всегда получаются несколько различными из-за того, что регулирование усиления связано с изменением динамических емкостей и внутреннего сопротивления электронной лампы.

Как следует из разбора причин и путей возникновения паразитных обратных связей, приведенного в предыдущей главе, обнаруженная обратная связь является результатом ряда сложных взаимодействий между выходными и входными цепями усилителя. В этих взаимодействиях участвуют все связи как сильные, так и незначительные, действующие каждая в своей фазе. Поэтому, если исключить случаи явных ошибок и дефектов в монтаже усилителя, трудно рассчитывать на нахождение одной или нескольких причин обратной связи. Любое изменение блокировки, экранов и монтажа в усилителе со значительными обратными связями приводит к изменению этих связей: подавлению их на одних частотах и увеличению на других.

В радиоловительской практике часто для подавления обратных связей в усилителе заземляют его шасси, т. е. соединяют со специальной шиной, подключенной к трубам водопровода. В других случаях вместо заземления пользуются металлическим листом, на который устанавливаются испытываемые приборы. Для объяснения влияния заземления нужно учесть, что отдельные детали плохо экранированного усилителя имеют емкостную связь с различными находящимися вне усилителя предметами: проводами осветительной и силовой сети, трубами центрального отопления и водопровода и т. д. Эти предметы могут увеличивать паразитную связь между элементами усилителя, действуя подобно несоединенной с шасси крышке, показанной на рис. 2-6. Заземление шасси, перераспределяя и частично замыкая внешние емкостные связи, влияет этим на паразитные явления в усилителе.

Прибегать к такому способу подавления обратных связей бесполезно, так как он действует только при данной конкретной обстановке. Перенеся усилитель в другое помещение или на другое место, легко убедиться, что действие заземления шасси при других внешних условиях оказывается иным.

Заземление шасси усилителя влияет только на плохо или неправильно экранированный усилитель. Заземление или подключение любых предметов к корпусу усилителя, имеющего достаточно качественную систему экранирования, совершенно не отражается на его работе. Проверкой влияния заземления на параметры усилителя можно воспользоваться для грубой оценки качества его экранирования.

Подавление обратных связей в усилителе рекомендуется вести в следующем порядке:

1. Тщательно проверить монтаж, убедиться в наличии и исправности всех указанных на схеме деталей и в отсутствии соединительных и случайных проводов, могущих дать паразитную связь.

2. Определить примерно каскады, участвующие в системе обратной связи. Для этого следует снять частотные характеристики при полном и уменьшенном усилении, подавая сигнал от измерительного генератора последовательно на вход усилителя, на сетку первой лампы, на сетку второй лампы и т. д. до нахождения каскада, начиная с которого, характеристики, снятые при полном и уменьшенном усилении, более или менее совпадают. При обработке материалов эксперимента не следует делать неверный вывод, что последние каскады в системе обратной связи не участвуют.

3. В соответствии с результатами, полученными в п. 2, составить проект улучшения экранирования, обратив внимание на следующее:

а) для узкополосных усилителей — на индуктивную связь между контурными катушками, емкостную связь между входом и выходом и в последнюю очередь на развязывание цепей питания;

б) для широкополосных резонансных усилителей — на связь по проводам накала, связь через общие крышки экрана, связь по проводам питания анодов и сеток, связь благодаря неправильному размещению деталей и соединений их с корпусом, не соответствующему рис. 3-41, и в последнюю очередь на индуктивную связь между катушками;

в) для усилителей низкой частоты и видеоусилителей — на искажение характеристик благодаря неправильному учету входного сопротивления лампы (см. §3-3), связь через общее сопротивление источников питания, паразитную генерацию на СВЧ, особенно для параллельно соединённых ламп.

4. Выполнить сразу все намеченные улучшения и произвести проверку. Не рекомендуется вносить отдельные улучшения и проверять их, так как это может привести к неверным результатам и сильно затянуть работу.

Экспериментальные работы, связанные с подавлением обратных связей, сложны, длительны и часто приводят к переделке усилителя. Учитывая это, следует при разработке конструкции усилителя экранирование выполнять с

некоторым запасом, тем более, что этот запас лишь незначительно удорожает усилитель. Экономить на экранировании выгодно только для массовых приборов, для которых значительное усложнение разработки окупается небольшим удешевлением конструкции.

Окончательную проверку усилителя после подавления в нем обратных связей следует проводить в форсированном режиме его работы, т. е. при полном усилении и при повышенном анодном и экранном напряжениях.

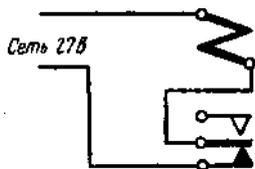


Рис. 4-28. Включение реле для проверки экранировки прибора.

Это гарантирует надежную работу усилителя при использовании ламп, параметры которых близки к верхней границе допусков.

Усилители с большим усилением и радиоприемники, устанавливаемые на объектах, насыщенных

различными автоматическими и импульсными устройствами (реле, блокинг-генераторы, импульсные модуляторы), необходимо проверять на достаточность общей экранировки и фильтрации

всех выходящих из экрана проводов. Простейшим прибором для такой проверки является реле, подключаемое по схеме с непрерывным срабатыванием и отпускаяем (рис. 4-28) длинными проводами к сети 27 в. Затем это реле подносят ко всем щелям в экране прибора и ко всем соединительным проводам и наблюдают наличие помех на выходе прибора. Такой простой эксперимент позволяет легко обнаружить слабые места в общем экране прибора.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. Пер. с нем. Госэнергоиздат, 1957.
2. Справочник по радиотехнике. Под ред. Б. А. Смиренина. Госэнергоиздат, 1950.
3. Котельников В. А., Николаев А. М. Основы радиотехники, ч. I. Связьиздат, 1950.
4. Надежность наземного радиоэлектронного оборудования. Пер. с англ. под ред. Н. М. Шулейкина. Изд-во «Советское радио», 1957.
5. Григорьев В. Б. Снижение уровня шумов в усилителях низкой частоты. Госэнергоиздат, 1956.
6. Щетинин А. П. Устранение помех радиоприему. Связьиздат, 1955.
7. Лютов С. А. Индустриальные помехи радиоприему и борьба с ними. Госэнергоиздат, 1951.
8. «Электронно-лучевые трубки и индикаторы, ч. II. Пер. с англ., под ред. А. Я. Брейтбарт. Изд-во «Советское радио», 1949.
9. Томас Мартин. Электронные цепи. Пер. с англ. Воениздат, 1958.
10. «Приемники радиолокационных станций», ч. I и II. Пер. с англ., под ред. А. П. Сиверса. Изд-во «Советское радио», 1949.
11. Волин М. Л. Усилители промежуточной частоты. Изд. 3-е. Изд-во «Советское радио», 1956.
12. Брейтбарт А. Я., Людомирский И. Л., Преображенский Б. И. Источники помех в телевизорах и защитные устройства к ним. «Радиотехника», 1955, № 1.
13. Малогабаритная радиоаппаратура. Сборник переводов статей под ред. В. И. Сифорова. Изд-во иностранной литературы, 1954.
14. Gustafson W. G. Magnetic shielding of transformers at audio frequencies. The Bell System Techn. J., 1938, July, vol. XVII, № 3, p. 416—437.
15. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Изд. 5-е. Воениздат, 1954.

16. Теумин И. И. Справочник по переходным электрическим процессам. Связьиздат, 1951.
17. Теумин И. И. Экспериментальный анализ переходных процессов в линейных электрических цепях, Изд-во «Советское радио», 1956,
18. Сиверс А. П. Радиолокационные приёмники (расчет и проектирование). Изд-во «Советское радио», 1952.
19. Ефимов А. П. Выбор материала для электромагнитного экранирования помещений. «Радиотехника», 1958, № 11.
20. Kunze Elmar. Stabilitat und Aufbau von Zwischenfrequenzverstarkern. Radio und Fernsehen, 1957, № 11, S. 342-346.
21. Ламповые усилители, ч. I и II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1950.
22. Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С. Радиоприемные устройства. Связьиздат, 1958.
23. Справочник машиностроителя, т. II. Машгиз, 1956.
24. Амосенко Н. И., Мурын Д. М. Искажения телевизионного изображения при питании приемника от автономной сети и способы их устранения. «Техника телевидения», 1954, № 2 (8).
25. Гроднев И. И., Сергейчук К. Я. Экранирование аппаратуры и кабелей связи. Связьиздат, 1960.
26. Пароль Н. В. Надежность поемно-усилительных ламп. Изд-во «Советское радио», 1964.
27. Лэнди Р., Дэвис Д., Альбрехт А. Справочник радиоинженера. Госэнергоиздат, 1961.
28. Воишвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах. Связьиздат, 1959.