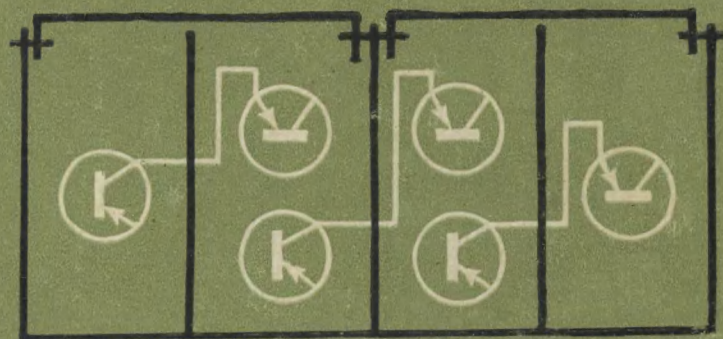


М. Л. Волин

Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре



М. Л. ВОЛИН

ПАРАЗИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

**ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ, НАВОДКИ, ФОН, ЭКРАНЫ,
ФИЛЬТРЫ, РАСЧЕТЫ, КОНСТРУКЦИИ, МОНТАЖ,
ЭКСПЕРИМЕНТИРОВАНИЕ**



Москва «Советское радио» 1972



Scan AAW

Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М., «Советское радио», 1972, 280 с.

Дается классификация и описание различных видов паразитных связей и наводок, в том числе импульсных наводок и наводок фона. Анализируется влияние внутренней и внешней паразитной обратной связи на работу усилителей всех типов. Особое внимание уделяется освещению физического смысла процессов. Приводятся конкретные рекомендации по конструированию, монтажу и экспериментальной доработке радиоэлектронных приборов. Выводятся новые простые расчетные формулы, применение которых иллюстрируется на цифровых примерах.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, конструированием, производством и регулировкой радиоэлектронных приборов различного назначения, а также для 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.

168 рис. 10 табл., 51 назв. библи.

МИХАИЛ ЛАЗАРЕВИЧ ВОЛИН

ПАРАЗИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

Редактор Ю. И. Суханов

Художественный редактор В. Т. Сидоренко

Технический редактор Г. З. Кузнецова

Корректор Е. П. Озерецкая

Сдано в набор 21/IV 1972 г.

Подписано к печати 31/VII 1972 г.

Т-03337

Формат 84×108¹/₃₂

Бумага типографская № 3

Объем 14,7 усл. печ. л.

15,652 уч.-изд. л.

Тираж 25 000 экз.

Зак. 1166

Цена 90 к.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, п/я 693

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

Введение

Сложное радиоэлектронное устройство или прибор может содержать генераторы незатухающих и модулированных колебаний, работающие на различных несущих частотах, генераторы видеоимпульсов и импульсов высокой частоты, преобразователи и счетчики импульсов, генераторы развертки, а также источники других колебаний несинусоидальной формы, выходные каскады усилителей высокой частоты, низкой частоты 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 узлы. 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 радиоэлектронного устройства работают на самых разнообразных уровнях мощности, максимальное отношение которых может достигать величины 200 дБ или 10^{20} (10^{10} по напряжению или току). Опасность возникновения взаимных помех в этих условиях весьма велика. Она еще усугубляется тем, что питание различных устройств большей частью осуществляется от общей энергетической сети или от местной бортсети, провода которых связывают друг с другом эти устройства.

Под *паразитной наводкой* понимается передача напряжения из одного радиоустройства или его части в другое, не предусмотренная его схемой и конструкцией. Такая наводка возникает вследствие *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, к которым не предъявляются высокие требования в ог-

ношении пульсации выпрямленного напряжения, возможно появление фона. 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 действия 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 большинстве случаев паразитные наводки создаются несколькими источниками и по многим 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 1

ИСТОЧНИКИ НАВОДИМЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ПУТИ ИХ НАВОДКИ

1.1. Паразитная связь через общее сопротивление

Пусть (рис. 1.1) источник наводимого напряжения E_n через комплексное сопротивление \dot{Z}_n подключен к комплексному сопротивлению $\dot{Z}_{общ}$, которое входит

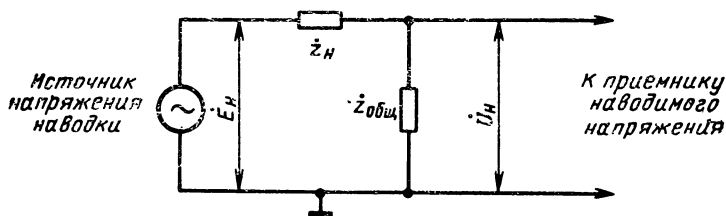


Рис. 1.1. Схема паразитной связи через общее сопротивление.

в цепи приемника наводимого напряжения. Тогда напряжение, наведенное в цепях приемника, будет

$$\dot{U}_n = \frac{E_n \dot{Z}_{общ}}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_{общ}}.$$

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

$$\dot{U}_n = E_n \frac{\dot{Z}_{общ}}{\dot{Z}_n}.$$

Отсюда следует, что при наличии сопротивления $\dot{Z}_{общ}$, входящего одновременно и в цепи источника, и в цепи

приемника наводимого напряжения, в последнем наводится часть напряжения источника наводки, равная

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{Z}_{\text{общ}}}{\dot{Z}_{\text{н}}} \quad (1.1)$$

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 (рис. 1.2). Через цепь источни-

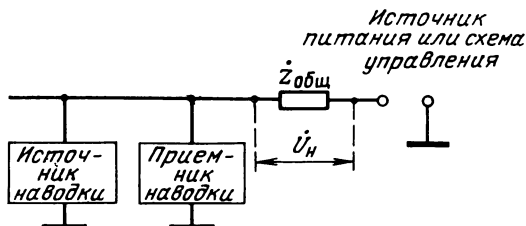


Рис. 1.2. Паразитная связь через внутреннее сопротивление источников питания или схем управления.

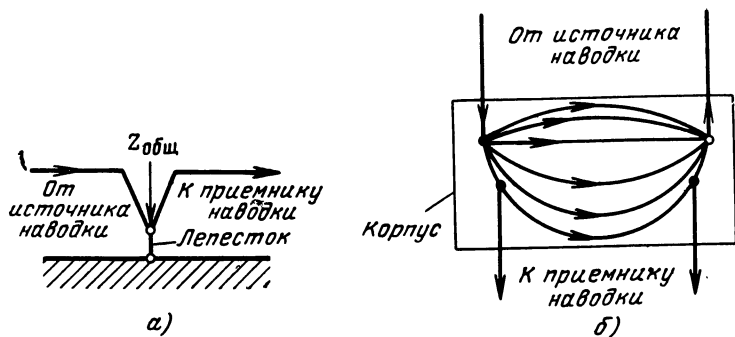


Рис. 1.3. Виды паразитной связи:

а — через общий лепесток; б — через общий участок корпуса.

ка питания протекают токи всех частот, составляющих спектр сигнала источника наводки. Эти токи дают падения напряжения на всех сопротивлениях, включенных в цепь питания. Часть сопротивлений $\dot{Z}_{\text{общ}}$ оказывается включенной в цепи приемника наводки, и напряжение $\dot{U}_{\text{н}}$, снимаемое с $\dot{Z}_{\text{общ}}$, является наводимым напряжением. Величина сопротивления $\dot{Z}_{\text{общ}}$ зависит от частоты на-

водимого напряжения. Для постоянного тока и очень низких частот — это в основном сопротивление дросселей фильтра и диодов выпрямителя или внутреннее сопротивление химических источников питания, для звуковых

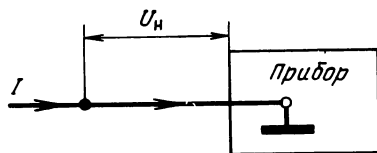


Рис. 1.4. Наводка через общий провод присоединения к корпусу.

частот — активное сопротивление соединительных проводов и емкостное сопротивление выходного конденсатора фильтра питания. На высоких частотах величина $Z_{\text{общ}}$ зависит в основном от индуктивного сопротивления соединительных проводов и конденсаторов фильтра питания.

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

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. Чем выше частота, тем большая вероятность появления такой связи. Особенно опасно использовать присоединенный к корпусу провод, по которому протекает значительный ток I , для подключения других элементов схемы к корпусу. В этом случае величина наводимого напряжения $U_n = I Z_{\text{общ}}$ 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.

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_n относительно корпуса, то в точке B , связанной с точкой A паразитной емкостью $C_{\text{пар}}$, возникает наведенное напряжение \dot{U}_n , величина которого определяется соотношением емкостного сопротивления $X_{\text{пар}} = 1/j\omega C_{\text{пар}}$ и полного сопротивления \dot{Z}_B между точкой B и корпусом. Величина \dot{U}_n может быть определена по формуле

$$\dot{U}_n = E_n \frac{\dot{Z}_B}{\dot{Z}_B + X_{\text{пар}}}, \quad (1.2)$$

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

В частном, нередко встречающемся случае паразитной емкостной связи источника, работающего на частоте

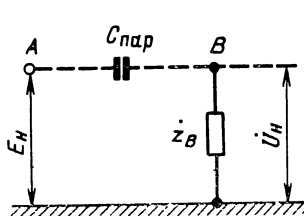


Рис. 1.5. Емкостная паразитная связь

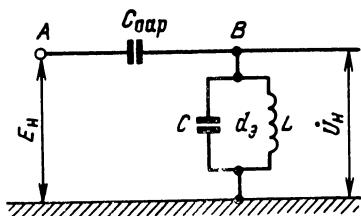


Рис. 1.6. Емкостная паразитная связь с резонансным контуром.

ω_0 , с резонансным контуром, настроенным на ту же частоту (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 $X_{\text{пар}} \gg Z_B$, то, подставляя эти значения в выражение (1.2), получаем

$$U_n = E_n \frac{Z_B}{X_{\text{пар}}} = E_n \frac{\omega_0 C_{\text{пар}}}{\omega_0 C d_3}.$$

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

$$\beta = U_{\text{н}}/E_{\text{н}} = C_{\text{пар}}/Cd_{\text{а}}. \quad (1.3)$$

Таким образом, паразитная емкостная связь с резонансным контуром тем опаснее, чем меньше затухание контура, чем выше его добротность $Q_{\text{а}}$, чем уже полоса пропускания $\Delta f_{0,7}$. Очевидно, что это относится к частотам, близким к резонансной ω_0 , на которых и проявляется паразитная связь.

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, а переменное возбуждает в них переменные э. д. с., величина которых растет с повышением частоты. Если такой проводник является частью замкнутой электрической цепи, то под влиянием возникших в нем э. д. с. в цепи начинает протекать переменный электрический ток такого направления (вернее фазы), что магнитное поле будет направлено против первоначального поля и стремиться его уничтожить.

Таким образом, если в цепи *A* (рис. 1.7) под действием имеющейся в нем э. д. с. $E_{\text{н}}$ проходит переменный ток $I_{\text{н}}$, то в другой цепи *B*, находящейся в магнитном поле, создаваемом цепью *A*, появится наведенная э. д. с.

$$E'_{\text{н}} = I_{\text{н}} \omega M,$$

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 $\dot{Z}_{\text{в}}$: $I'_{\text{н}} = E'_{\text{н}}/\dot{Z}_{\text{в}}$. Наведенное напряжение на сопротивлении приемника наводки $\dot{Z}_{\text{н}}$

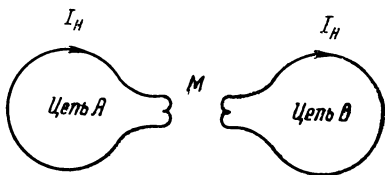


Рис. 1.7. Индуктивная паразитная связь.

будет равно

$$\dot{U}_H = E'_H \frac{\dot{I}_H}{\dot{I}_B} = I_H \omega M \frac{\dot{I}_H}{\dot{I}_B}.$$

Рассматриваемый случай возбуждения напряжений и токов в цепи B основан на хорошо известном принципе электромагнитной индукции. В соответствии с темой настоящей книги мы будем разбирать нежелательные по-

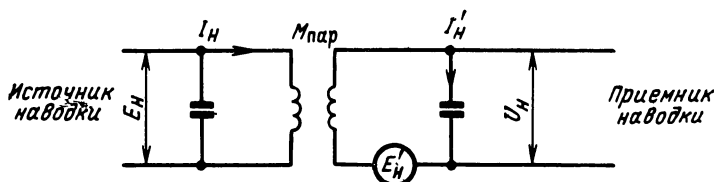


Рис. 1.8. Паразитная индуктивная связь резонансных контуров.

следствия этого явления, выражающиеся в том, что наведенное напряжение U_H возникает в результате паразитной индуктивной связи между цепями A и B .

В частном случае паразитной индуктивной связи двух одинаковых резонансных контуров на их собственной частоте ω_0 (рис. 1.8) ток в контуре источника наводки, находящемся под напряжением E_H , будет равен $I_H = E_H/\rho$, 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.

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

где $k_{\text{пар}} = M/L$ — коэффициент паразитной связи между контурами источника и приемника наводки.

Под влиянием э. д. с. E'_H , введенной последовательно в контур приемника наводки, в нем будет при резонансе протекать ток

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

где r — активное последовательное сопротивление контура приемника наводки. Этот ток создает на емкостной или индуктивной ветви контура наведенное напряжение

$$U_{\text{н}} = I'_{\text{н}} \rho = E_{\text{н}} \frac{k_{\text{папр}} \rho}{r} = E_{\text{н}} \frac{k_{\text{папр}}}{d_0}. \quad (1.4)$$

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 и будет тем больше, чем меньше потери в контуре, чем уже полоса пропускания $\Delta f_{0,7}$.

1.4. Паразитная емкостная и индуктивная связи 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 пока-

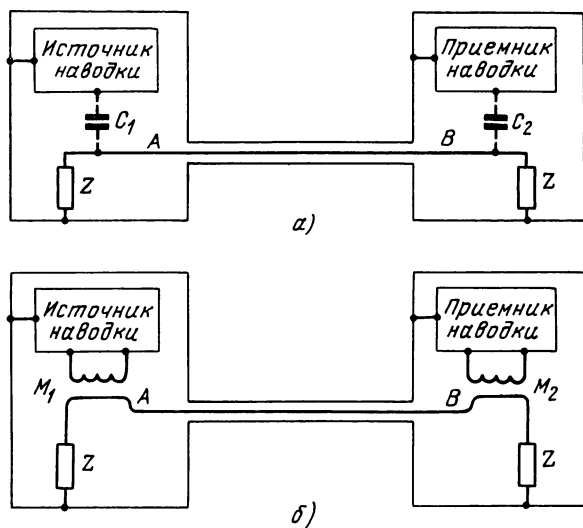


Рис. 1.9. Емкостная (а) и индуктивная (б) паразитные связи по постороннему проводу.

зан случай размещения источника и приемника наводки в отдельных экранированных отсеках. Через оба отсека проходит провод AB , не имеющий непосредственного отношения к схеме обоих элементов. Этот провод имеет емкость C_1 (рис. 1.9,а) или взаимную индукцию M_1 (рис. 1.9,б) по отношению к источнику наводки и емкость

C_2 или взаимную индукцию M_2 по отношению к приемнику наводки.

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 слу-

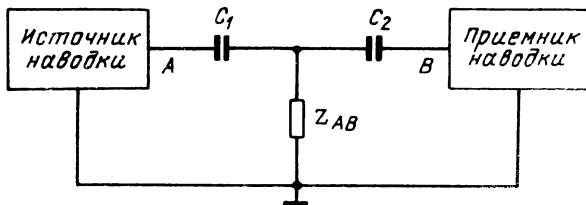


Рис. 1.10. Эквивалентная схема емкостной связи по постороннему проводу.

чая емкостной связи (рис. 1.10) видно, что комбинация 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.

1.5. Паразитная связь через электромагнитное поле и волноводная связь

При значительных расстояниях между источником и приемником наводки, на которых 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 устройствами. Связь через электромагнитное поле излучения является паразитной, если только она приводит к нежелательным наводкам на радиоприемник от соседних радиостанций, грозовых разрядов и части промышленных помех. Характерной особенностью этого

вида наводок является то, что они воздействуют только на радиоприемники 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} , наибольшая критическая длина которой $\lambda_{кр} = 2b$, где b — размер большей стороны поперечного сечения прямоугольного волновода.

Волны короче критической свободно распространяются в волноводе с весьма малым затуханием, менее 1% на метр.

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, 22] рассматривают паразитные связи, возникающие в широкополосных усилителях, с помощью теории волноводов, что приводит к результатам, не отражающим действительность. Более подробно этот вопрос освещен в § 4.12.

1.6. Источники и приемники высокочастотной наводки на основной частоте и гармониках

Четкого разграничивания 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 пре-

дыдущих 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 гармониках основных частот 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 частот во избежание их неустойчивой работы. Однако обычно не принимаются меры по ослаблению связей выхода усилителя проме-

жуточной 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.

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 настраиваются 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

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

С помощью интеграла Фурье, являющегося распространением ряда Фурье на непериодические функции,

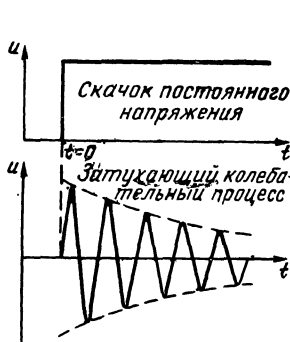


Рис. 1.11. Ударное возбуждение одиночного резонансного контура.

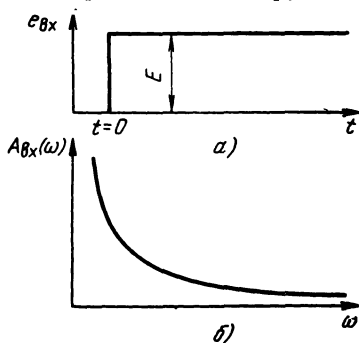


Рис. 1.12. Скачок постоянного напряжения (а) и его спектр (б).

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 интегралов.

Действительно, по таблицам

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

Подставляя эти значения в уравнение (1.5), получаем

$$e_{\text{вх}} = \begin{cases} \frac{E}{2} - \frac{E}{2} = 0 & \text{при } t < 0, \\ \frac{E}{2} + \frac{E}{2} = E & \text{при } t > 0, \end{cases}$$

что соответствует рис. 1.12,а.

На основании этого уравнения подача на вход приемника наводки скачка постоянного напряжения может

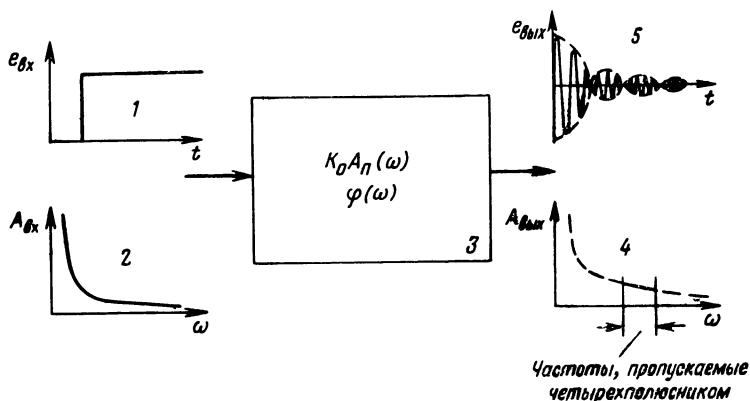


Рис. 1.13. Спектральный метод анализа ударного возбуждения приемника наводки.

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

$$A_{\text{вх}}(\omega) d\omega = Ed\omega/\pi\omega \quad (1.6)$$

обратно пропорциональны частоте (рис. 1.12,б). Уравнение (1.5) позволяет заменить подробный анализ процес-

сов, 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 характеристика приемника наводки. В результате непрерывный спектр на выходе приемника 4 будет состоять из синусоидальных напряжений

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

бесконечно малые амплитуды которых

$$A_{\text{вых}}(\omega) d\omega = \frac{K_0 E d \omega}{\pi \omega} A_{\Pi}(\omega) \quad (1.7)$$

зависят от частотной характеристики приемника.

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

$$e_{\text{вых}} = \frac{K_0 E}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{A_{\Pi}(\omega)}{\omega} \sin [\omega t + \varphi_{\Pi}(\omega)] d\omega. \quad (1.8)$$

Таким образом, для определения формы и амплитуды мешающих напряжений 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.

1.8. Ударное возбуждение приемника наводки

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:

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

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

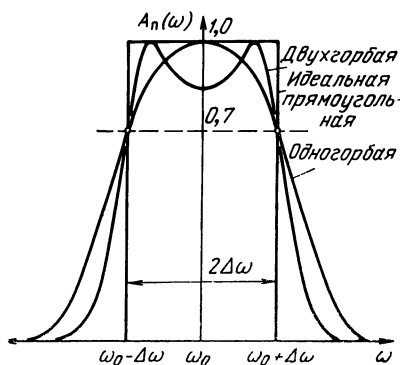


Рис. 1.14. Частотные характеристики приемника наводки.

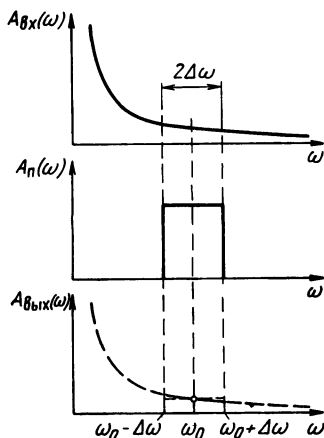


Рис. 1.15. Спектры на входе и выходе приемника наводки.

приемника, простирающийся на все частоты от 0 до ∞ . 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 про-

пускающего 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 ω в знаменателе на ω_0 и вынести ее за знак интеграла. В результате этого получаем выражение

$$e_{\text{вых}} = \frac{K_0 E}{\pi \omega_0} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \sin \omega t d\omega = \frac{K_0 E}{\pi \omega_0 t} [\cos (\omega_0 - \Delta\omega) t - \cos (\omega_0 + \Delta\omega) t] = \frac{2K_0 E}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \sin \omega_0 t, \quad (1.10)$$

из которого следует, что выходное напряжение представляет собой синусоидальное колебание с частотой, равной средней 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

$$E_{\text{вых}} = \frac{2K_0 E \Delta\omega}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t} = \frac{K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi f_0} \cdot \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t}, \quad (1.12)$$

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

В момент времени $t=0$ величина $(\sin \Delta \omega t)/\Delta \omega t = 1$, поэтому максимальное значение огибающей амплитуд наведенного напряжения будет на выходе равно (рис. 1.16, а)

$$E_{\text{вых макс}} = \frac{K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi f_0}. \quad (1.13)$$

С течением времени огибающая будет уменьшаться, а через промежуток времени $t = \tau = \pi/\Delta \omega = 1/\Delta f_{0,7}$ величины

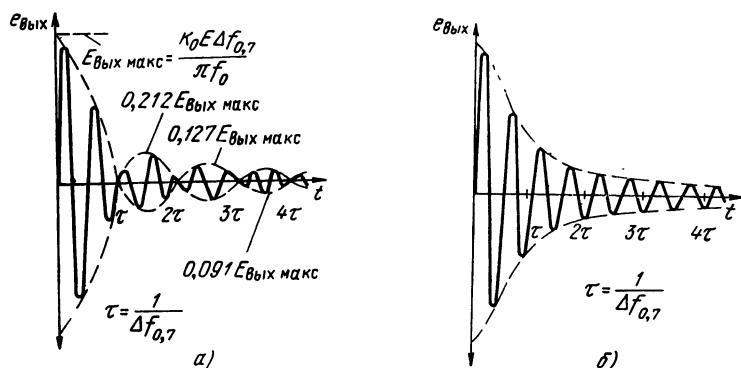


Рис. 1.16. Высокочастотные импульсы, вызванные скачком постоянного напряжения на входе приемника:

а — приемник с прямоугольной частотной характеристикой; б — приемник с колоколообразной частотной характеристикой.

$\sin \Delta \omega t$ 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 $\frac{2}{5\pi} E_{\text{вых макс}} = 0,127 E_{\text{вых макс}}$ и т. д.

Таким образом, на выходе идеального полосового усилителя при подаче на вход его скачка напряжения полу-

чается затухающая серия высокочастотных импульсов на несущей частоте ω_0 с длительностью по основанию $\tau = 1/\Delta f_{0,7}$ и с максимальной амплитудой, определяемой выражением (1.13).

В импульсной технике принято длительность импульсов считать не по основанию, а на уровне $0,5 E_{\text{вых макс}}$. Это позволяет сравнивать импульсы различной формы по длительности приблизительно равновеликих им по площади прямоугольных импульсов. Аппроксимируягибающие импульсов рис. 1.16,а треугольниками, получаем, что их длительность, взятая на уровне $0,5 E_{\text{вых макс}}$, будет приближенно равна

$$\tau_{\text{и}} = 1/2\Delta f_{0,7}. \quad (1.14)$$

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 $\tau, 2\tau, \dots$, 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. 1.16,б) и с длительностью на среднем уровне, определяемой так же уравнением (1.14).

Реальный скачок напряжения также отличается от идеального. Любой мешающий перепад напряжения или тока, как бы быстро он ни происходил, занимает определенное *время установления* t_y . На рис. 1.17,а и б показаны два вида реальных скачков и соответствующие им спектры. Если в цепь источника помехи включен фильтр, резко ограничивающий спектр частотой f_b , то мешающее напряжение будет нарастать по закону интегрального синуса

$$e = E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi f_b} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right) = \frac{E}{2} + \frac{E}{\pi} \text{Si } 2\pi f_b t,$$

показанному на кривой 2. Если фронт скачка определяется простой цепью RC и нарастает по экспоненциаль-

ному закону (кривая 3), то после граничной частоты f_B спектр падает быстрее чем по закону $1/f$, верному для идеального скачка. Приближенно можно считать, что на частотах, выше f_B амплитуда помехи пропорциональна $1/f^2$. Это означает, что на частоте $2f_B$ она упадет не в 2, а в 4 раза, на $3f_B$ не в 3, а в 9 раз и т. д.

Независимо от формы нарастания фронта помехи граничная частота f_B связана со временем установления t_y ,

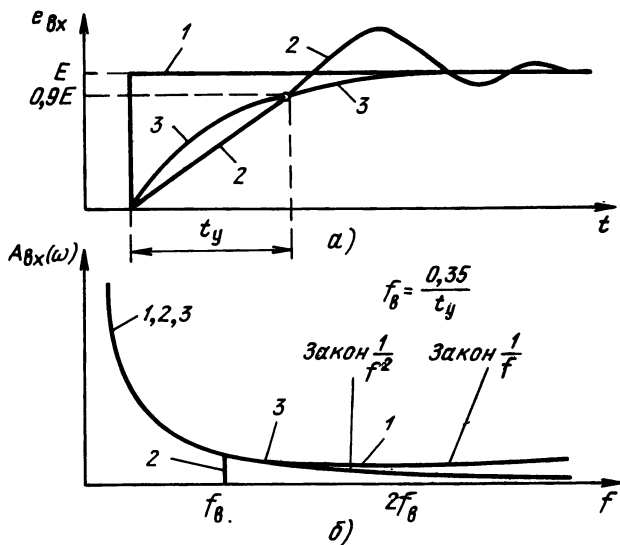


Рис. 1.17. Реальные скачки напряжения (а) и их спектры (б):
1 — идеальный скачок; 2 — скачок со спектром, ограниченным частотой f_B ;
3 — скачок с экспоненциальным фронтом.

измеряемым на уровне 0,9 от установившегося значения, соотношением

$$f_B = 0,35/t_y. \quad (1.14a)$$

Например, если фронт помехи устанавливается в течение $t_y = 10$ нс, то при настройке приемника наводки на частоты ниже

$$f_B = \frac{0,35}{t_y} = \frac{0,35}{10 \cdot 10^{-9}} = 35 \text{ МГц}$$

помеха на его выходе будет определяться уравнением (1.13), выведенным для идеального скачка. На частотах выше 35 МГц уровень помехи будет тем ниже, чем ближе ее форма к кривой 2 на рис. 1.17, а.

Таким образом, любое включение и выключение постоянного напряжения сопровождается появлением в пространстве, окружающем приемник наводки помехи с непрерывным спектром частот. Воздействуя на приемник наводки, эта помеха проявляется в виде разобранных выше серий импульсов. Уровень импульсной помехи тем больше, чем на более низкой частоте она наблюдается, чем меньше время установления включаемого напряжения t_y и чем шире полоса частот $\Delta f_{0,7}$, пропускаемых приемником наводки.

Иногда в литературе и часто в радиолюбительской практике пользуются термином «искровая помеха», приписывающим искре роль источника импульсных помех. Действительно, искра часто сопровождает включение и особенно выключение различных цепей, являясь частным признаком наличия скачков напряжения или тока и, следовательно, импульсных помех. Включение искрогасящих цепей сводится к замедлению фронта скачка, которое приводит к снижению уровня помехи на частотах выше f_v , определяемой уравнением (1.14а). Если производить включение и выключение цепи безыскровым выключателем, то при прочих равных условиях уровень помехи будет такой же, что и при наличии искры. Поэтому термин «искровая помеха», основанный на неверном физическом представлении, является устаревшим и применять его не следует.

1.9. Прохождение видеоимпульсов через широкополосные радиоприемники и усилители высокой частоты

Если на вход радиоприемника или резонансного (полосового) усилителя наводится непрерывная последовательность прямоугольных видеоимпульсов длительностью τ_1 с периодом следования T (рис. 1.18,а), то ее можно рассматривать как сумму положительных (включение) и отрицательных (выключение) скачков напряжения, посылаемых в моменты, соответствующие фронту и срезу наводимых импульсов (рис. 1.18,б).

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 послышки следующего скачка, то суммарное наведенное напряжение на выходе приемника наводки представляет собой непрерывную последовательность затухающих серий импульсов, повторяющихся через промежутки времени τ_1 и $T - \tau_1$ (рис. 1.18,в). Максимальная

амплитуда и длительность этих импульсов определяются уравнениями (1.13) и (1.14).

Характеристика детектирования любого детектора линейна для амплитуд переменного напряжения больших 0,5—1 В и квадратична для меньших напряжений. Поэтому соотношение амплитуд им-

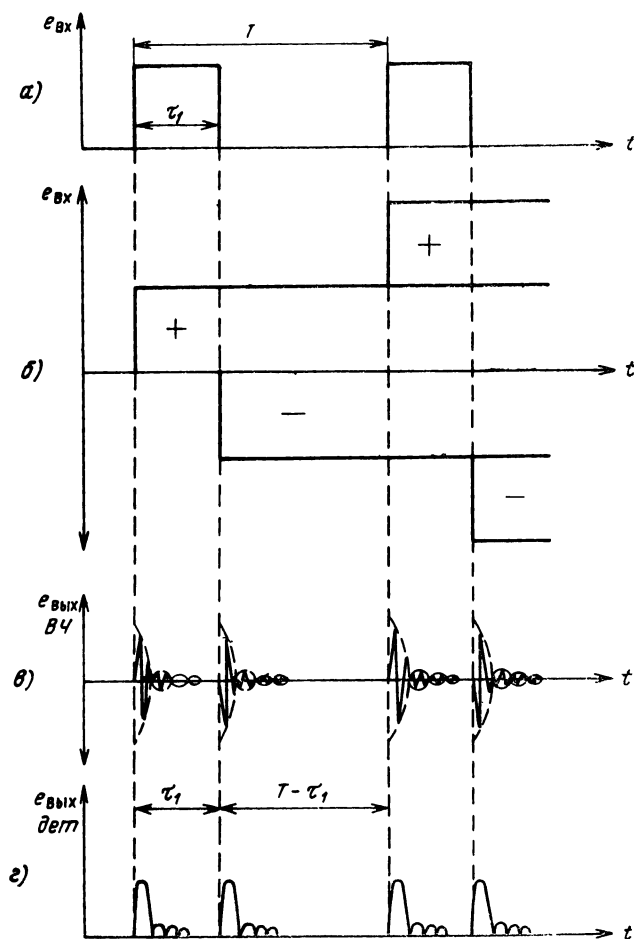


Рис. 1.18. Наводка непрерывной последовательности импульсов при $\tau_1 > 4/\Delta f_{0.7}$.

пульсов на выходе детектора изменяется. Если первый импульс серии детектируется квадратично, то амплитуда второго импульса на выходе детектора будет составлять всего 0,2123, т. е. 4,5% от первого и, следовательно, он и все остальные импульсы серии не будут оказывать заметного действия. Этот вариант показан на

рис. 1.18,г. При увеличении уровня наводки и коэффициента усиления приемника второй, третий и т. д. импульсы будут появляться по мере вывода их из квадратичного детектирования.

При расчете устанавливающихся процессов принято считать, что 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 считаем, что процесс заканчивается через время $4\tau = 4/\Delta f_{0,7}$ с мо-

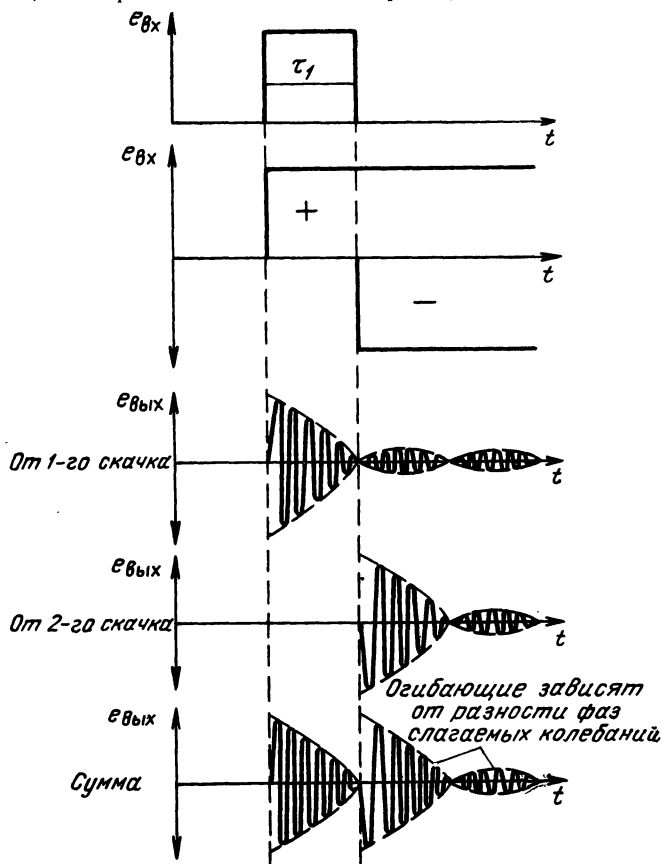


Рис. 1-19. Наводка импульса при $\tau_1 = 1/\Delta f_{0,7}$.

мента посылки скачка. Отсюда следует, что если длительность наводимых импульсов $\tau_1 > 4/\Delta f_{0,7}$, то все наведенные серии импульсов будут независимыми.

Уменьшение длительности наводимых импульсов τ_1 приводит к тому, что в приемнике с прямоугольной частотной характеристикой затухающая серия импульсов, создаваемая отрицательным скач-

ком, 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 наводимых импульсов вплоть до величины $\tau_1 = 1/\Delta f_{0,7}$ (рис. 1.19) мало отражается на суммарной амплитуде, но не на форме результирующего наведенного напряжения.

Похожая картина получается в приемнике с одnogорбой частотной характеристикой при подаче на него реального импульса с закругленными краями. При больших длительностях τ_1 и $T - \tau_1$ наведенные высокочастотные импульсы вида, показанного на рис. 1.16,б, оказываются независимыми. В этом случае они повторяются через указанные промежутки времени. При малых длительностях подаваемых видеоимпульсов суммирование двух высокочастотных импульсов вида рис. 1.16, сдвинутых во времени на величину τ_1 , приводит к резким изменениям формы итогового импульса при незначительных изменениях длительности τ_1 .

1.10. Прохождение видеоимпульсов малой скважности через узкополосные радиоприемники и усилители высокой частоты

Когда длительность наводимых импульсов τ_1 и промежутков между ними $T - \tau_1$ меньше, чем величина, обратная полосе пропускания приемника наводки $(1-4)/\Delta f_{0,7}$, 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.

Как известно, разложение в ряд Фурье такой последовательности при разных длительностях τ_1 и $T - \tau_1$ дает дискретный спектр вида, показанного на рис. 1.20. При настройке приемника наводки 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 ω_0 , его полосы пропускания $\Delta\omega_{0,7}$, длительности импульсов наводки τ_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 периодом T (рис. 1.21).

Разложение меандра в ряд Фурье без учета постоянной составляющей, которая через приемник наводки не проходит, содержит нечетные гармоники

$$e_{\text{нх}} = \frac{2E}{\pi} \left(\sin \omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega_1 t + \dots \right), \quad (1.15)$$

причем амплитуда каждой гармоники обратно пропорциональна ее номеру n . Здесь $\omega_1 = 2\pi/T$ — 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 укладываемых в пределы полосы пропускания приемника $\Delta\omega_{0,7} = 2\Delta\omega$.

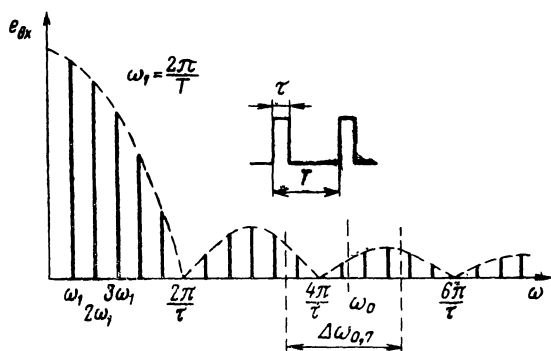


Рис. 1.20. Дискретный спектр непрерывной последовательности прямоугольных импульсов.

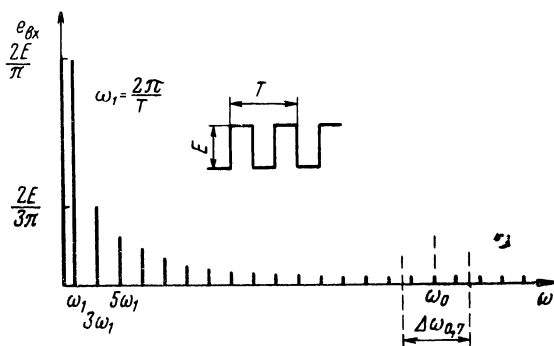


Рис. 1.21. Дискретный спектр меандра.

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 имеют одинаковую амплитуду $\frac{2EK_0}{n_0\pi} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0}$. С учетом этих допущений на-

пряжение 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 $2 \sin \omega_0 t$, получаем

$$e_{\text{вых}} = \frac{4EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \sin \omega_0 t \left(\frac{1}{2} + \cos 2\omega_1 t + \cos 4\omega_1 t + \cos 6\omega_1 t + \dots + \right. \\ \left. + \cos \Delta\omega t \right). \quad (1.16)$$

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

$$\frac{1}{2} + \cos u + \cos 2u + \cos 3u + \dots + \cos n_1 u = \frac{1}{2} + \sum_{k=1}^{k=n_1} \cos ku = \\ = \frac{\sin \left(n_1 + \frac{1}{2} \right) u}{2 \sin \frac{n}{2}} = \frac{\sin (\Delta\omega + \omega_1) t^*}{2 \sin \omega_1 t}.$$

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 меандра,

* Доказательство правильности этого преобразования для частной суммы ряда Фурье имеется в курсе математического анализа Г. П. Толстова, т. II, стр. 526. Гостехиздат, 1957.

то $\Delta\omega \ll \omega_1$ и ею можно пренебречь в сумме $\Delta\omega + \omega_1$. Тогда на выходе получается чисто синусоидальное напряжение

$$e_{\text{вых}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \sin \omega_0 t. \quad (1.19)$$

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 § 1.8. Это

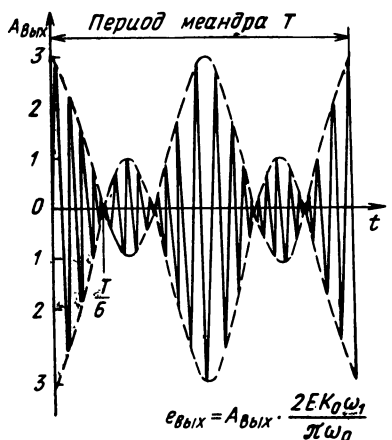


Рис. 1.22. Форма напряжения на выходе приемника наводки, пропускающего три гармоники основной частоты наводимого меандра.

Подставляя эту величину в выражение (1.18), получаем, что максимальное значение огибающей на выходе приемника наводки, пропорциональное числу пропускаемых гармоник, равно

$$E_{\text{вых макс}} = \frac{2EK_0 f_1}{\pi f_0} p. \quad (1.22)$$

При определении формы выходного напряжения приходится строить график по уравнению (1.17) для каждого частного случая.

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 (см. рис. 1.16).

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

$$\frac{\sin (\Delta \omega + \omega_1) t}{\sin \omega_1 t} \rightarrow \frac{\Delta \omega + \omega_1}{\omega_1} = \frac{\Delta \omega}{\omega_1} + 1 = \frac{\Delta f_{0.7}}{2 f_1} + 1 = p,$$

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

Так, если через приемник наводки проходят три гармоники частоты ω_1 , то половина полосы пропускания $\Delta\omega = 2\omega_1$, и мгновенные значения выходного напряжения определяются уравнением

$$e_{\text{вых}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin 3\omega_1 t}{\sin \omega_1 t} \sin \omega_0 t. \quad (1.23)$$

Построенная по этому уравнению зависимость выходного напряжения от времени дана на рис. 1.22.

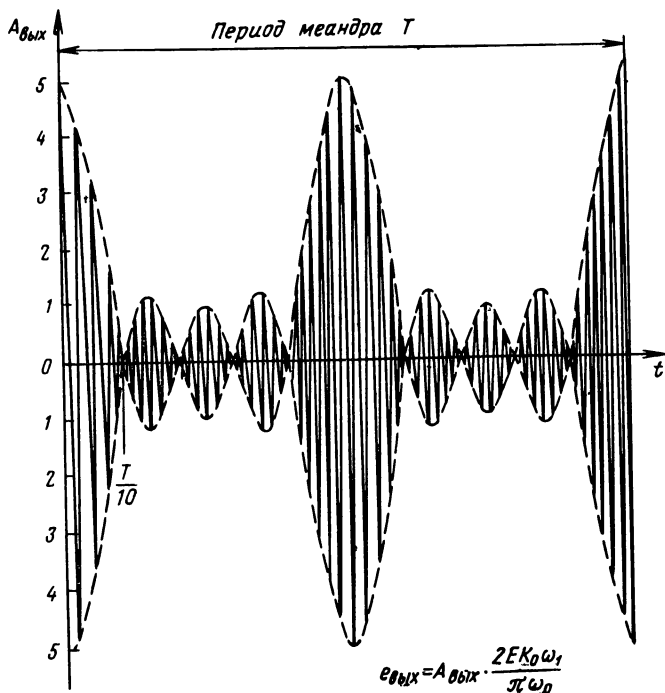


Рис. 1.23. Форма напряжения на выходе приемника наводки, пропускающего пять гармоник основной частоты наводимого меандра.

На рис. 1.23 приведена форма напряжения на выходе приемника наводки, пропускающего пять гармоник частоты ω_1 , построенная по уравнению

$$e_{\text{вых}} = \frac{2EK_0\omega_1}{\pi\omega_0} \frac{\sin 5\omega_1 t}{\sin \omega_1 t} \sin \omega_0 t. \quad (1.24)$$

Через реальный приемник наводки с односторонней частотной характеристикой гармоники частоты ω_1 будут проходить с изменением соотношения амплитуд, зависящим от формы частотной характеристики и ее расположения относительно спектра наводимого меандра.

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 ω_0 напряжением частоты $2\omega_1$. Вариант для пяти гармоник (1.24) и рис. 1.23 может обратиться в та-

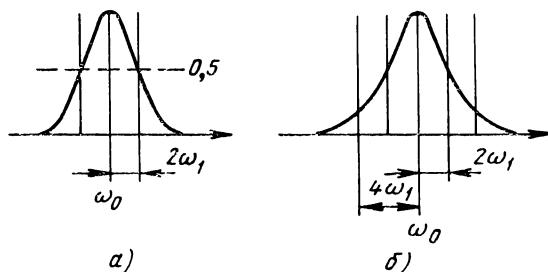


Рис. 1.24. Изменение соотношения амплитуд гармоник наводимого меандра частотной характеристикой приемника.

кой же случай 100%-ной модуляции напряжения частоты ω_0 напряжением частоты $2\omega_1$, искаженным второй гармоникой этой частоты $4\omega_1$ в соответствии с рис. 1.24,б и т. д.

1.11. 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

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

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

$$e_{\text{вх}} = E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right) \sin \omega_0 t. \quad (1.25)$$

Путем несложных выкладок это выражение преобразовывается в

$$e_{\text{вх}} = \frac{E}{2} \sin \omega_{01} t + \frac{E}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega^2} \cos \omega t d\omega, \quad (1.26)$$

из которого следует, что скачок переменного напряжения частоты ω_{01} эквивалентен непрерывному спектру частот от 0 до ∞ . Бесконечно малые амплитуды напряжений этих частот падают с удалением от основной несущей

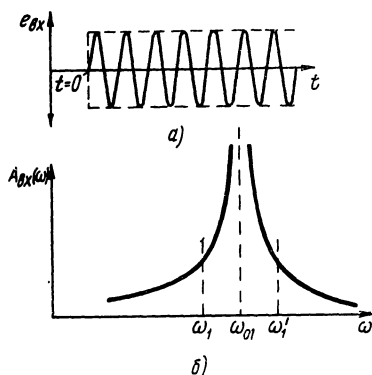


Рис. 1.25. Скачок переменного напряжения (а) и его спектр (б).

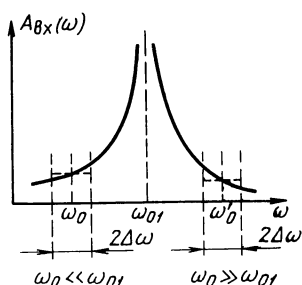


Рис. 1.26. Соотношения между спектром скачка переменного напряжения и частотой настройки приемника.

частоты ω_{01} . Каждой боковой частоте ω_1 соответствует симметрично расположенная боковая частота ω'_1 (рис. 1.25, б).

Если на приемник с идеальной прямоугольной характеристикой, простирающейся между частотами $\omega_0 \pm \Delta\omega$, поступает спектр, описанный уравнением (1.26), то в зависимости от соотношения между частотами ω_0 и ω_{01} возможны следующие результаты (рис. 1.26).

При совпадении частот $\omega_{01} = \omega_0$ приемник настроен на несущую частоту скачка, что соответствует нормальной (не паразитной) связи между приемником и генератором. Небольшое расхождение между частотами ω_{01} и ω_0 приводит к искажениям в этой нормальной связи. Рассмотрение этих двух случаев выходит за пределы темы настоящей книги. Полезно только отметить, что избира-

тельность 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 ω_{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.

Паразитные наводки от скачка высокочастотного напряжения возможны при большом расхождении частот ω_{01} и ω_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 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 с прямоугольной частотной характеристикой 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 $2\Delta\omega$ амплитуды напряжений, составляющих спектр, не зависят от частоты, можно в знаменателе подынтегрального выражения заменить ω на ω_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 возникающие в приемнике наводки колебания имеют частоту, равную частоте настройки приемника наводки и совершенно не зависящую от частоты источника наводки.

Выражение (1.28) отличается от (1.10) только другой частотной зависимостью: вместо $1/\omega_0$ при скачке высокой частоты имеется зависимость $\omega_{01}/(\omega_{01}^2 - \omega_0^2)$. 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

$$E_{\text{вых макс}} = \frac{K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi} \frac{f_{01}}{f_{01}^2 - f_0^2}. \quad (1.29)$$

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):

$$\frac{E_{\text{вых макс от скачка}}}{E_{\text{вых макс от скачка}} \sim} = \frac{f_{01}^2 - f_0^2}{f_0 f_{01}}. \quad (1.30)$$

Из этого отношения следует, что если частота источника наводки значительно выше частоты настройки приемника $f_{01} \gg f_0$ (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 ($f_0 = 30$ МГц) и 10 см ($f'_0 = 3000$ МГц), при работе передатчика на волне 1 м ($f_{01} = 300$ МГц). Указанные отношения будут равны

$$\frac{f_{01}}{f_0} = \frac{300}{30} = \frac{f'_0}{f_{01}} = \frac{3000}{300} = 10,$$

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

1.12. Наводка импульсов высокой частоты на ненастроенные радиоприемники и усилители

Напряжение импульсных высокочастотных генераторов, поступая 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 видеимпульсов через такие системы, разобранному в § 1.9, 1.10. 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 ге-

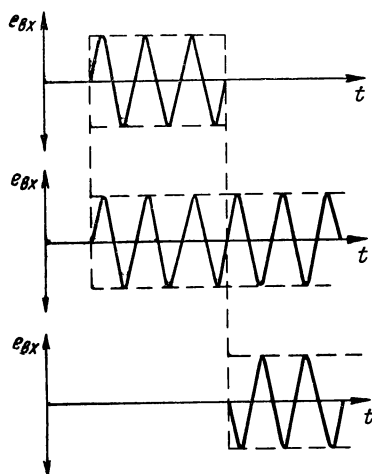


Рис. 1.27. Импульс высокой частоты как сумма двух скачков переменного напряжения.

генераторы часто не работают прямоугольными импульсами, так как это невыгодно с точки зрения полезного использования всей излучаемой энергии. Спектр частот, излучаемых генератором, стараются ограничивать в пределах полосы $f_{01} \pm (1 \div 2)/\tau$, считая, что частоты, выходящие за пределы этой полосы, все равно не попадут в полосу частот $\Delta f_{0,7}$ приемника. Такое ограничение спектра является причиной снижения первого вида наводки импульсов высокой частоты по сравнению с наводкой видеопульсов 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 f_0 и f_{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 первом усилительном или преобразовательном элементе (транзисторе, лампе, диоде) могут оказаться импульсы высокой частоты довольно большого напряжения. Незначительная нелинейность рабочего участка этого элемента приводит к появлению эффекта детектирования (диодного, транзисторного, сеточного или анодного). В результате на выходе нелинейного элемента получаются не только высокочастотные импульсы, но и видеопульсы, дальнейшее прохождение которых происходит так, как разобрано в § 1.9 и 1.10.

Наводка импульсов высокой частоты в основном происходит путем детектирования, т. е. преобразования их в видеопульсы. 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 видеопульсы, 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 супергетеродина приемника высокочастотные импульсы на несущей частоте, соответствующей его настройке, увеличивая постепенно их амплитуду, то, когда напряжение сигнала на смесителе делается близким к напряжению гетеродина, приемник перестает действовать как супергетеродина. Сигналы будут проходить при выключенном или сильно расстроенном гетеродине, так как на средний ток перегруженного смесителя накладываются видеоимпульсы, проходящие затем через усилитель промежуточной частоты, как наводка. 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.*

1.13. Наводка видеоимпульсов на видеоусилители и импульсные устройства

Напряжение видеоимпульсов, имеющееся в цепях источника наводки, может попасть на вход видеоусилителя или любой другой схемы, которая является приемником наводки, по одной или несколькими из рассмотренных цепей паразитной связи.

Если паразитная связь между источником и приемником наводки происходит через общее активное сопротивление (рис. 1.28,а), то видеоимпульс источника попадает 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 t_1 напряжение на конденсаторе успеет повыситься на величину Δ , на которую он и должен разрядиться до следующего импульса. Таким образом, при связи через общую

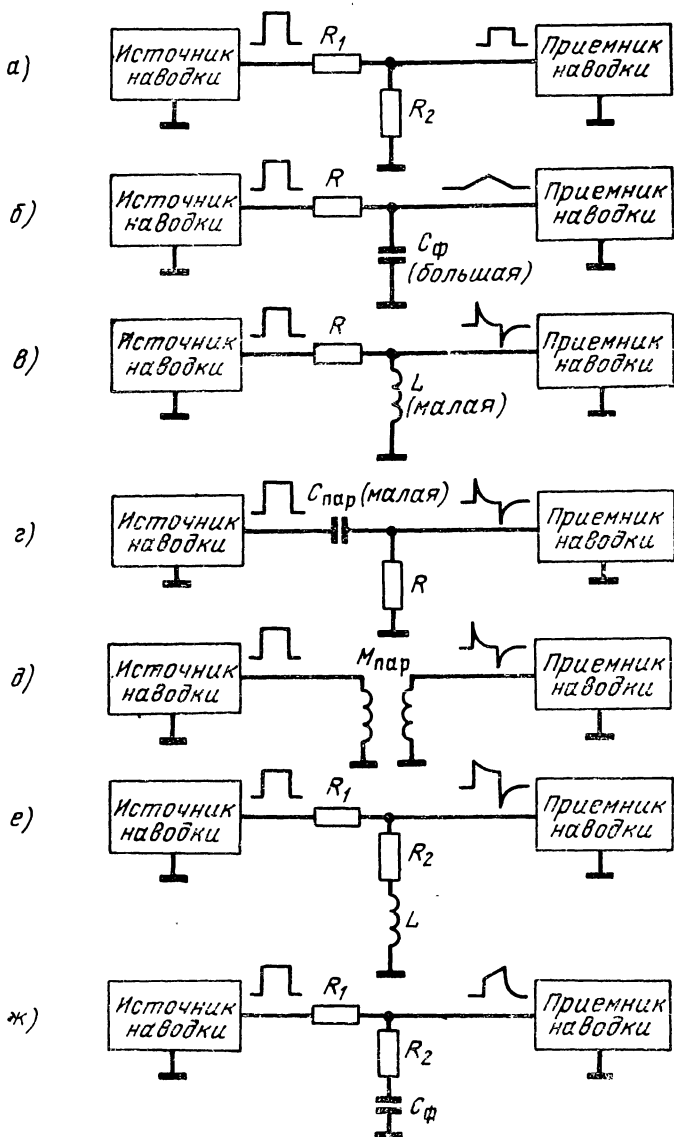


Рис. 1.28. Возможные варианты паразитной наводки видеосигнала.

большую емкость на приемнике наводки получают 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 получают два коротких импульса разных знаков в моменты, соответствующие краям импульса источника наводки. Эта цепь паразитной связи действует как дифференцирующая.

Такое же дифференцирование возникает при связи через паразитную емкость $C_{\text{пар}}$, которая всегда невелика (рис. 1.28, г и 1.29, г). Здесь в момент времени t_1 через сопротивление 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 взаимоиндуктивность (рис. 1.28, д и 1.29, д) эквивалентна передаче импульсов через трансформатор с малой индуктивностью (пик-трансформатор), который дифференцирует импульсы, так как в моменты времени t_1 и t_2 на индуктивности, соединенной с приемником наводки, индуктируются быстро спадающие напряжения $\pm M \frac{di}{dt}$.

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 (см. рис. 1.28, е) на вход приемника наводки поступает напряжение, форма которого получается как результат суммирования кривых рис. 1.29, а и в, показанный на рис. 1.29, е; при связи через общие последовательно соединенные сопротивление и емкость получается сумма кривых рис. 1.29, а и 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 замет-

но 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 непоказанные

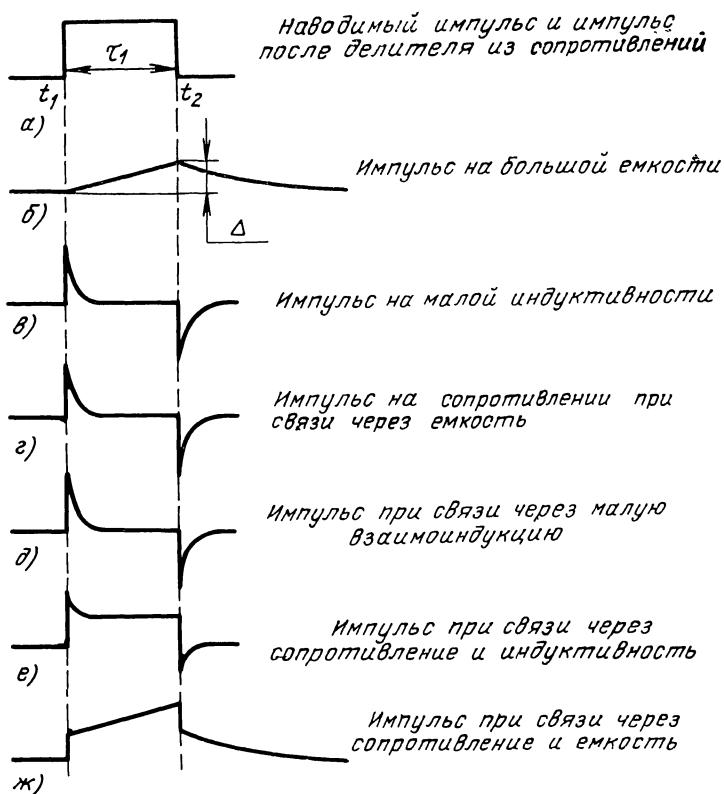


Рис. 1.29. Форма импульсов при различных вариантах паразитной связи.

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 (см. рис. 1.28, г) относится связь через запертые транзисторы и лампы или через лампы с выключенным накалом. При

подаче на такой запертый элемент видеоимпульсов достаточной амплитуды, в коллекторной или анодной цепи получаются паразитные остроконечные импульсы вида рис. 1.29,г, которые накладываются на полезные импульсы, снимаемые с коллектора или анода. Здесь роль $C_{\text{пар}}$ играет емкость запертого коллекторного перехода C_K или емкость анод—сетка C_{ga} .

1.14. Справочные данные о сопротивлении, емкости, индуктивности и взаимоиндуктивности соединительных проводов

В процессе конструирования радиоэлектронных приборов и экспериментального подавления в них паразитных наводок часто требуется быстро оценить степень влияния того или иного из разобранных видов паразитной связи. Эти связи в большом числе случаев возникают из-за неучтенных параметров соединительных прово-

ТАБЛИЦА 1.1

Сопротивление и индуктивность медного прямого провода

Диаметр провода, мм	Сопротивление, Ом, при длине 100 мм	Индуктивность, мкГ, при длине провода, мм		
		50	100	200
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

Примечания: 1. Индуктивность входит в замкнутый контур тока, но обрванные провода и поверхности удалены так, что их влиянием можно пренебречь.
2. Величина индуктивности дана без учета частотнозависимого поправочного коэффициента.

дов. Ниже предлагаются простые таблицы (табл. 1.1.—1.5), в которых даны ориентировочные значения этих параметров, вычисленные на основании формул и графиков, приведенных в справочнике [2].

Сведения о паразитных емкостной и индуктивной связях между некоторыми деталями радиоэлектронных приборов имеются в [46, табл. 5.1 и 5.2].

ТАБЛИЦА 1.2

**Индуктивность, мкГ, на
100 мм медного прямого
провода, параллельного
корпусу прибора**

Диаметр провода, мм	Расстояние между про- водом и корпусом, мм		
	1	10	100
0,1	0,074	0,116	0,142
0,5	0,041	0,084	0,110
1,0	0,028	0,070	0,096
2,0	0,014	0,056	0,080

Примечания: 1. Обратный ток протекает по ближайшей стенке прибора, остальные стенки удалены так, что их влиянием можно пренебречь.
2. Величина индуктивности дана без учета частотнозависимого поправочного коэффициента.

ТАБЛИЦА 1.3

**Емкость провода, пФ,
параллельного корпусу
прибора, на 100 мм длины**

Диаметр провода, мм	Расстояние между про- водом и корпусом, мм		
	1	10	100
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 1.4

**Емкость между двумя
параллельными проводами,
пФ, на 100 мм длины**

Диаметр провода, мм	Расстояние между про- водами, мм		
	2	10	50
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

ТАБЛИЦА 1.5

**Взаимоиндуктивность,
мкГ, между двумя
параллельными проводами
одной длины**

Длина провода, мм	Расстояние между про- водами, мм		
	2	10	30
50	0,03	0,015	0,008
100	0,07	0,04	0,024
200	0,17	0,11	0,07

Глава 2

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

* 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.

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

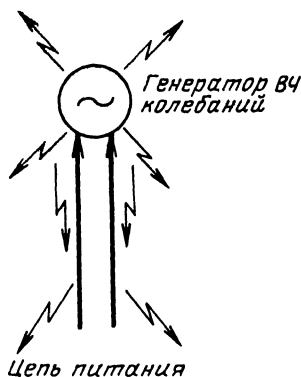


Рис. 2.1. Излучение генератора колебаний высокой частоты.

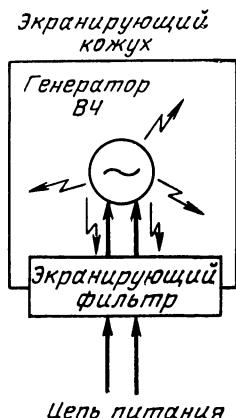


Рис. 2.2. Экранирование генератора высокочастотных колебаний.

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. 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, 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 электромагнитной 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 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 на-

пряжение на всех элементах схемы прибора относительно его корпуса.

В общем случае, когда точка B (см. рис. 1.5) связана с точкой A паразитным емкостным сопротивлением $X_{\text{пар}}$, наведенное напряжение в точке B будет равно

$$\dot{U}_н = E_н \frac{\dot{Z}_B}{\dot{Z}_B + X_{\text{пар}}}.$$

В частном случае, когда \dot{Z}_B представляет собой резонансный контур (см. рис. 1.6), настроенный на частоту источника наводки $E_н$, модуль наведенного напряжения равен

$$U_н = E_н \frac{C_{\text{пар}}}{Cd_э},$$

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

Наконец, в другом частном случае, когда точка B связана емкостью $C_{\text{пар}}$ с точкой A и емкостью C_B с кор-

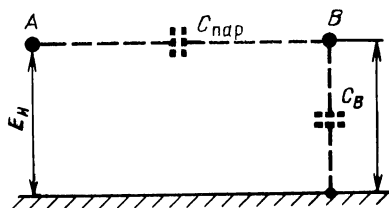


Рис. 2.3. Напряжение, наводимое в точке B при отсутствии экрана.

пусом (рис. 2.3), напряжение в точке B находится путем подстановки этих значений в общую формулу (1.2)

$$U_н = E_н \frac{C_{\text{пар}}}{C_B + C_{\text{пар}}}. \quad (2.1)$$

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

Если поместить между точками A и B экранирующий металлический лист \mathcal{E} (рис. 2.4), то емкость $C_{\text{пар}}$ разделится на две последовательно соединенные емкости C_1 и C_2 , к которым присоединена параллельно небольшая остаточная емкость $C'_{\text{пар}}$. Для определения искомого на-

пряжения U_{Π} можно, пренебрегая емкостью $C'_{\text{пар}}$, считать, что напряжение в точке B определяется напряжением на экране $U_{\text{э}}$, который заменяет в этом случае точку A на рис. 2.3. Согласно рассуждениям, приведенным для этого рисунка,

$$U_{\Pi} = U_{\text{э}} \frac{C_2}{C_B + C_2}.$$

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

$$U_{\text{э}} = E_{\Pi} \frac{C_1}{C_1 + C_3},$$

и окончательно напряжение в точке B после установки экрана делается равным

$$U_{\Pi} = E_{\Pi} \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_3)(C_B + C_2)}.$$

Это напряжение после установки экрана может оказаться как выше, так и ниже, чем до его установки. Действительно, сравнивая приведенные выражения для U_{Π} до и после установки экрана, можно получить разные результаты.

1. Если экран установлен так, что его емкость относительно точки A велика, а относительно корпуса мала, т. е. если C_1 значительно больше C_3 , то напряжение на экране будет примерно равно напряжению в точке A . В результате, так как емкость C_2 всегда больше емкости $C_{\text{пар}}$, напряжение U_{Π} 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 A и B , то напряжение U_{Π} окажется равным нулю, и показанная на рис. 2.5 конструкция экрана даст идеальный экранирующий эффект. В действительности напряжение U_{Π} не будет равно нулю, но его

величина, определяемая из соотношения

$$U_H = E_H \frac{C'_{\text{пар}}}{C'_{\text{пар}} + C_2 + C_B} \approx E_H \frac{C'_{\text{пар}}}{C_2 + C_B}, \quad (2.2)$$

оказывается значительно меньше величины U_B до установки экрана, так как $C'_{\text{пар}}$ значительно меньше $C_{\text{пар}}$.

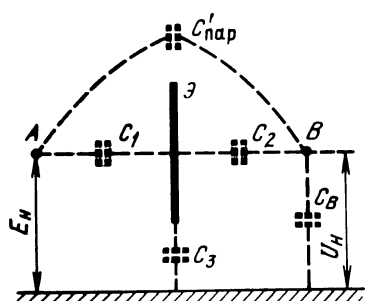


Рис. 2.4. Напряжение в точке В при экране, не соединенном с корпусом.

На основании 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.

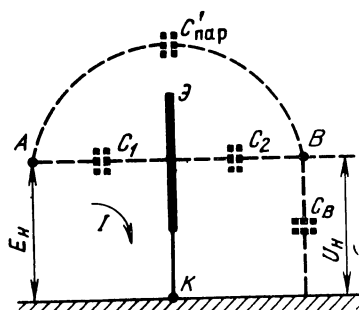


Рис. 2.5. Действие экрана, соединенного с корпусом прибора.

Посмотрим теперь, как повлияет на напряжение, введенное 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 так же, как на рис. 2.4. Легко убедиться, что напряжение U_H , 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 прибо-

ра 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

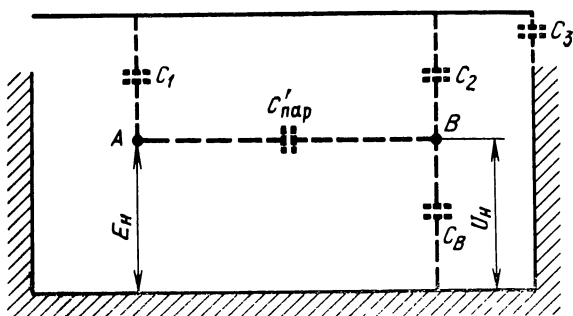


Рис. 2.6. Действие металлической крышки прибора.

объяснить хорошо известное на практике явление, заключающееся в том, что поднесение руки к открытому монтажу увеличивает нежелательные наводки, а в усилителях 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.

Таким образом, для экранирования электрического поля следует применять металлические перегородки и кожухи, соединенные с корпусом (шасси) прибора. От качества присоединения экрана в корпус прибора су-

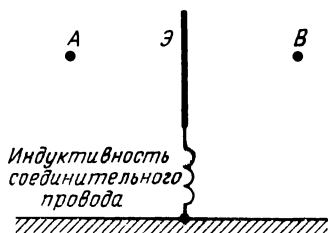


Рис. 2.7. Влияние индуктивности провода, соединяющего экран с корпусом.

щественным 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.*

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 B . Если щели и отверстия сравнимы с длиной волны, то связь экранируемых элементов может происходить через электромагнитное поле.

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 и цепью приемника наводки B .

Задачей экранирования магнитного поля является устранение или уменьшение магнитной связи между цепями A и B , 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 (пермаллой или стали) с большой относительной магнитной проницаемостью μ . При наличии такого экрана линии магнитной индукции проходят в основном по его стенкам (рис. 2.8), которые обладают малым магнитным сопро-

тивлением по сравнению с воздушным пространством внутри экрана. Качество экранирования таких полей зависит 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»),

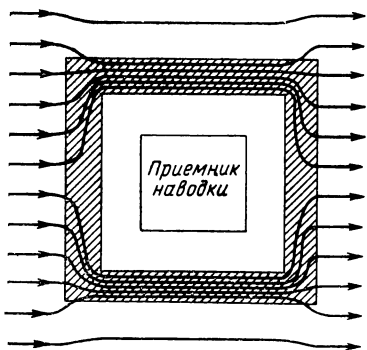


Рис. 2.8. Действие экрана, изготовленного из ферромагнитного материала.

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.

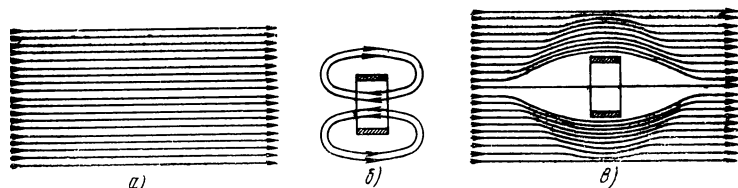


Рис. 29. Вытеснение магнитного поля вихревыми токами в экране.

Из-за поверхностного эффекта плотность вихревых токов и напряженность переменного магнитного поля по мере углубления в металл падает по экспоненциальному закону [1]:

$$\frac{\text{Плотность тока на глубине}}{\text{Плотность тока на поверхности}} = e^{-x/x_0}, \quad (2.3)$$

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 ρ — удельное сопротивление материала, Ом · см; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума, равная $1,256 \times 10^8$ Г · см⁻¹; μ — 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 обратное 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

индуктироваться 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 μ . В результате экранирующее действие вытеснением магнитного поля, даваемое любым металлом магнитным и немагнитным, характеризуется отношением μ/ρ .

Из выражения (2.3) после подстановки в него значения $x = x_0$ следует, что на глубине x_0 плотность тока и напряженность магнитного поля падает 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

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

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, веса, 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 видно также, что для частот выше 10 МГц медная и тем более серебряная пленка тол-

ТАБЛИЦА 2.1

Глубина проникновения для различных экранирующих материалов

Металл	Удельное сопротивление ρ , Ом(мм ² /м)	Относительная магнитная проницаемость μ	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	10^2	1,1	2,5	5,0
			10^3	0,35	0,8	1,6
			10^4	0,11	0,25	0,5
			10^5	0,035	0,08	0,16
Пермаллой	0,65	12 000	10^2	0,38	0,85	1,7
			10^3	0,12	0,27	0,54
			10^4	0,038	0,085	0,17
			10^5	0,012	0,027	0,054

щиной около 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 ρ и явления гистерезиса. Поэтому такие экраны применимы только в тех случаях, когда с вносимыми 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 μ . В связи с этим существует ошибочное мнение о том, что μ листовой стали резко падает с повышением частоты, в то время как малое изменение индуктивности при внесении листовой стали в катушку вызывается не столько малым μ , 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 $\mu=12\,000$ для пермаллоя выбраны минимальными для того, чтобы получить ориентировочные сравнительные величины глубин проникновения. Для точных расчетов эти цифры не пригодны, так как существует много марок стали и пермаллоя с различными величинами μ , 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 им 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 поверхностном слое

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

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

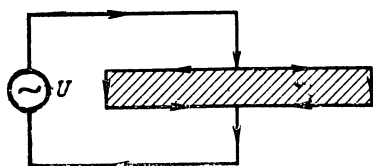


Рис. 2.10. Поверхностный эффект в идеально проводящей пластине, к которой приложено переменное напряжение.

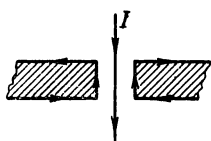


Рис. 2.11. Проводник с током, пропущенный через отверстие в ideally проводящем материале.

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, не могут существовать переменные электрические и магнитные поля. 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 мень-

шей 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.

2. Если через отверстие в пластине из идеального проводника (рис. 2.11) пропустить провод, несущий ток высокой частоты, то в пластине возбуждятся 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

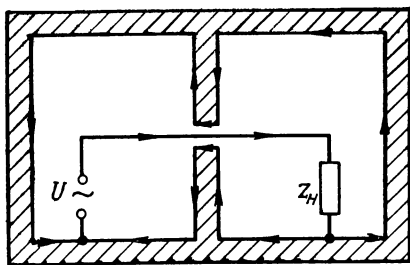


Рис. 2.12. Возникновение в экране блуждающих токов.



Рис. 2.13. Прохождение магнитного потока через отверстие.

блуждающие токи, создающие высокочастотные разности потенциалов между отдельными точками экрана.

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.

Из этих положений, а также из практических выводов, изложенных в конце § 2.2, следует, что если генератор высокой частоты вместе с его электропитанием заключен в экран из хорошо проводящего материала без отверстий с толщиной стенок примерно 1 мм, то снаружи экрана не будет ни электрического, ни магнитного поля.

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 крышки

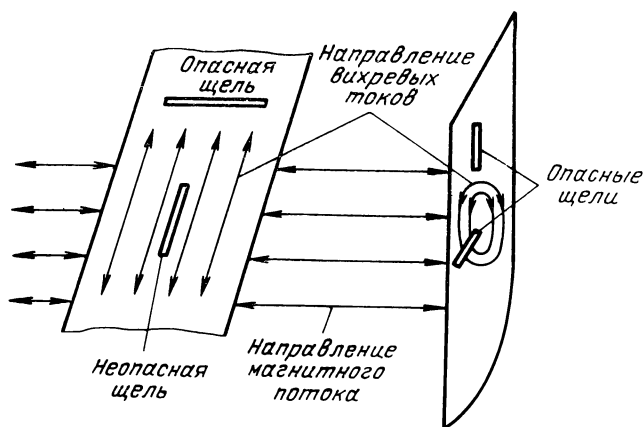


Рис. 2.14. Влияние длинных узких щелей в экране.

и экраны скреплять друг с другом и с корпусом прибора так, чтобы возможные щели не превосходили по длине $0,1\text{--}1,0\%$ длины волны. Это важно и для экранирования электрического поля, так как от качества контакта между частями экрана, определяющего разность потенциалов между ними, почти целиком зависит эффективность электрического экрана.

2.5. Конструкции крышек экранов

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 хо-

роший контакт по периметру в точках 1 и 6. При снятой крышке (рис. 2.15,а) источники наводки I , расположенные в отсеках А и Б, связаны с приемниками наводки $П$, расположенными в отсеках В и Г, через паразитные емкости C_1, C_2, C_3 и C_4 . Когда крышка надета (рис. 2.15,б), между ней и точками И и П образуются емкости C'_1, C'_2, C'_3 и C'_4 . 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.

На высоких и особенно ультравысоких частотах точки И и П 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 индуктивности $L_{2,1}$ 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 закрывание экранированных отсеков крышкой не только не ослабит паразитную связь, но даже увеличит ее, несмотря на хороший контакт между крышкой и общим корпусом.

Для устранения паразитной связи этого вида к крышке приклепывают пружинные контактные губки

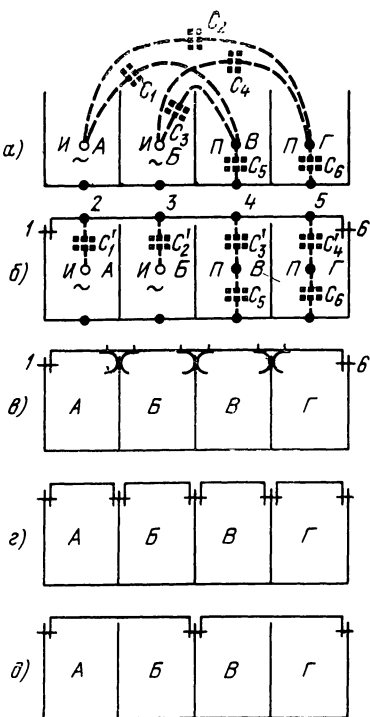


Рис. 2.15. Паразитная связь через общую крышку.

(рис. 2.15,в), обеспечивающие контакт с промежуточными перегородками почти по всему их периметру. Такое решение имеет следующие недостатки:

а) требуется точная установка перегородок и губок, чтобы обеспечить их сопряжение;

б) имеется опасность повреждения губок при надевании крышки;

в) для изготовления губок необходимо применять специальный хорошо пружинящий металл;

г) паразитная связь устраняется неполностью вследствие того, что участок, состоящий из четырех переход-

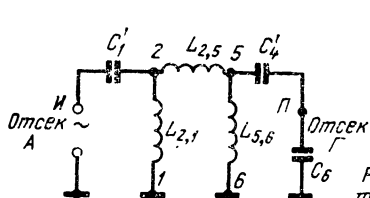


Рис. 2.16. Эквивалентная схема паразитной передачи напряжения через крышку.

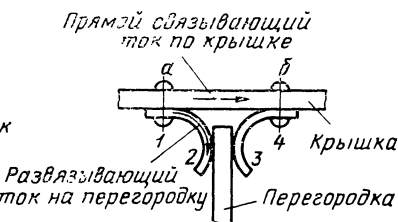


Рис. 2.17. Остаточная паразитная связь при соединении крышки с перегородкой контактными губками.

ных контактов 1, 2, 3 и 4 (рис. 2.17), шунтируется прямым участком крышки а—б.

От этих недостатков свободна конструкция, показанная на рис. 2.15,г, где 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.

В радиоэлектронной аппаратуре почти всегда имеются металлические крышки и другие части корпуса, служащие не для экранирования, а для крепления и предохранения от повреждений. При конструировании таких деталей необходимо учитывать, что они влияют на экранирование даже на самых низких частотах. Неудач-

ное размещение вблизи от источника и приемника наводки несоединенной с корпусом металлической детали может привести к паразитной связи через нее. Во избежание таких случайно возникающих фактов *следует обеспечивать надежный контакт с корпусом всех нетоконосущих деталей*. Съемные детали должны иметь по всему периметру соприкосновения металлическое покрытие, не подверженное коррозии. Несъемные детали лучше приваривать или припаивать. К соединению с помощью винтов и заклепок следует прибегать только в крайних случаях.

2.6. Экранирование проводов. Кабели

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 в находящихся вблизи деталях.

Применение провода с экранирующей металлической оболочкой, не соединенной с корпусом, никакого экранирующего эффекта не дает. Напряженность магнитного поля не изменится, так как в оболочке не могут возникнуть дополнительные токи, магнитное поле которых могло бы уменьшить

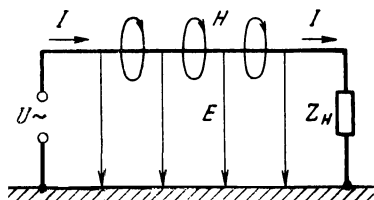


Рис. 2.18. Электрическое и магнитное поля в пространстве, окружающем провод.

поле, создаваемое основным током 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 электри-

ческое поле отсутствует. Такое соединение резко увеличивает емкостный ток, который протекает по цепи генератор — провод — оболочка — корпус — генератор минуя полезную нагрузку Z_n . 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 к корпусу. Соединение оболочки с корпусом в одной точке не освобождает окружающее пространство от магнитного поля.

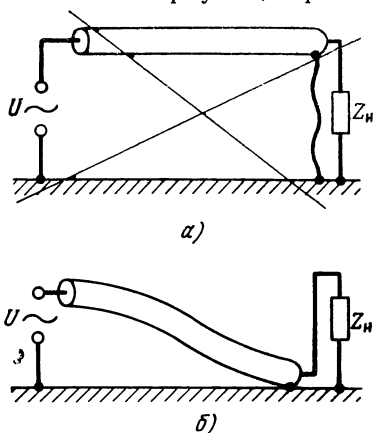


Рис. 2.19. Экранирование только электрического поля: плохое (а) и хорошее (б).

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

$$\Phi_{пр} - \Phi_{обр} = 0.$$

Для полного осуществления этого принципа необходимо, чтобы экранирующая оболочка была единственным соединением корпуса 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 минуя оболочку.

На высоких частотах из-за поверхностного эффекта обратный ток протекает в основном по внутренней поверхности оболочки. Величина его уменьшается по экспоненциальному закону по мере приближения к наружной поверхности (рис. 2.22). Чем выше частота, тем меньше глубина проникновения тока внутрь оболочки, тем мень-

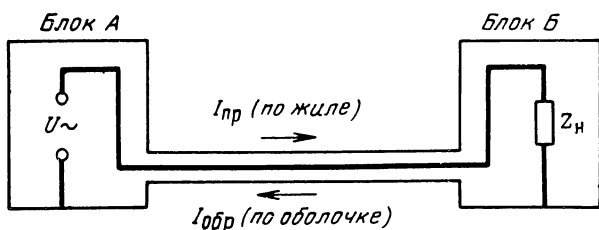


Рис. 2.20. Полное экранирование электрического и магнитного полей.

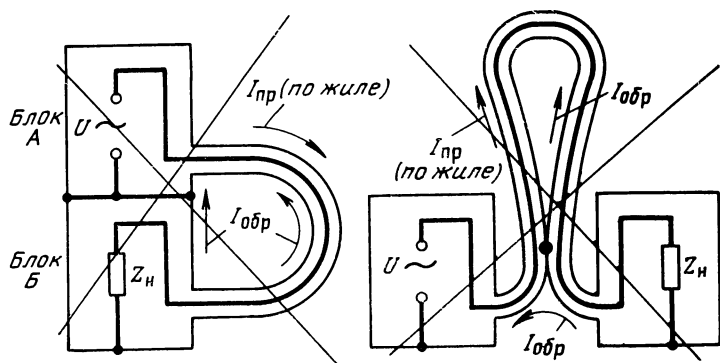


Рис. 2.21. Нарушение экранировки при замыкании корпусов приборов или экранирующей оболочки провода.

шая часть тока протекает по ее наружной поверхности и тем меньше проявляется эффект нарушения экранирования при наружном коротком замыкании оболочки (рис. 2.21). Практически, если глубина проникновения $x_{0,01}$ (см. табл. 2.1) меньше толщины стенок экранирующей оболочки, 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 замыка-

ния оболочки на частотах выше 10 МГц почти не наблюдается.

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 большей частью нежелательно, за исключением случаев экранирования проводов питания, когда эта емкость оказывается включенной параллельно емкости блокировочного конденсатора.

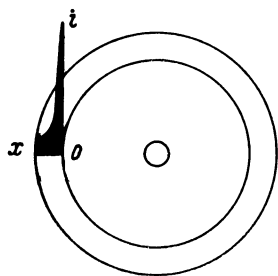


Рис. 2.22. Распределение плотности тока по экранирующей оболочке.

Экранированные провода 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 спектра частот. 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, могущих привести к искажению формы сигналов, 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 устранения паразитных связей, 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 в основном для соединения отдельных блоков и узлов друг с другом. В этом случае экранирование проводов позволяет:

а) освободиться от взаимных паразитных наводок внутри устройства, состоящего из нескольких блоков;

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

в) предохранить от паразитных наводок приборы, находящиеся в пространстве, окружающем 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 или проложены параллельно на небольшом расстоянии. Такая линия действует хорошо, если по обоим проводам протекают в противоположные стороны одинаковые токи.

2.7. Экранирование высокочастотных катушек

При экранировании высокочастотных катушек приходится рассматривать не только полезный экранирующий эффект экрана, но и вредное его действие, заключающееся в увеличении потерь катушки и в уменьшении ее индуктивности. Рассматривая материал и конструкцию экрана с этой точки зрения, можно, не вдаваясь в подробности, установить, что вносимые им потери будут возрастать с увеличением удельного сопротивления ρ материала экрана и с уменьшением расстояния между экраном и экранируемой катушкой. Поэтому в тех случаях, когда эквивалентное затухание контура d_2 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.

Экранированию катушек посвящена обширная литература, список которой приведен в «Справочнике по радиотехнике» [2].

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 $D_{\text{эк}}$ 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

$$D_{\text{эк}} = 1,2 a.$$

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

$$D_{\text{эк мин}} = 2D_{\text{кат}},$$

$$l_{\text{эк мин}} = l_{\text{кат}} + D_{\text{кат}}.$$

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

$$3D_{\text{кат}} > l_{\text{кат}} > D_{\text{кат}}.$$

Дополнительные потери, вносимые экраном, эквивалентны включению в катушку последовательно сопротивления $R_{\text{эк}}$, величина которого пропорциональна корню квадратному из частоты и удельной проводимости материала экрана. Эти потери удобно оценивать вносимым дополнительным затуханием $d_{\text{эк}} = R_{\text{эк}}/\omega L$, которое будет обратно пропорционально корню квадратному из ча-

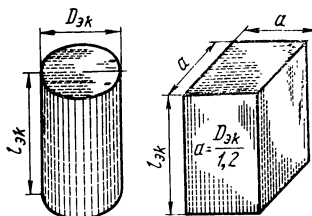


Рис. 2.23. Эквивалентные размеры цилиндрического и прямоугольного экранов.

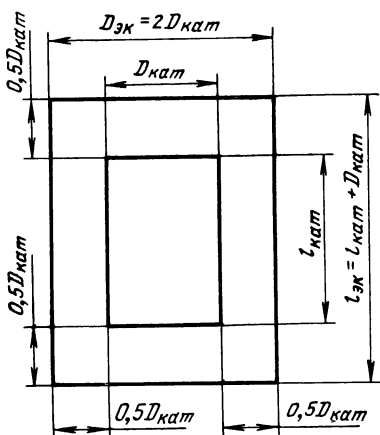


Рис. 2.24. Размеры катушки и экрана.

стоты 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 $d_{\text{эк}} = 3 \cdot 10^{-4}$ [1]. Это приводит к выражению, позволяющему ориентировочно оценить затухание, вносимое экраном:

$$d_{\text{эк}} = 3 \cdot 10^{-4} \sqrt{\frac{1 \text{ МГц}}{f}} \sqrt{\frac{\rho}{\rho_{\text{м}}}}. \quad (2.6)$$

Здесь $\rho/\rho_{\text{м}}$ — отношение удельной проводимости примененного металла к удельной проводимости меди; $1 \text{ МГц}/f$ — 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 получаем, что затухание ее ухудшится всего на $3 \cdot 10^{-4} / 1 \cdot 10^{-2} = 3 \cdot 10^{-2} = 3\%$.

Катушки индуктивности создают магнитный поток, направленный определенным образом, что следует учитывать при установке экранов и проектирования 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 экра-



Рис. 2.25. Расположение щелей для вывода проводов из экранированной катушки.

нирования катушек и указаны допустимые и недопустимые направления щелей.

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 изготавливают 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.

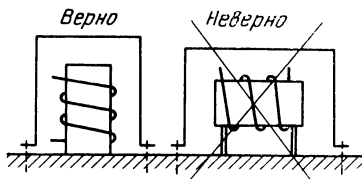


Рис. 2.26. Надевание экранов на катушки.

2.8. 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 μ 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 с учетом экранирующих свойств магнитопровода. В частности, нужно учесть, что минимальное рассеивание имеют трансформаторы и дроссели с тороидальными сердечниками.

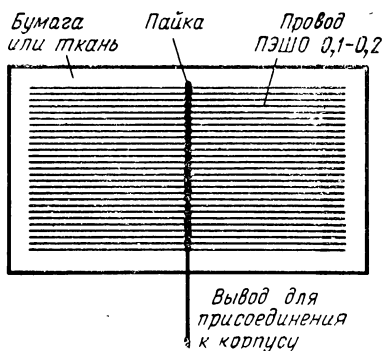


Рис. 2.27. Электростатический экран, пропускающий магнитное поле.

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]. При снятии 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_a , наводимая в той же обмотке при экранировании трансформатора медной, пермаллюевой или стальной прямоугольной коробкой. Под эффективностью экранирования принимается отношение этих э. д. с., выраженное в децибелах и равное $20 \lg E_0/E_a$.

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 коробки для трансформаторов следует рассматривать не как экран, а как защиту трансформатора от механических повреждений.

Для трансформаторов и дросселей, работающих при частоте сети 50 Гц, отдельный медный или алюминиевый экран совершенно не эффективен. Несмотря на это, Н. И. Амосенко и Д. М. Мулин [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 можно объяснить тем, что алюминиевый виток являлся вторым экраном после стального сердечника трансформатора. Поэтому здесь имелся

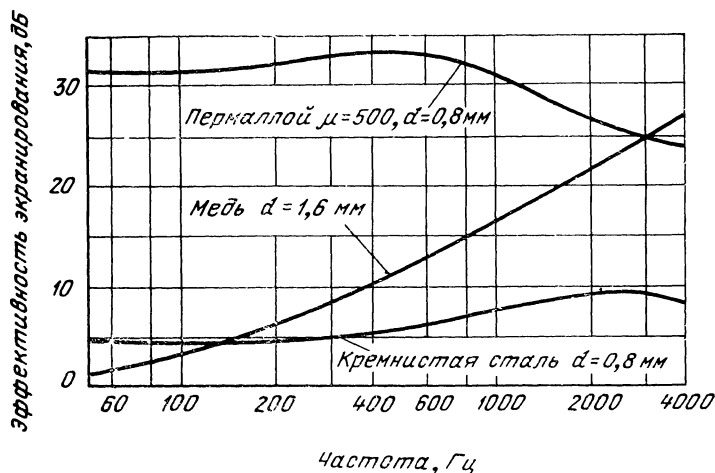


Рис. 2.28. Эффективность экранирования низких частот различными материалами.

двухслойный экран в комбинации сталь — алюминий, дающий повышенную эффективность экранирования, что показано ниже. Возможно, что алюминиевый виток действовал не на магнитное поле, а устранял паразитную емкостную связь обмоток трансформатора с электродами трубки, которую ошибочно сочли магнитной связью. В практике автора был подобный случай паразитной связи на частоте сети 400 Гц.

Во всем диапазоне низких частот 50—4000 Гц хорошо действует экран из пермаллоя и других специальных сортов ферромагнитных материалов с высокой магнитной проницаемостью μ и малым удельным сопротивлением ρ . 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. В такой конструкции имеется двойной экран: первым, внутренним экраном является сердечник трансформатора, а остаточное поле рассеивания экранируется наружной коробкой. Так же действуют многослойные экраны с воздушными зазорами, дающие высокую эффективность экранирования. Для постоянного магнитного поля (рис. 2.30) два concentрических цилиндра из ферромагнитного материала $\mu=5000$ при неизменной суммар-

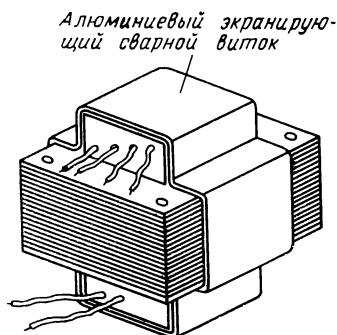


Рис. 2.29. Экранирование силового трансформатора короткозамкнутым алюминиевым витком.

ной толщине экрана p дают максимальную эффективность экранирования, если зазор составляет примерно $\frac{1}{3}$ от толщины экрана p . Выигрыш, даваемый зазором, тем больше, чем толще экран. Так, при $p=1,3$ мм он почти незаметен, а при $p=25$ 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]

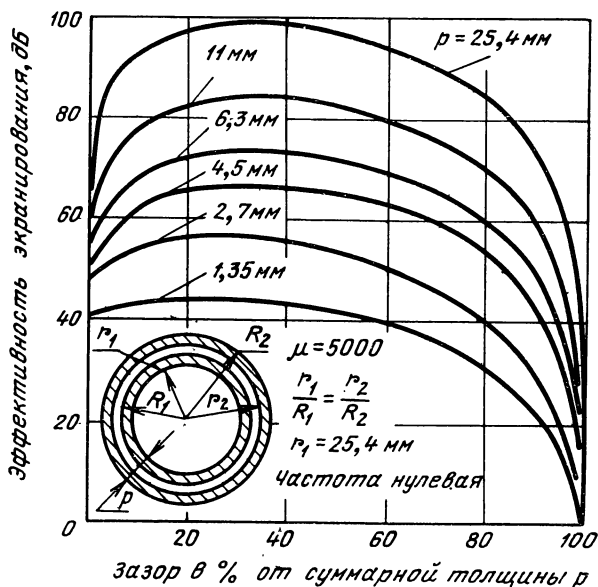


Рис. 2.30. Эффективность экранирования двумя concentрическими цилиндрами в зависимости от воздушного зазора.

для двухслойного сферического магнитостатического экрана с воздушным зазором.

Наилучший экранирующий эффект в диапазоне частот 3—100 кГц дает многослойный экран без воздушных зазоров, выполненный из разных металлов — 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 максимальная эффективность экранирования, при тех же размерах слоев, получается на 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.

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

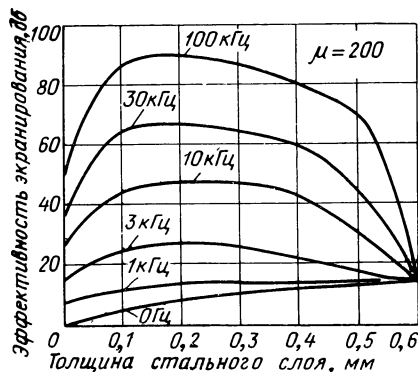


Рис. 2.31. Эффективность экранирования трехслойным экраном медь—сталь—медь при суммарной толщине $p=0,6$ мм в зависимости от толщины стального слоя (по Кадену).

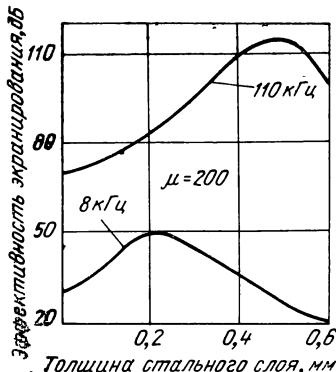


Рис. 2.32. Эффективность экранирования трехслойным экраном медь—сталь—медь при суммарной толщине $p=0,6$ мм в зависимости от толщины стального слоя (по Гродневу и Сергейчуку).

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.

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 μ , 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.

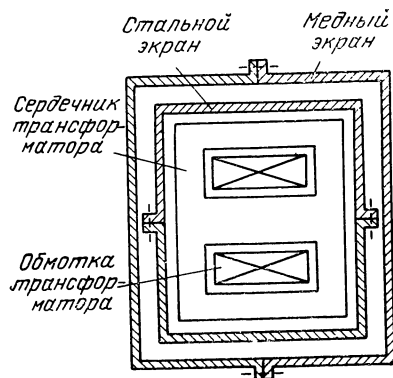


Рис. 2.33. Экранирование входного трансформатора медно-стальным экраном.

Приведенные в настоящем параграфе сведения об экранировании трансформаторов многослойными экранами относятся к широко применявшейся ранее Ш-образной конструкции сердечника. Возможно, что переход к современному тороидальному трансформатору с меньшим рассеиванием позволил бы упростить экран или обойтись без него.

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, прокладываемой 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.

2.9. 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 теоретически невозможно. Практически для полного экранирования достаточно снизить напряжение между проводом и экраном до пороговой чувствительности обнаруживающего прибора. Такое «полное» экранирование, особенно если оно проводится в широком спектре частот, требует применения сложных электрических фильтров для каждого провода, выходящего из экранированного отсека, что усложняет и удорожает прибор. В то же время высокая степень экранирования отдельных частей прибора или приборов в целом обычно не является обязательной.

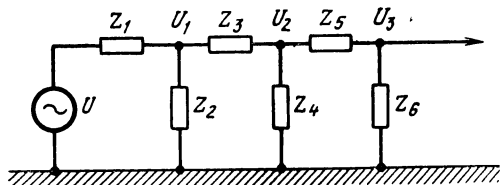


Рис. 2.34. Общая схема фильтрующей цепи.

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, \dots , включенных последовательно в один из проводов (рис. 2.34), и сопротивлений Z_2, Z_4, Z_6, \dots , 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 последовательно включенных 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 уменьшается 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 непроволочные постоянные резисторы или катушки индуктивности. Непроволочные резисторы удобны тем, что величина их сопротивления в основном не зависит от частоты. Кроме того, непроволочные резисторы имеют небольшие размеры и дешевы. Применение резисторов в фильтрующих ячейках ограничивается падением на них напряжений не только частот, подлежащих фильтрации, но и напряжений тех частот, для передачи которых предназначены выходящие из экрана провода. Поэтому резисторы 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 становится емкостным и с повышением частоты падает. При дальнейшем повышении частоты дроссель, как и любая другая цепь сраспределенными 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.

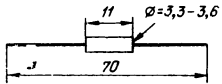
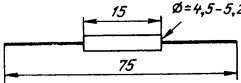
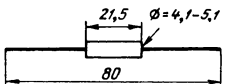
Чаще применяются однослойные дроссели, наматываемые на стержени из магнитодиэлектрика. Такие дроссели имеют при той же индуктивности значительно меньшие размеры, чем дроссели без сердечника. В табл. 2.2 приведены данные однослойных дросселей с сердечниками.

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 улучшает 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 высокочастотного дросселя включать блокирующий конденсатор.

Через первый конденсатор фильтра со стороны источника наводки протекает максимальный ток, величина которого определяется внутренним сопротивлением источника. Как показано в следующем параграфе, этот ток при неудачном монтаже может нарушить работу фильтра. Поэтому на более низких частотах можно обходиться без первого конденсатора и начинать фильтр с дросселя, если заведомо известно, что собственная резонансная частота дросселя вместе с соединительным проводом, индуктивностями источника и всеми паразитными емкостями будет выше фильтруемой частоты.

ТАБЛИЦА 2.2

Высокочастотные дроссели для фильтрующих цепей

Размеры, мм	Индуктивность, мкГ	Максимальный ток, А	Сопротивление постоянному току, не более Ом	Собственная частота, МГц
Группа $l = 11$ мм 	1,0	1,2	0,1	280
	2,0	1,2	0,14	200
	5,0	1,2	0,35	125
	10	0,6	0,8	90
	15	0,15	1,45	70
	20	0,15	2,4	56
	25	0,1	4,5	50
	30	0,1	6,0	45
	50	0,1	11,0	35
	80	0,1	15,0	28
Группа $l = 15$ мм 	1,0	2,0	0,04	200
	2,0	2,0	0,06	140
	5,0	2,0	0,11	90
	10	1,2	0,27	65
	15	1,6	0,48	52
	20	0,3	0,91	45
	30	0,15	1,7	37
	50	0,15	3,2	28
	100	0,1	11,3	20
	150	0,1	22,0	18
	200	0,1	28,0	15
Группа $l = 21,5$ мм 	50	0,6	0,65	40
	100	0,4	1,2	26
	200	0,2	3,4	18
	250	0,1	5,1	16
	300	0,1	7,5	15
	400	0,1	10,5	13
	500	0,1	15,5	11,5

В качестве параллельных сопротивлений (Z_2, Z_4, \dots , рис. 2.34) 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 на высоком напряжении, то следует применять максимально допустимые индуктивности или сопротивления 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. Это положение, очевидно, не относится к тем случаям, когда дополнительные детали, узлы и блоки включаются для повышения надежности.

2.10. Монтаж фильтрующих ячеек

Рациональный монтаж фильтрующих ячеек имеет первостепенное значение. 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 $f=6$ МГц. Данные фильтра: $L_1=L_2=L=100$ мкГ; $C_1=C_2=C=0,05$ мкФ; внутреннее сопротивление генератора $R_{вн}=100$ Ом.

Рассчитаем коэффициент ослабления:

$$M = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4 Z_6} = \omega^5 C^3 L^2 R_{вн} = \\ = (2\pi)^5 \cdot 6^5 \cdot 10^{30} \cdot 5^3 \cdot 10^{-24} \cdot 10^{-8} \cdot 10^2 \approx 10^{10}.$$

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 мкГ (см.

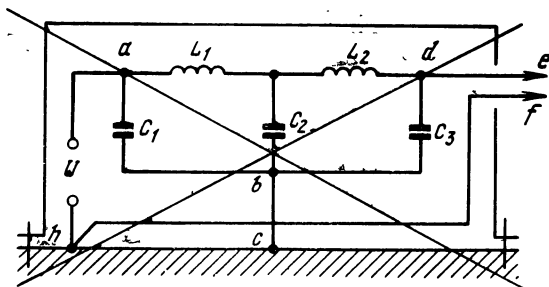


Рис. 2.35. Неверный монтаж двухъячеечного фильтра.

табл. 1.1) и сопротивление $\omega L_{вс}=1$ Ом. При внутреннем сопротивлении генератора 100 Ом, пренебрегая сопротивлением конденсатора $1/\omega C_1 \approx 0,5$ 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 будет равен 100. Таким образом, из-за влияния только одного неправильно смонтированного участка bc ослабление фильтра уменьшается в 10^8 раз. Отключение конденсатора C_1 при данном неудачном монтаже улучшит работу фильтра, так как ток через участок

bc уменьшится в

$$\sqrt{\omega^2 L_1^2 + R_{\text{вн}}^2} / R_{\text{вн}} = \\ = \sqrt{4\pi^2 \cdot 36 \cdot 10^{12} \cdot 10^4 \cdot 10^{-12} + 100^2} / 100 = 38 \text{ раз.}$$

2. Между дросселями L_1 и L_2 имеется индуктивная связь. Ток, проходящий по дросселю L_1 , возбudit 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 фильтра. Легко подсчитать, что при паразитной емкости 0,005 пФ коэффициент ослабления фильтра снизится с 10^{10} до 10^7 , т. е. ухудшится в 1000 раз.

4. Неправильно выполнен монтаж конденсаторов, следовательно с которыми включены большие куски мон-

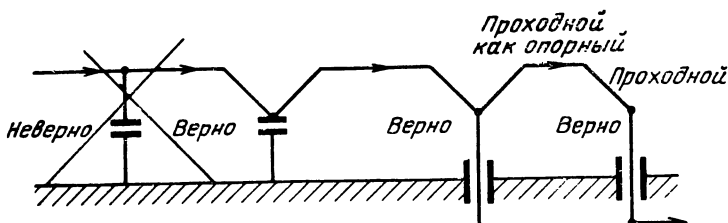


Рис. 2.36. Верный и неверный монтаж фильтрующего конденсатора.

тажного провода. Так как сопротивление емкостной ветви равно 0,5 Ом, а индуктивное сопротивление 1 см монтажного провода равно 0,3 Ом, то достаточно сделать длину соединительных концов равной 2—3 см, чтобы сопротивление емкостной ветви увеличилось по сравнению с расчетным и величина M уменьшилась.

На рис. 2.36 отдельно показаны верный и неверный монтаж конденсаторов. Варианты с использованием проходных конденсаторов на проход и в качестве опоры удобны и дают высокую степень фильтрации, но занимают довольно много места.

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, не только основной токонесящий провод l оказывается под потенциалом высокой частоты, но и провод, присоединенный к корпусу.

На рис. 2.37, а, б, в показаны варианты правильного выполнения монтажа двухъячеечного фильтра. В вариантах б) и в) экраном между дросселями служит шасси

прибора, что позволяет обходиться без дополнительных перегородок.

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 из-за поверхностного эффекта тока, протекающие по корпусу прибора,

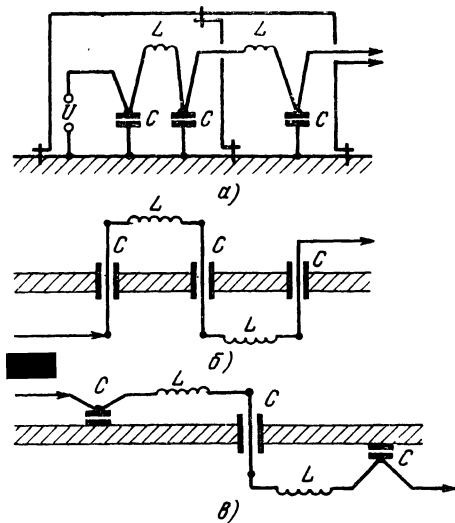


Рис. 2.37. Правильный монтаж двухъячеечного фильтра.

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, чтобы выполнить одноточечное присоединение, приходится удлинять выводы конденсаторов, что ухудшает действие фильтра. Вообще в литературе [30, 31], и особенно 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-

ного тока, возникающего за счет паразитных емкостей и 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 неучитываемую и нежелательную связь вида, показанного на рис. 2.35 (участок *bc*). Поэтому лучше всего каждое присоединение к корпусу делать на отдельном лепестке, особенно на частотах выше 10—30 МГц.

Иногда приходится прокладывать параллельно несколько фильтруемых цепей. Если они относятся к одному источнику помехи, то разность потенциалов между

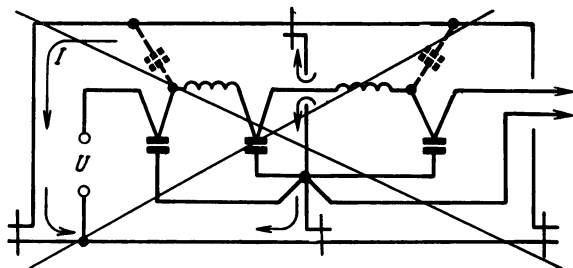


Рис. 2.38. Неверный монтаж фильтра с одноточечным присоединением к корпусу.

соседними деталями различных цепей близка к нулю. В этом случае можно не бояться перекрестных наводок и устанавливать детали рядом без дополнительных экранов. В противном случае следует оберегать различные фильтрующие цепи от взаимных наводок.

2.11. Экранирование и охлаждение усилительных приборов

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.

Маломощные транзисторы размещаются внутри экранированных отсеков так же, как сверхминиатюрные лампы. Тепловой их режим легче, чем ламп, из-за отсутствия накала и меньшего напряжения основного питания. Поэтому в первую очередь здесь рассматриваются вопросы, связанные с экранированием ламп.

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 нагрева 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 °C.

Отвод тепла от баллона лампы возможен тремя способами.

1. 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 источника 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 расти и температура баллона $T_{бал}$. При этом чем выше $T_{ок}$, тем меньшая разность $T_{бал} - T_{ок}$ обеспечивает необ-

ходимую теплоотдачу. Пусть, например, при окружающей температуре $+27^{\circ}\text{C}$ ($T_{\text{ок}}=300\text{ K}$) температура баллона превышает окружающую на 100°C ($T_{\text{бал}}=400\text{ K}$).

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

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

т. е. повысится всего на 24°C .

Теплопередача лучеиспусканием пропорциональна безразмерному коэффициенту ϵ , определяющему степень черноты полного излучения охлаждаемого тела. Этот коэффициент зависит от материала, способа его обработки и температуры охлаждаемой поверхности. Наименьшая степень черноты ($\epsilon=0,02 \div 0,09$) и, следовательно, наихудшая теплоотдача лучеиспусканием у блестящих полированных поверхностей цветных металлов. Среднюю степень черноты ($\epsilon=0,5 \div 0,7$) имеют матовые и окисленные поверхности различных металлов, а наибольшую — черные лаки и масляные краски различных цветов, для которых коэффициент ϵ лежит в пределах $0,88—0,98$.

Подробные данные по теплопередаче лучеиспусканием для разных 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 удельного 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 отводящими тепло телом. Теплопередача этим способом пропорциональна коэффициенту теплопроводности тела, отводящего тепло, который характеризуется следующими значениями (ккал/м·ч· $^{\circ}\text{C}$): 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.

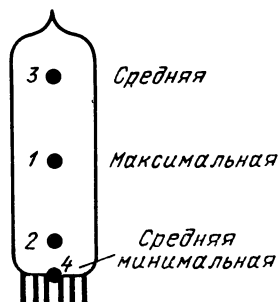


Рис. 2.39. Распределение температур на баллоне лампы.

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 охлаждаться 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 повышение температуры самой горячей точки баллона над окружающей уменьшается примерно на 10° на каждые 30°C 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°C , при подъеме на вторые 6000 м — на 20°C . Происходит это из-за ухудшения условий естественного конвекционного охлаждения в разреженной среде.

3. При изменении положения лампы с вертикального на горизонтальное температура баллона повышается на $10\text{--}30^\circ\text{C}$ из-за меньшей обтекаемости лампы естественным конвекционным потоком воздуха.

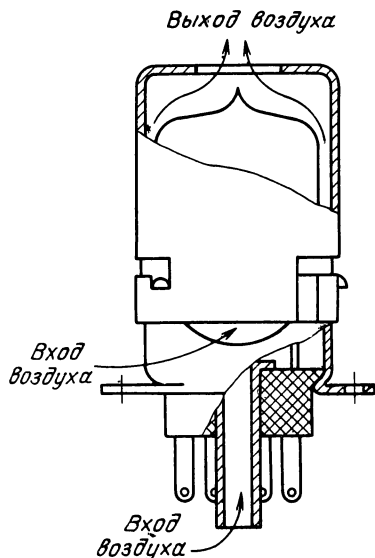


Рис. 2.40. Экран для пальчиковой лампы с отверстиями для охлаждения путем естественной конвекции воздуха.

4. Приближение лампы к боковым стенкам кожуха и окружение ее другими горячими лампами повышает 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 экран-пирующем 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 экран-пирующем пистоне. Воздух в экране застаивается, и теряется смысл верхнего выходного отверстия. В результате экраны работают 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 приваренных) 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 тоже без экрана.

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

Экран обычной 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 охлаж-

дении лампы участвует весь корпус прибора. При хорошей его теплопроводности и обеспечении хороших теплопроводящих контактов температура баллона мало отличается от температуры шасси и оказывается ниже температуры баллона без экрана. Таким образом,

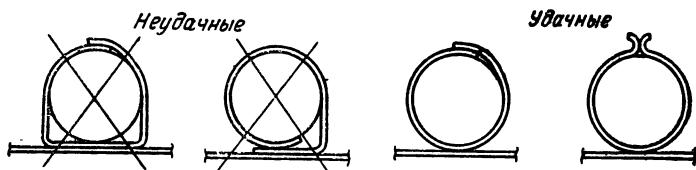


Рис. 2.41. Конфигурации экранов для сверхминиатюрных ламп.

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.

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

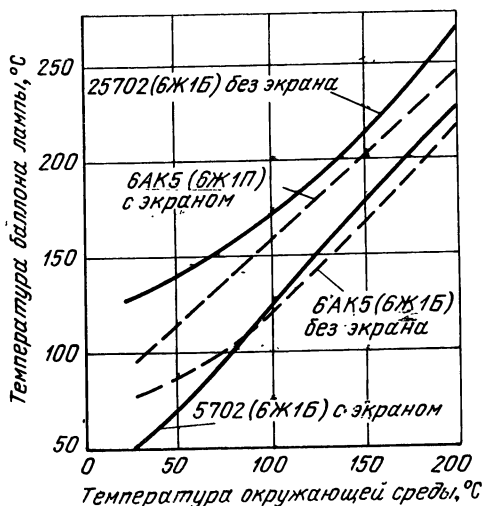


Рис. 2.42. Температура баллонов пальчиковой лампы 6АК5 (аналог 6Ж1П) и сверхминиатюрной лампы 5702 (аналог 6Ж1Б) в экране и без экрана.

местах может привести к местным перегревам из-за плохой теплопроводности стекла. На рис. 2.41 показаны удачные и неудачные конфигурации экранов.

2. Для хорошей передачи тепла от экрана к шасси недостаточно соединять его с шасси в нескольких точках заклепками. Чтобы увеличить поверхность, через которую передается тепло, экран нужно припаивать или приваривать к шасси. При этом температура баллона будет на 15—20 °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 эффективное 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,а) 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,б). 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 в основном для отвода тепла от шасси, что упрощает задачу и дает экономично 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.*

Условия экранирования и охлаждения маломощных транзисторов близки к рассмотренным выше. Находясь в тесном отсеке, часто вместе с нагревающими резисторами, транзистор не может охлаждаться за счет естественной и принудительной конвекции. Если он подвешен внутри отсека и не соприкасается с металлическими стенками экрана, то охлаждение происходит только за счет лучеиспускания и может привести к значительным местным перегревам. Единственным известным способом увеличения теплоотвода является обеспечение хорошего теплопроводящего контакта между корпусом

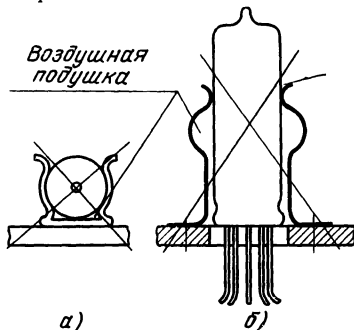


Рис. 2.43. Неудачные конструкции держателей для сверхминиатюрных ламп.

экранируемого транзистора и корпусом прибора или узла. Проще всего это осуществляется приклеивкой транзистора к корпусу узла специальным теплопроводящим клеем, состоящим из графитового порошка с эпоксидной смолой. В такой конструкции температура транзистора будет немного выше температуры корпуса узла, который и является радиатором, охлаждающим все находящиеся внутри него транзисторы. Для увеличения теплоотдачи применимы любые средства: обдув, дополнительные ребра или штыри на корпусе узла и др.

Мощные транзисторы, требующие специального охлаждения, большей частью применяются без экранирования с радиаторами различных конструкций [35]. В редких случаях, когда необходимо экранировать мощный высокочастотный транзистор, следует учитывать, что отдельный радиатор, изолированный от корпуса, не дает экранирующего эффекта. Также нарушает экранирование изоляция болтов, соединяющих корпус транзистора с радиатором. Если в транзисторе все электроды изолированы от корпуса, то корпус транзистора следует соединить болтами с корпусом узла, используя заполнитель, имеющий высокую теплопроводность. Корпус узла и будет основным радиатором мощного транзистора, поверхность охлаждения которого при необходимости можно увеличить. При этом схему включения транзистора можно применять любую. Если же один из электродов транзистора соединен с его корпусом, то при том же способе соединения корпусов транзистора и узла придется принять определенную схему включения и питания транзистора, даже если она не будет обеспечивать оптимальную снимаемую мощность и коэффициент усиления.

2.12. Постановка задачи при экранировании усилителей и радиоприемников

Экранирование усилителей и радиоприемников преследует две основные цели: 1) защиту экранируемого устройства от влияний

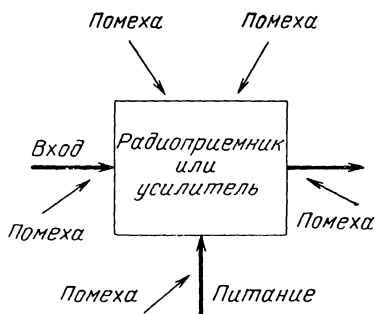


Рис. 2.44. Пути проникновения помех в радиоприемник или усилитель.

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, 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 необходимо весьма тщательное экранирование электростатических и магнитных полей с применением фильтрующих цепей для всех проводов, выходящих за пределы экранов. 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 частотах, 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 неоправдано. 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 следующих главах.

Глава 3

ВНУТРЕННИЕ ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

3.1. Влияние паразитных обратных связей на работу усилителей

Разработка усилителя так же, как и большинства радиоэлектронных приборов, разбивается на два этапа: проектирование и экспериментальная доводка. Разброс параметров транзисторов, 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 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 группы.

К первой группе относятся обратные связи, возникающие через усилительный прибор — транзистор или электронную лампу. Эту группу называют *внутренними обратными связями*.

Ко второй группе относятся *внешние обратные связи*, возникающие вследствие несовершенного экранирования отдельных каскадов усилителя друг от друга.

Ниже подробно рассматриваются причины возникновения и методы борьбы с обеими группами нежелательных обратных связей.

Внутренние обратные связи неизбежно присутствуют в любом усилителе, поскольку во всех усилительных приборах имеется связь между выходом и входом. Анализ устойчивости систем с обратной связью посвящено большое число работ. Имеется несколько критериев устойчивости: Гурвица, Найквиста, Михайлова, которыми в усилительной технике пользуются только для усложненных теоретических выводов, но не для конкретных расчетов. Причина этого кроется как в сложности расчетов, так и в том, что указанные критерии позволяют определить только отсутствие генерации системы. В усилителях же необходимо не только отсутствие генерации, но и отсутствие существенного влияния паразитных связей на все показатели усилителя.

В усилительной технике давно принято судить о влиянии внутренних паразитных обратных связей по влиянию входного сопротивления или входной проводимости нагруженного усилительного прибора на подключаемые к его входу цепи. Этот метод, называемый в последнее время «иммитансным * критерием устойчивости», неоднократно вызывал критические замечания ряда авторов, указывающих на его нестрогость. В работе А. А. Куликовского [36] приведен подробный анализ всех критериев устойчивости. Там доказывается, что для систем с одной петлей обратной связи, к которым можно отнести электронные лампы, транзисторы двуполярные и транзисторы полевые, применение иммитансного критерия вполне допустимо. О влиянии внутренней обратной связи можно также судить по изменению величины коэффициента усиления, которое определяется «обратной разностью» $1 - \beta K$. Оба метода дают одинаковые результаты и, по

* Иммитанс — термин, обобщающий понятия сопротивления и проводимости.

традиции, внутренняя паразитная обратная связь рассматривается здесь на базе анализа входного сопротивления или проводимости усилительных приборов.

Влияние внутренней обратной связи на работу усилителей различных типов разбирается во всех курсах радиоприемных и усилительных устройств, а также в ряде книг по высокочастотным усилителям, указанных в списке литературы. Рассматривая весь этот обширный материал, автор столкнулся с тем, что отдельные формулы для различных вариантов ламповых и транзисторных усилителей не согласуются друг с другом. Больше того, некоторые выводы и формулы противоречат опыту и физическим представлениям, некоторые выкладки сомнительны, крайне усложнены и затуманены введением новых не общепринятых обозначений. Здесь делается попытка упорядочения всего этого материала с доведением его до простых, физически понятных расчетных формул для различных схем включения ламп и транзисторов.

Решая эту задачу, автор счел полезным в первых параграфах настоящей главы дать простейший частный разбор внутренней обратной связи в некоторых вариантах ламповых усилителей. В дальнейшем тексте дается обобщенное рассмотрение внутренней обратной связи в ламповых и транзисторных усилителях на базе анализа четырехполюсников. Формулы для расчета отдельных вариантов усилителей оказываются частными случаями общих формул и наличие готовых решений для части ламповых усилителей позволяет проверить правильность вывода общих формул.

С той же целью автор постарался максимально упростить изложение и не загромождать его разбором второстепенных факторов. Делается это в ущерб точности, но высокая точность и не требуется, когда имеешь дело с такими неточными приборами, как лампы и транзисторы.

Коэффициент усиления по напряжению каскада определяется обычно как отношение напряжения на входе последующего прибора к напряжению на входе предыдущего усилительного прибора. Этот коэффициент усиления зависит от нескольких факторов: от усилительных свойств самого прибора; коэффициента передачи (трансформации или деления) цепи, связывающей выход прибора со входом следующего прибора; от входного

иммитанса следующего прибора. Внутренняя обратная связь целиком определяется разностью потенциалов, приложенной к проводимости обратной связи \dot{y}_{12} , которая, в свою очередь, зависит от коэффициента усиления усилительного прибора, измеряемого от анода до сетки или от коллектора до базы и т. д., а не от коэффициента усиления каскада. Занимаясь здесь расчетом влияния внутренней обратной связи, будем всегда иметь в виду коэффициент усиления только усилительного прибора, относя все другие элементы к расчету каскада. Это позволяет еще больше упростить выкладки и результаты с тем, чтобы не потерять в процессе выводов физический смысл явлений.

Как показано в следующей главе, внешние паразитные обратные связи в усилителе могут быть снижены до любой малой величины при рациональной конструкции его.

В настоящей главе рассматриваются только неизбежные внутренние обратные связи в предположении, что внешние связи заметного влияния на работу усилителя не оказывают. Такое разделение, введенное более 30 лет назад [15], резко упрощает проблему и позволяет легко перейти к инженерному проектированию усилителя. В литературе [46] имеется и совместное рассмотрение обоих видов паразитных обратных связей на работу усилителей, пользоваться которым для проектирования и экспериментальной доводки усилителей затруднительно.

3.2. Входное сопротивление электронной лампы

При подключении цепи сетки лампы к источнику входного напряжения $U_{вх}$ этот источник нагружается (рис. 3.1) эквивалентным активным сопротивлением $R_{вх}$ и эквивалентной входной емкостью $C_{вх}$. 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 время пролета электронов в промежутках катод — сетка — анод можно не принимать во внимание и учитывать только влияние на сеточную цепь внутриламповых емкостей. Это означает, что здесь для упрощения

не будут рассматриваться особенности работы электронных ламп в диапазоне дециметровых волн.

Для анализа входного сопротивления лампы в режиме слабого сигнала определяют ток $I_{вх}$ (рис. 3.2), который протекает во входной цепи лампы, разветвляясь на два тока: $I'_{вх}$, протекающий по цепи сетка — катод через емкость C_{gk} , и $I''_{вх}$, протекающий по цепи сетка — анод через емкость C_{ga} .

Емкость C_{gk} находится под разностью потенциалов

$$\dot{U}_{вх} - \dot{U}_k = \dot{U}_{вх} - \dot{K}_k \dot{U}_{вх} = \dot{U}_{вх} (1 - \dot{K}_k),$$

где $\dot{K}_k = \dot{U}_k / \dot{U}_{вх}$ — комплексный коэффициент усиления каскада от сетки до катода с учетом разности фаз меж-

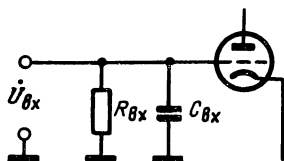


Рис. 3.1. Входная емкость и входное активное сопротивление лампы.

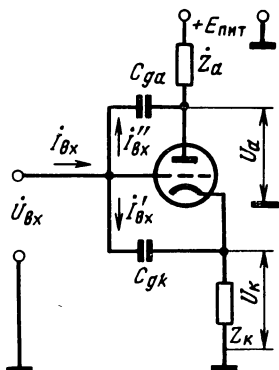


Рис. 3.2. К расчету входного сопротивления триода.

ду этими напряжениями. Эта разность потенциалов вызовет через емкость C_{gk} ток

$$I'_{вх} = \dot{U}_{вх} j\omega C_{gk} (1 - \dot{K}_k).$$

Емкость C_{ga} находится под разностью потенциалов

$$\dot{U}_{вх} - \dot{U}_a = \dot{U}_{вх} - (-\dot{K}_a \dot{U}_{вх}) = \dot{U}_{вх} (1 + \dot{K}_a),$$

где $\dot{K}_a = -(\dot{U}_a / \dot{U}_{вх})$ — комплексный коэффициент усиления каскада от сетки до анода с учетом разности фаз между этими напряжениями, за исключением поворота фазы на 180° , создаваемого электронным током лампы.

Эта разность потенциалов вызовет через емкость C_{ga} ток

$$I''_{вх} = \dot{U}_{вх} j \omega C_{ga} (1 + \dot{K}_a).$$

Суммарный ток во входной цепи лампы будет

$$I_{вх} = I'_{вх} + I''_{вх} = \dot{U}_{вх} j \omega [C_{gh} (1 - \dot{K}_h) + C_{ga} (1 + \dot{K}_a)].$$

Отсюда следует, что входное сопротивление лампы с нагрузкой в аноде и в катode равно

$$\dot{Z}_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{I_{вх}} = \frac{1}{j \omega [C_{gh} (1 - \dot{K}_h) + C_{ga} (1 + \dot{K}_a)]}. \quad (3.1)$$

Комплексные коэффициенты усиления \dot{K}_h и \dot{K}_a можно представить в тригонометрической форме:

$$\dot{K}_h = K_h \cos \varphi_h + j K_h \sin \varphi_h$$

и

$$\dot{K}_a = K_a \cos \varphi_a + j K_a \sin \varphi_a,$$

где K_h и K_a — модули коэффициентов усиления по катоду и аноду; φ_h и φ_a — фазовые углы этих коэффициен-

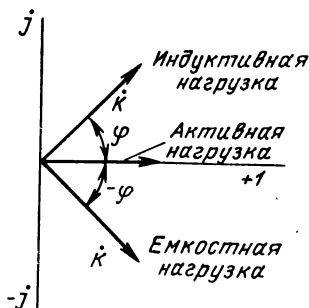


Рис. 3.3. Фазовый угол коэффициента усиления.

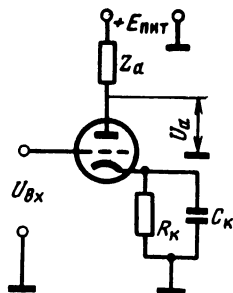


Рис. 3.4. Усилитель низкой частоты или видеоусилитель.

тов, зависящие от характера нагрузок в цепях анода и катода (рис. 3.3).

Подставляя эти соотношения 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

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

Отсюда находим окончательные выражения для входной емкости лампы

$$C_{вх} = C_{gh}(1 - K_k \cos \varphi_k) + \\ + C_{ga}(1 + K_a \cos \varphi_a) \quad (3.2)$$

и для входного активного сопротивления

$$R_{вх} = \frac{1}{\omega C_{gh}K_k \sin \varphi_k - \omega C_{ga}K_a \sin \varphi_a}. \quad (3.3)$$

3.3. Влияние внутренних обратных связей на работу ламповых усилителей низкой частоты, видеоусилителей и катодных повторителей

В резистивных усилителях низкой частоты и в некорректированных видеоусилителях анодная нагрузка для нижних и средних частот всегда чисто активна, а для верхних частот к ней добавляется емкостная составляющая. В этих условиях фазовый угол анодной нагрузки всегда отрицателен и, следовательно, $\varphi_a < 0$.

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 принимают вид

$$C_{вх} = C_{gh} + C_{ga}(1 + K_a \cos \varphi_a), \quad (3.4)$$

$$R_{вх} = - \frac{1}{\omega C_{ga}K_a \sin \varphi_a}. \quad (3.5)$$

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 $S = 5$ мА/В, $\mu = 25$,

$R_i = 5 \text{ кОм}$, $C_{gh} = 3,3 \text{ пФ}$, $C_{ga} = 1,42 \text{ пФ}$ при сопротивлении нагрузки $R_a = 20 \text{ кОм}$ будет иметь следующие показатели.

а) Коэффициент усиления на средних частотах

$$K_a = K_o = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{25 \cdot 20}{5 + 20} = SR_{\text{экв}} = 5 \cdot 4 = 20.$$

Здесь

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} = \frac{5 \cdot 20}{5 + 20} = 4 \text{ кОм} — \text{выходное сопротивление}$$

каскада на средних частотах, которое определяется параллельным соединением внутреннего сопротивления лампы и сопротивления нагрузки.

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

$$\begin{aligned} C_{\text{вх}} &= C_{gh} + C_{ga}(1 + K_a) = \\ &= 3,3 + 1,42 \cdot 21 = 33,1 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

в) Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ определим для частоты 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 и составляет 0,7 от значения на средних частотах, т. е. 14.

В этом случае емкостное сопротивление X_C будет равно $R_{\text{экв}}$, откуда

$$\operatorname{tg} \varphi_a = -(R_{\text{экв}}/X_C) = -1;$$

$$\varphi_a = -45^\circ; \sin \varphi_a = -0,7.$$

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

$$R_{\text{вх}} = -\frac{1}{\omega C_{gh} K_a \sin \varphi_a} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 1,42 \cdot 10^{-12} \cdot 14 \cdot 0,7} = 11,5 \text{ кОм}.$$

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

В скорректированном видеоусилителе в нагрузку анодной цепи включается небольшой дроссель, который

может привести к тому, что на некоторых частотах полное сопротивление анодной нагрузки 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.

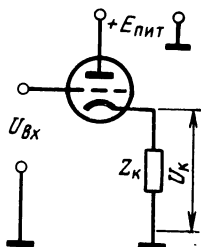


Рис. 3.5. Катодный повторитель.

В схеме катодного повторителя (рис. 3.5) сопротивление R_a отсутствует, $K_a = 0$ и выражения (3.2) и (3.3) принимают вид

$$C_{вх} = C_{га} + C_{гk}(1 - K_k \cos \varphi_k), \quad (3.6)$$

$$R_{вх} = \frac{1}{\omega C_{гk} K_k \sin \varphi_k}. \quad (3.7)$$

Обычной нагрузкой катодного повторителя является резистор R_k , параллельно которому включен конденсатор C_k емкостью 10—30 пФ, при работе на усилительный каскад или на согласованный кабель и емкостью 100—1 000 пФ при работе на несогласованный кабель. Фазовый угол коэффициента усиления K_k с такой нагрузкой отрицателен и определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi_k = -\omega C_k R_{экв} \approx -(\omega C_k / S),$$

где $R_{экв} = \frac{R_k R'_l}{R_k + R'_l} \approx \frac{1}{S}$ — выходное сопротивление катодного повторителя.

Если в катод лампы 6С6Б включены резистор $R_k = 10$ кОм и конденсатор $C_k = 1\,000$ пФ, то на частоте 10 МГц

$$\operatorname{tg} \varphi_k = -\frac{\omega C_k}{S} = -\frac{2\pi \cdot 10^7 \cdot 1000 \cdot 10^{-12}}{5 \cdot 10^{-3}} = -12,5.$$

Этому соответствует

$$\varphi_k = -85,5^\circ; \sin \varphi_k = -0,997; \cos \varphi_k = 0,08.$$

Подставляя эти значения в (3.6) и (3.7), получаем при $K_k = 0,9$:

$$C_{вх} = 1,42 + 3,3(1 - 0,9 \cdot 0,08) = 4,45 \text{ пФ};$$

$$R_{вх} = -\frac{1}{2\pi \cdot 10^7 \cdot 3,3 \cdot 10^{-12} \cdot 0,9 \cdot 0,997} = -5,4 \text{ кОм}.$$

Величина отрицательного активного входного сопротивления катодного повторителя мало зависит от величины нагрузочной емкости C_k . При уменьшении ее в 10 раз фазовый угол будет $\varphi_k = -51,5^\circ$ и входное сопротивление возрастает всего на 30%. Только при минимальной емкости в катode можно получить существенное увеличение отрицательного входного сопротивления.

Отрицательное активное входное сопротивление катодного повторителя обратно пропорционально частоте ω . На высоких частотах оно может полностью компенсировать потери резонансных контуров, подключенных к сеточной цепи, и вызвать самовозбуждение. На очень высоких частотах (100 МГц и выше) влияние индуктивности катодного вывода (0,02—0,05 мкГ) превосходит влияние емкостной нагрузки, фазовый угол полного сопротивления в цепи катоды становится положительным и опасное для самовозбуждения отрицательное входное сопротивление также становится положительным.

Таким образом, самовозбуждение катодного повторителя может возникнуть в диапазоне частот 10—100 МГц, из-за чего следует избегать включения в сеточную цепь резонансных контуров, настроенных на эти частоты. Такие контуры могут быть образованы цепями коррекции видеоусилителя, к которому подключается катодный повторитель, а также элементами монтажа цепи сетки катодного повторителя. Чтобы избежать самовозбуждения и длительных поисков причин его, следует всегда в цепь сетки катодного повторителя вводить последова-

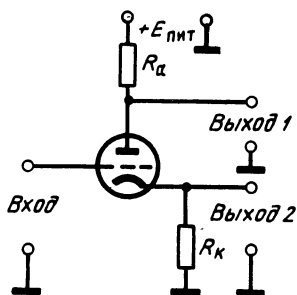


Рис. 3.6. Схема с сопротивлениями в анодной и катодной цепях.

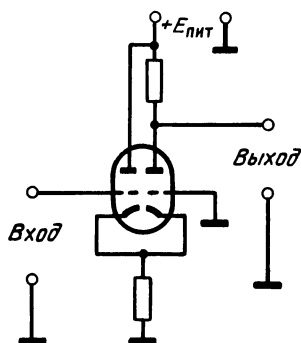


Рис. 3.7. Усилитель с катодной связью.

тельное сопротивление 100—200 Ом для увеличения затухания паразитных контуров.

Иногда схема включения электронной лампы и в анодной, и в катодной цепях содержит резисторы, не зашунтированные конденсаторами большой емкости (рис. 3.6). Если выходное напряжение снимается с анода (*Выход 1*), то это будет усилительный каскад с отрицательной обратной связью по току; если используется *Выход 2*, то схема работает как катодный повторитель, в котором резистор R_a предохраняет лампу от перегрузки; если используются оба выхода, то схема является двухфазным повторителем. 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 незашунтированного емкостью сопротивления резистора R_k приводит к увеличению коэффициента усиления по катоду K_k и к уменьшению коэффициента усиления по аноду K_a . Эти величины связаны соотношением

$$K_a = K_0(1 - K_k), \quad (3.9)$$

где $K_0 = U_a/U_{ск} = \mu R_a/(R_i + R_a)$ — коэффициент усиления каскада по аноду без обратной связи при зашунтированном емкостью сопротивлении R_k .

Из выражений (3.8) и (3.9) следует, что введение резистора R_k и увеличение его сопротивления при одновременном увеличении R_a так, чтобы K_a осталось неизменным, незначительно влияют на входную емкость. В выражении (3.8) уменьшается только первый член, который и без того во много раз меньше второго. Уменьшение емкости $C_{вх}$, наблюдаемое при введении R_k , получается не из-за отрицательной обратной связи, а вследствие 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

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

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

Активная составляющая входного сопротивления ламп с нагрузкой в аноде и в катоде, 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 недопустимо сильному снижению усиления в области высоких частот, или, наоборот, к резкому увеличению усиления или к самовозбуждению. При наличии таких явлений 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)

$$C_{ga}(1 + K_a \cos \varphi_a).$$

Избыточное значение этой величины часто препятствует разработке высококачественного усилителя, что является основанием для применения экранированных ламп (пентодов или тетродов) со значительно меньшей емкостью C_{ga} . 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. § 4.11).

Вторым способом уменьшения влияния входной емкости усилительного каскада на триоде является применение катодного повторителя, малое 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 катодного повторителя и усилителя с заземленной сеткой.

3.4. Влияние внутренних обратных связей на работу ламповых резонансных усилителей высокой и промежуточной частоты

В одноконтурном однокаскадном резонансном усилителе нагрузка в анодной цепи может иметь активный,

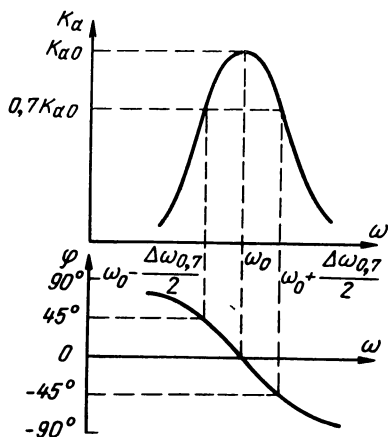


Рис. 3.8. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики одноконтурного усилительного каскада.

емкостный или индуктивный характер в зависимости от частоты подаваемого на сетку входного напряжения. Сопротивление, включаемое в катод усилителя, обычно блокируется большой емкостью на корпус, поэтому $K_k \cos \varphi_k = 0$.

На рис. 3.8 изображены амплитудно- и фазо-частотные характеристики такого усилительного каскада. Сопоставляя эти характеристики с уравнениями (3.2) и (3.3), можно легко убедиться, что одноконтурный усилительный каскад будет иметь максимальную входную

емкость на резонансной частоте ω_0 , для которой $\varphi_a = 0$; $\cos \varphi_a = 1$; $K_a = K_{a0}$ и входная емкость

$$C_{вх} = C_{gk} + C_{ga}(1 + K_{a0}).$$

Здесь и далее индекс «0» при обозначениях частоты ω , коэффициента усиления K , емкости C и других величин указывает на то, что они берутся для резонансной частоты усилителя.

Для определения величины активного сопротивления нужно рассмотреть произведение $K_a \sin \varphi_a$. На резонансной частоте $\omega_0 \sin \varphi_a = 0$; $R_{вх} = \infty$, активная составляющая входного тока отсутствует. При расстройке в обе стороны от ω_0 абсолютное значение φ_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 соответствуют краям полосы пропускания

$$\omega_0 \pm \frac{\Delta\omega_{0,7}}{2},$$

на которых $K_a=0,7$, K_{a0} и $\varphi_a=\pm 45^\circ$.

Подставив эти значения в уравнение (3.3), получим минимальную величину входного сопротивления

$$|R_{вх\ мин}| = \frac{2}{\omega C_{ga} K_{a0}}. \quad (3.10)$$

Это сопротивление имеет знак «+» на верхней граничной частоте полосы пропускания и «—» на нижней граничной частоте.

Таким образом, в резонансный контур, подключенный полностью к сетке лампы, вносится цепью обратной связи на различных частотах различное по величине и по знаку сопротивление, что приводит к искажению частотной характеристики или к самовозбуждению усилителя.

Для устранения вредного влияния емкости C_{ga} применяют экранированные лампы, пентоды или тетроды, имеющие емкость сетка—анод C_{ga} в 100—1 000 раз меньшую, чем триоды.

Существует много способов нейтрализации влияния емкости C_{ga} триодов [2] и экранированных ламп [20]. На практике в ламповых приемно-усилительных устройствах нейтрализация не применяется, так как требует кропотливого подбора и настройки и отличается плохой повторяемостью в производстве. 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_{ga} .

Применение отрицательной обратной связи по току путем включения в катод лампы резистора без шунтирующего конденсатора не уменьшает заметно входную емкость триода. Такое включение эквивалентно уменьшению только первого члена выражения (3.2), который и без того значительно меньше второго.

Включение в цепь катода лентода полностью или частично незашунтированного сопротивления может заметно уменьшить емкость, так как в этом случае первый член выражения (3.2) больше второго. Такая схема катодной цепи полезна также для сужения пределов изменения входной емкости и, следовательно, для уменьшения расстройки контуров усилителя при регулировании усиления подачей на сетку отрицательного напряжения [27].

3.5. Наибольшее устойчивое усиление лампового резонансного усилителя с общим катодом

Подключение сетки лампы, минимальное входное сопротивление $R_{вх\ мин}$ которой определяется уравнением (3.10), к резонансному контуру искажает его частотную характеристику и может вызвать самовозбуждение каскада. Оба эти эффекта в соответствии с § 3.1 оцениваются соотношением между эквивалентным сопротивлением контура $R_{экр}$, которое он имеет на резонансной частоте ω_0 , когда $R_{вх} = \infty$, и величиной этого же сопротивления $R'_{экр}$, когда контур шунтируется сопротивлением $\pm R_{вх\ мин}$.

Величина сопротивления $R'_{экр}$ определяется из соотношения

$$1/R'_{экр} = 1/R_{экр} \pm (1/R_{вх\ мин}).$$

Следовательно, внутренняя обратная связь может изменить эквивалентное резонансное сопротивление контура в следующее число раз:

$$k_{уст} = R_{экр}/R'_{экр} = 1 \pm (R_{экр}/R_{вх\ мин}).$$

Коэффициент устойчивости $k_{уст}$ характеризует влияние внутренней обратной связи на величину усиления и форму частотной характеристики усилителя. Чем он ближе к единице, тем меньше это влияние.

Подставляя в последнее выражение значение $R_{вх\ мин}$ из (3.10) и считая приближенно $\omega = \omega_0$, получаем

$$\left| \frac{R_{экр} \omega_0 C_{га} K_{а0}}{2} \right| = 1 - k_{уст}.$$

Определим из этого выражения допустимую величину коэффициента $K_{а0} = K_{а0\ доп}$, при которой получается

заданное значение $k_{уст}$:

$$K_{a0\text{доп}} = \frac{2(1 - k_{уст})}{R_{эвб} \omega_0 C_{га}}. \quad (3.11)$$

Очевидно, что получающийся в данном усилителе коэффициент усиления лампы (не каскада) от сетки до анода должен быть меньше допустимого

$$K_{a0} < K_{a0\text{доп}}.$$

Искажение частотных характеристик и выбор величины коэффициента устойчивости разобраны в § 3.11. Там рекомендуется общепринятая величина $k_{уст}=0,9$, введя которую в (3.11), получим

$$K_{a0\text{доп}} = \frac{0,2}{R_{эвб} \omega_0 C_{га}}. \quad (3.11a)$$

При подстановке в (3.11a) величины проходной емкости лампы $C_{га}$ следует учитывать емкость монтажа и емкость ламповой панели, которые для пентодов и тетродов обычно превосходят проходную емкость $C_{га}$, значение которой дано в справочниках. Емкость между двумя гнездами панели для пальчиковой лампы около 0,01 пФ, при условии соединения с корпусом среднего экранирующего пистона. Емкость между двумя гнездами панели для лампы с октальным цоколем около 0,02 пФ. Емкость монтажа можно не учитывать только, если в конструкции имеются экраны, проходящие поперек ламповой панели между выводами анода и сетки. Во всех других случаях емкость монтажа можно приблизительно определить по табл. 1.4, причем маловероятно, чтобы она оказалась меньше 0,03 пФ. Сравнение при-

* Перенеся $R_{эвб}$ в левую часть уравнения, умножив обе части его на S и обозначив $K_{a0} = SR_{эвб}$, что верно для усилителя с непосредственным включением контура в цепи сетки и анода лампы, легко получить известное уравнение [15]

$$K_{a0\text{доп}} = \sqrt{2(1 - k_{уст}) S / \omega_0 C_{га}}.$$

Пользоваться этим уравнением не следует, так как в нем левая часть является неявной функцией S , что следует из приведенного вывода, и в правой части имеется величина S . Поэтому оно приводит к физически неоправдываемым зависимостям максимально допустимого коэффициента усиления от корня квадратного из частоты ω_0 , емкости $C_{га}$ и крутизны S .

веденных цифр с величинами емкостей C_{ga} пентодов и тетродов, даваемыми в справочниках, показывает, что большая разница в проходной емкости различных типов ламп почти не сказывается на величине суммарной действующей емкости, определяющей внутреннюю обратную связь.

3.6. Входная проводимость активного четырехполюсника

Методами, подробно изложенными в § 3.2—3.5, можно найти наибольшее устойчивое усиление других схем ламповых усилителей — с общей сеткой, с общим катодом — общей сеткой (каскадная схема). Выводы при этом получаются довольно сложными, поэтому дальнейшее рассмотрение внутренней обратной связи в ламповых усилителях делается одновременно с транзисторными усилителями на базе теории активных четырехполюсников.

Как известно, транзистор и лампа в линейном режиме усиления слабых сигналов могут быть представлены в виде активных четырехполюсников, характеризующихся различными системами из четырех параметров. Чаще всего пользуются системами y - и h -параметров. Параметры эти связаны между собой. Рекомендуется применять только одну систему параметров, но иногда, для удобства или по привычке пользуясь одной системой, прибегают к отдельным параметрам другой системы. В табл. 3.1 даны определения всех 8 параметров и формулы перехода от одних параметров к другим.

В усилителях низкой частоты чаще пользуются h -параметрами, а в усилителях высокой частоты — y -параметрами, аргументируя это удобством измерения параметров. Такая аргументация мало существенна, так как ни в официальных каталогах, ни в технических условиях h - и y -параметры транзисторов не приводятся и для их определения приходится производить пересчеты, измерения или просто обходиться без ряда сведений о работе транзистора.

Настоящий и следующие параграфы посвящены разбору влияния внутритранзисторной обратной связи на работу всех видов усилителей, построенных на активных четырехполюсниках. Поэтому здесь неудобно пользоваться различными системами параметров для анализа

у- и h-параметры транзистора

Обозначение	Определение параметра	Измерение	Формулы перехода	
y_{11}	Полная входная проводимость при коротком замыкании выходных зажимов или при отсутствии обратной связи ($y_{12}=0$)	$\left \frac{I_1}{U_1} \right _{U_2=0}$	$\frac{1}{h_{11}}$	$\frac{y_{22}}{h}$
y_{12}	Полная проводимость цепи обратной передачи (при замкнутом накоротко входе)	$\left \frac{I_1}{U_2} \right _{U_1=0}$	$-\frac{h_{12}}{h_{11}}$	$-h_{12}y_{11}$
y_{21}	Полная проводимость прямой передачи при замкнутом накоротко выходе или крутизна характеристики	$\left \frac{I_2}{U_1} \right _{U_2=0}$	$\frac{h_{21}}{h_{11}}$	$h_{21}y_{11}$
y_{22}	Полная выходная проводимость (при замкнутом накоротко входе)	$\left \frac{I_2}{U_2} \right _{U_1=0}$	$\frac{h}{h_{11}}$	hy_{11}
h_{11}	Полное входное сопротивление (при замкнутом накоротко выходе)	$\left \frac{U_1}{I_1} \right _{U_2=0}$	$\frac{1}{y_{11}}$	$\frac{h}{y_{22}}$
h_{12}	Коэффициент обратной связи по напряжению (при разомкнутом входе)	$\left \frac{U_1}{U_2} \right _{I_1=0}$	$-\frac{y_{12}}{y_{11}}$	$-y_{12}h_{11}$
h_{21}	Коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания на выходе (α ; β)	$\left \frac{I_2}{I_1} \right _{U_2=0}$	$\frac{y_{21}}{y_{11}}$	$y_{21}h_{11}$
h_{22}	Полная выходная проводимость при разомкнутом входе	$\left \frac{I_2}{U_2} \right _{I_1=0}$	$\frac{y}{y_{11}}$	yh_{11}

Примечание: Через y и h обозначены определители матриц параметров:
 $y = y_{11}y_{22} - y_{21}y_{12}$; $h = h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12}$.

одного процесса и в дальнейшем используется в основной системе y -параметров. В ней транзистор, как и лампа, представляется активным четырехполюсником, в котором входные и выходные напряжения и токи связаны с параметрами уравнениями

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2, \\ i_2 &= y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Пользуясь этими уравнениями, легко прийти к указанным в табл. 3.1 определениям y -параметров и к при-

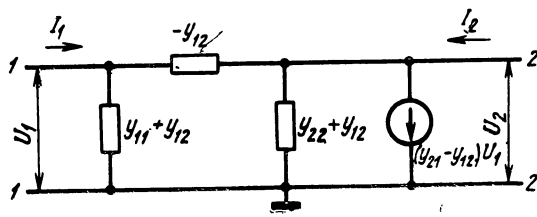


Рис. 3.9. П-образная формальная эквивалентная схема усилительного прибора для слабых сигналов.

веденной на рис. 3.9 формальной П-образной эквивалентной схеме усилительного прибора в этих параметрах. Все y - и h -параметры являются в общем случае комплексными величинами. В табл. 3.1 для упрощения точки в обозначениях опущены.

Эта схема относится к любому из трех известных включений усилительного прибора: $ОЭ$, $ОБ$ и $ОК$ для транзистора или $ОК$, $ОС$ и $ОА$ для лампы. На рис. 3.10, а изображена эквивалентная схема $ОЭ$, которую будем считать основной. Она полностью подобна показанной на рис. 3.9, за исключением дополнительного индекса «э» у всех параметров. На рис. 3.10, б, в даны схемы $ОБ$ и $ОК$ в параметрах схемы $ОЭ$, полученные путем перемещения точек подачи входных и выходных напряжений и токов с оставлением неизменными проводимостей, соединяющих эти точки. По этим схемам и определениям параметров (см. табл. 3.1) легко найти пересчетные соотношения для перехода y -параметров схем $ОБ$ и $ОК$ к параметрам схемы $ОЭ$. Определим, например, параметр $y_{11б}$. Для этого нужно найти ток I_1 при замкнутых накоротко выходных зажимах. Согласно схеме

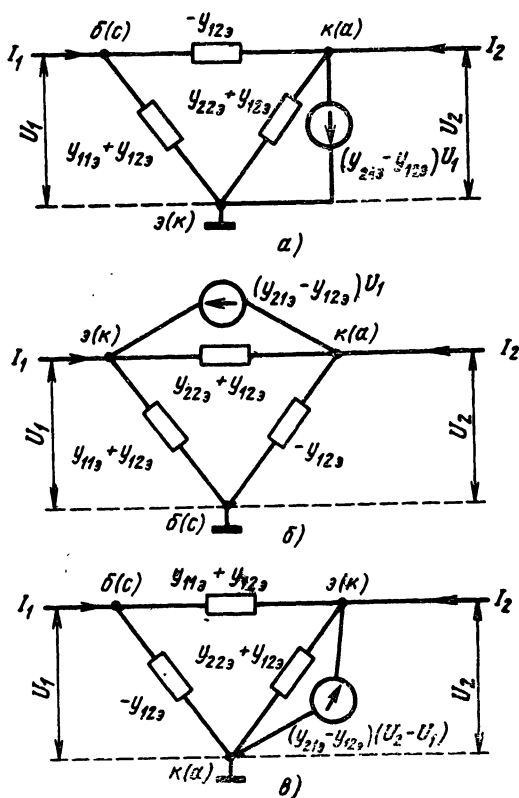


Рис. 3.10. Эквивалентные схемы различных включений усилительного прибора:

a — общий эмиттер и общий катод (ОЭ, ОК); *б* — общая база и общая сетка (ОБ, ОС); *в* — общий коллектор и общий анод (ОК, ОА).

рис. 3.10, б при соединенных точках *к* и *б* входной ток разветвится на три:

$$U_1(y_{11э} + y_{12э}); U_1(y_{22э} + y_{12э}) \text{ и } U_1(y_{21э} - y_{12э}).$$

Суммируя эти токи и деля на U_1 , получаем

$$y_{11б} = y_{11э} + y_{21э} + y_{22э} + y_{12э} \approx y_{21э} + y_{11э}.$$

Приближение сделано, так как величины $y_{22э}$ и $y_{12э}$ значительно меньше $y_{11э}$ и $y_{21э}$.

В табл. 3.2 даны пересчетные формулы для всех параметров схем ОБ и ОК, выведенные описанным методом, который отличается большой наглядностью.

ТАБЛИЦА 3.2

Определение y -параметров схем ОБ и ОК через параметры ОЭ

ОЭ	ОБ		ОК	
	точно	приближенно	точно	приближенно
$\dot{y}_{11\text{в}}$	$\dot{y}_{11\text{б}} = \dot{y}_{11\text{в}} + \dot{y}_{21\text{в}} + \dot{y}_{22\text{в}} + \dot{y}_{12\text{в}}$	$\dot{y}_{11\text{б}} \approx \dot{y}_{21\text{в}} + y_{11\text{в}}$ $\dot{y}_{11\text{б}} \approx y_{21\text{в}}$	$\dot{y}_{11\text{к}} = \dot{y}_{11\text{в}}$	—
$\dot{y}_{12\text{в}}$	$\dot{y}_{12\text{б}} = -(\dot{y}_{12\text{в}} + \dot{y}_{22\text{в}})$	—	$\dot{y}_{12\text{к}} = -(\dot{y}_{11\text{в}} + \dot{y}_{12\text{в}})$	$\dot{y}_{12\text{к}} \approx -\dot{y}_{11\text{в}}$
$\dot{y}_{21\text{в}}$	$\dot{y}_{21\text{б}} = -(\dot{y}_{21\text{в}} + \dot{y}_{22\text{в}})$	$\dot{y}_{21\text{б}} \approx -\dot{y}_{21\text{в}}$	$\dot{y}_{21\text{к}} = -(\dot{y}_{21\text{в}} + \dot{y}_{11\text{в}})$	$\dot{y}_{21\text{к}} \approx -\dot{y}_{21\text{в}}$
$\dot{y}_{22\text{в}}$	$\dot{y}_{22\text{б}} = \dot{y}_{22\text{в}}$	—	$\dot{y}_{22\text{к}} = \dot{y}_{11\text{в}} + \dot{y}_{21\text{в}} + \dot{y}_{22\text{в}} + \dot{y}_{12\text{в}}$	$\dot{y}_{22\text{к}} \approx \dot{y}_{21\text{в}} + \dot{y}_{11\text{в}}$ $\dot{y}_{22\text{к}} \approx \dot{y}_{21\text{в}}$

Для определения входной проводимости четырех-полюсника достаточно поделить обе части верхнего из уравнений (3.12) на U_1 .

Тогда

$$y_{\text{вх}} = \frac{i_1}{U_1} = \dot{y}_{11} + \dot{y}_{12} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \dot{y}_{11} + \dot{y}_{12} K_u, \quad (3.13)$$

где $K_u = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$ — комплексный коэффициент усиления по напряжению усилительного прибора*. Его можно пред-

* Здесь обычно производят замену $K_u = \frac{\dot{y}_{21}}{y_{22} + y_{\text{н}}}$, что только усложняет дальнейшие выкладки и затуманивает основное свойство обратной связи через \dot{y}_{12} — пропорциональность коэффициенту усиления по напряжению усилительного прибора K_u .

ставить в тригонометрической форме

$$\dot{K}_u = K_u (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (3.14)$$

где K_u — модуль коэффициента усиления и φ — его фазовый угол, определяемый характером нагрузки четырехполюсника \dot{y}_n , проводимостью прямой передачи \dot{y}_{21} и выходной проводимостью \dot{y}_{22} . Кроме этого сдвига фаз, электронная проводимость прибора может давать или не давать поворот фазы на 180° в зависимости от схемы включения усилительного прибора. Это учитывается знаком «+» перед величиной модуля коэффициента усиления для включения транзисторов ОЭ и ламп ОК и знаком «—» для включения транзисторов ОА и ламп ОС и ОА.

Комплексную проводимость обратной связи \dot{y}_{12} можно также представить в тригонометрической форме:

$$\dot{y}_{12} = y_{12} (\cos \psi - j \sin \psi), \quad (3.15)$$

где y_{12} — модуль этой проводимости, а ψ — ее фазовый угол.

Разные знаки перед мнимыми членами выражений (3.14) и (3.15) вызваны тем, что фазовый угол \dot{K}_u определяется в основном сопротивлением нагрузки, а фазовый угол \dot{y}_{12} — проводимостью.

Комплексную входную проводимость \dot{y}_{11} удобно представить в виде

$$\dot{y}_{11} = g_{11} + j b_{11}, \quad (3.16)$$

где g_{11} — активная и b_{11} — реактивная составляющие этой проводимости.

Подставляя (3.14) — (3.16) в (3.13), получаем

$$\begin{aligned} \dot{y}_{вх} = & g_{11} + j b_{11} + K_u y_{12} (\cos \varphi + \\ & + j \sin \varphi) (\cos \psi - j \sin \psi). \end{aligned}$$

Произведение

$$\begin{aligned} (\cos \varphi + j \sin \varphi) (\cos \psi - j \sin \psi) = \\ = \cos(\varphi - \psi) + j \sin(\varphi - \psi). \end{aligned}$$

Подставляя это значение и разделяя действительные и мнимые члены, получаем окончательно

$$\dot{y}_{вх} = g_{вх} + j b_{вх}, \quad (3.17)$$

где

$$g_{вх} = g_{11} + K_u y_{12} \cos(\varphi - \psi) \quad (3.18)$$

— активная составляющая входной проводимости и

$$b_{вх} = b_{11} + K_u y_{12} \sin(\varphi - \psi) \quad (3.19)$$

— реактивная составляющая входной проводимости.

Для проверки этих формул рассчитаем входное сопротивление и входную емкость лампового усилителя низкой частоты, определенные в § 3.3. Для лампы в схеме *ОК* на низких частотах $g_{11} = 0$;

$$b_{11} = \omega(C_{gk} + C_{ga}); \quad y_{12} = \omega C_{ga}; \quad \psi = -90^\circ;$$

$$\cos(\varphi + 90^\circ) = -\sin \varphi;$$

$$\sin(\varphi + 90^\circ) = \cos \varphi; \quad K_u = K_a.$$

Подставляя эти величины в (3.18) и (3.19), получаем выражения

$$g_{вх} = -K_a \omega C_{ga} \sin \varphi$$

и

$$b_{вх} = \omega C_{gk} + \omega C_{ga} + \omega C_{ga} K_a \cos \varphi,$$

из которых получают формулы

$$R_{вх} = \frac{1}{g_{вх}} = - \frac{1}{\omega C_{ga} K_a \sin \varphi}$$

и

$$C_{вх} = \frac{b_{вх}}{\omega} = C_{gk} + C_{ga} (1 + K_a \cos \varphi),$$

соответствующие уравнениям (3.4) и (3.5).

Также можно определить входное сопротивление и входную емкость катодного повторителя. Для лампы в схеме *ОА* на низких частотах: $g_{11} = 0$; $b_{11} = \omega(C_{ga} + C_{gk})$;

$$y_{12} = \omega C_{gk}; \quad \psi = -90^\circ;$$

$$\cos(\varphi + 90^\circ) = -\sin \varphi; \quad \sin(\varphi + 90^\circ) = \cos \varphi;$$

$$K_u = -K_k.$$

Подставляя эти величины в (3.18) и (3.19), получаем уравнения

$$g_{вх} = \omega C_{gk} K_k \sin \varphi$$

и

$$b_{вх} = \omega[C_{ga} + C_{gk}(1 - K_k \cos \varphi)],$$

соответствующие (3.6) и (3.7).

3.7. Влияние внутритранзисторных обратных связей на работу усилителей низкой частоты, видеоусилителей и эмиттерных повторителей

В резистивных усилителях низкой частоты и в некорректированных видеоусилителях по схеме *ОЭ* (рис. 3.11) область низких и средних частот определяется пренебрежимо малым влиянием реактивностей полной проводимости нагрузки, состоящей из включенного в цепь коллектора резистора R_k и подключенной параллельно ему входной проводимости следующего транзистора $y_{вх}$ или другого прибора. При этом транзистор работает в области частот $f < 0,5f_p$, где f_p — граничная частота коэффициента усиления по току $\beta = |h_{21э}|$ в схеме *ОЭ*. В этой области всеми реактивностями y -параметров транзисторов также можно пренебречь. Из сказанного следует, что для рассматриваемой области частот можно в уравнениях (3.18) и (3.19) принять $\varphi = \psi = 0$; $y_{12} = g_{12э}$; $b_{11} = 0$, откуда

$$g_{вх э} = g_{11э} + K_u g_{12э}$$

и

$$b_{вх э} = 0. \quad (3.20)$$

Здесь величины $g_{11э}$ и $g_{12э}$ — активные составляющие соответствующих y -параметров в схеме *ОЭ*, называемые часто низкочастотными параметрами.

Таким образом, в области низких и средних частот обратная связь через $g_{12э}$ приводит только к небольшому (так как $g_{12э} \ll g_{11э}$) увеличению входной проводимости транзистора, остающейся положительной и чисто активной.

С увеличением частоты начинает проявляться влияние емкостей, подключенных параллельно коллекторному сопротивлению. К ним относятся входная емкость при-

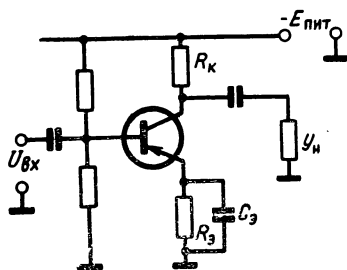


Рис. 3.11. Усилитель низкой частоты или видеоусилитель

бора, соединенного с коллектором, и емкость монтажа. В этих условиях фазовый угол коллекторной нагрузки будет отрицателен и на всех частотах $\varphi < 0$. Если транзистор выбран более высокочастотным, чем нагрузка, так что работа происходит на частотах $f < f_p$, то только нагрузка будет причиной падения усиления и изменения входной проводимости с повышением частоты. В этих условиях $\psi = 0$; $y_{12} = g_{12}$; $b_{11} = 0$ и подстановка в (3.18) и (3.19) дает выражения

$$g_{вх э} = g_{11э} + K_u g_{12э} \cos \varphi$$

и

$$b_{вх э} = K_u g_{12э} \sin \varphi, \quad (3.20a)$$

из которых следует, что при указанном выше выборе транзистора, влияние емкостной нагрузки в коллекторе через $g_{12э}$ сводится к замещению активной части входной проводимости реактивной емкостной проводимостью, что на работе усилителя мало сказывается, так как модуль полной входной проводимости почти не изменяется.

Если транзистор выбран менее высокочастотным, чем нагрузка, то только он будет причиной падения усиления с повышением частоты. Пренебрегая влиянием емкостной составляющей проводимости нагрузки и изменением с частотой модуля и фазы $y_{21э}$, т. е. считая, что $\varphi = 0$, из уравнений (3.18) и (3.19) получаем

$$g_{вх э} = g_{11э} + K_u y_{12э} \cos \psi$$

и

$$b_{вх э} = b_{11э} - K_u y_{12э} \cos \psi. \quad (3.20б)$$

Таким образом, в транзисторных усилителях низкой частоты и видеусилителях по схеме ОЭ внутренняя обратная связь еще меньше влияет на работу, чем в ламповых.

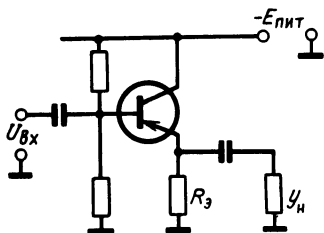


Рис. 3.12. Эмиттерный повторитель.

Это происходит из-за наличия большой входной проводимости, определяемой параметром $g_{11э}$, который в ламповых усилителях этого типа равен нулю.

Перейдем к разбору внутренней обратной связи в эмиттерных повторителях, включаемых по схеме ОК (рис. 3.12). В соответствии с табл. 3.2 в уравнения

(3.18) и (3.19) нужно внести следующие изменения: считать $K_u = -K_{uk}$; заменить g_{11} и b_{11} на $g_{11k} = g_{11\theta}$ и $b_{11k} = b_{11\theta}$; заменить модуль y_{12} на $y_{12k} = |\dot{y}_{12\theta} + \dot{y}_{11\theta}| \approx y_{11\theta}$. Тогда уравнения примут вид

$$g_{вхк} = g_{11\theta} - K_{uk} y_{11\theta} \cos(\varphi - \psi),$$

$$b_{вхк} = b_{11\theta} - K_{uk} y_{11\theta} \sin(\varphi - \psi)$$

или, учитывая, что $g_{11\theta} = y_{11\theta} \cos \psi$ и $b_{11\theta} = y_{11\theta} \sin \psi$ получаем

$$g_{вхк} = y_{11\theta} [\cos \psi - K_{uk} \cos(\varphi - \psi)]$$

и

$$b_{вхк} = y_{11\theta} [\sin \psi - K_{uk} \sin(\varphi - \psi)]. \quad (3.21)$$

На низких частотах, на которых реактивностями нагрузки и параметров транзистора можно пренебречь, $\varphi = \psi = 0$; $y_{11\theta} = g_{11\theta}$; $b_{11\theta} = 0$. После подстановки этих значений в (3.21) получается, что эмиттерный повторитель имеет чисто активную входную проводимость

$$g_{вхк} = g_{11\theta} (1 - K_{uk}), \quad (3.22)$$

которая значительно меньше входной проводимости транзистора, включенного по схеме ОЭ, если только K_{uk} немного меньше единицы.

На более высоких частотах фазовые углы коэффициента усиления φ и проводимости обратной связи ψ не равны нулю. Для оценки их роли учтем, что коэффици-

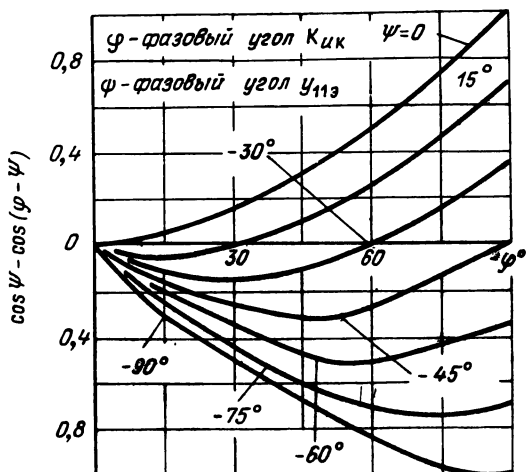


Рис. 3.13. К расчету зависимости входной проводимости эмиттерного повторителя от фазовых углов K_u и $y_{11\theta}$.

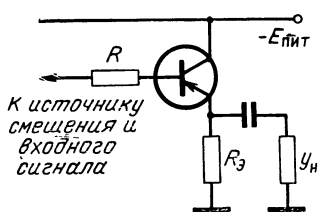
ент усиления эмиттерного повторителя $K_{ик}$ близок к единице. Поэтому в первом из уравнений (3.21) множитель $\cos \psi - K_{ик} \cos (\varphi - \psi) \approx \cos \psi - \cos (\varphi - \psi)$ для всех значений $\psi \neq 0$ и $\varphi \neq 0$. На рис. 3.13 изображены зависимости этого множителя от углов $\varphi = 0 - -90^\circ$ и $\psi = 0 - -90^\circ$, пригодные для оценки поведения эмиттерного повторителя при любой емкостной нагрузке и при любом влиянии емкостной составляющей величины $y_{11э}$.

Характер кривых рис. 3.13 позволяет сделать следующие выводы.

а) Малую входную проводимость, близкую к определяемой по уравнению (3.22), можно получить только при φ , близком к нулю, т. е. когда реактивная проводимость емкостной нагрузки мала по сравнению с активной выходной проводимостью эмиттерного повторителя. Величина этой минимальной проводимости почти не зависит от угла ψ , характеризующего фазу внутренней обратной связи в схеме ОК. Знак малой входной проводимости положителен только при $\psi = 0$, а во всех остальных случаях он отрицателен.

б) С увеличением емкостной нагрузки угол φ растет и в основном возрастает абсолютная величина активной входной проводимости. При $45^\circ < |\varphi| < 90^\circ$ входная проводимость достигает $g_{вх к} = (0,3 - 1) y_{11э}$ и основное свойство эмиттерного повторителя — малая входная проводимость — теряется.

Рис. 3.14. Включение антипаразитного резистора в цепь базы эмиттерного повторителя.



в) При больших отрицательных углах φ и ψ повторитель имеет большую отрицательную входную проводимость, которая может скомпенсировать потери в подклю-

чаемых к базе цепях и вызвать паразитную генерацию. Это может произойти на частотах высоких для данного типа транзистора, на которых емкостные составляющие входной проводимости $y_{11э}$ и нагрузки y_{11} будут достаточно велики. Для того чтобы избежать паразитного самовозбуждения эмиттерного повторителя, следует в цепь базы вводить последовательный резистор сопротивлением 20—100 Ом (рис. 3.14), так же как в цепь катодного повторителя.

Таким образом, эмиттерный повторитель, рассматриваемый обычно как система с 100%-ной отрицательной обратной связью, работает так только на частотах, на которых $\varphi \approx 0$. Применение его на более высоких частотах может дать совершенно другие результаты. В случаях такого применения необходим подробный расчет с учетом всех сдвигов фаз.

3.8. Ориентировочное определение высокочастотных u -параметров транзистора

Для проверки резонансного усилительного каскада на устойчивость необходимо знать параметры усилительного прибора. В каталогах и технических условиях на электронные лампы даются все величины, необходимые для расчета. В официальных каталогах и технических условиях на транзисторы u -параметры вообще отсутствуют. Указываемые в разделе «Электрические данные» различные статочные величины имеют разбросы, достигающие одного порядка или вообще ограничены только с одной стороны указанием «не более», «не менее».

Результаты измерений и расчетов u -параметров по одному или партии транзисторов, производимых различными лицами, а также указываемых в неофициальных каталогах [48], сильно расходятся и пользоваться ими нежелательно из-за малой достоверности цифр и неопределенности их разбросов. Если даже предположить, что какие-то результаты верны, то остается все же неясной связь их с данными, приводимыми в технических условиях и, таким образом, гарантированными заводом-изготовителем.

В этих условиях любые «точные» расчеты и измерения параметров транзисторов в системах « u », « h », « z » и других, так же как и построенные на них «точные» расчеты различных транзисторных устройств, являются бесполезным теоретизированием. Такое положение будет продолжаться до тех пор, пока изготовители транзисторов не начнут давать на них усредненные справочные данные, необходимые потребителям, не ограничивая свои отношения с ними только приемо-сдаточными операциями. В настоящее же время можно говорить только об ориентировочных расчетах транзисторных устройств, для которых нужны ориентировочные u -параметры транзисторов.

Ю. А. Каменецкий в написанном им § 2.2 книги [35] предлагает не очень сложную методику расчета u -параметров на базе обработки результатов измерений транзистора. Эта методика используется ниже для обработки данных, приводимых в технических условиях. В процессе расчета в формулы были частично введены другие обозначения. Учет индуктивностей выводов транзистора не проведен, так как в ТУ такие данные отсутствуют. По мнению автора, учет выводов должен представлять интерес только для разработчиков транзисторов, но не для их потребителей. Последние в своих расчетах должны учитывать индуктивности выводов совместно с индуктивностями внешних для транзистора цепей. Многолетнее применение электронных ламп показало полную возможность обходиться без точного учета длины соединительных проводов, включая и длину выводов электродов внутри лампы. Значительно полезнее точного расчета влияния указанных проводов добиваться того, чтобы они

имели минимальную длину, не превосходящую нескольких процентов от четверти длины волны ($\lambda/4$). Автор не видит оснований для более точных расчетов в транзисторных устройствах. Сказанное не относится к использованию ламп и транзисторов в дециметровом диапазоне волн. Здесь влияние выводов электродов и соединительных проводов настолько велико, что приходится применять лампы и транзисторы специальных конструкций, в которых выводы электродов составляют единое целое с подключенными к ним резонансными контурами или линиями.

Весь расчет дается ниже на примерах. С выводом расчетных формул можно ознакомиться в указанной книге [35].

Пример 1. Транзистор 1Т313В работает в режиме $I_0 = 1$ мА при $U_k = 5$ В. Требуется определить ориентировочные значения y -параметров на частоте $f = 60$ МГц при включениях $ОЭ$ и $ОБ$.

а) Определение низкочастотных входных параметров транзистора. По ТУ коэффициент передачи тока в схеме $ОЭ$ находится в пределах $\beta_{нч} = 20 \div 80$. Для расчета примем среднее квадратичное значение $\beta_{нч} = \sqrt{20 \cdot 80} = 40$. Отсюда средний коэффициент передачи тока в схеме $ОБ$

$$\alpha_{нч} = \beta_{нч} / (\beta_{нч} + 1) = 40/41 = 0,976.$$

Сопротивление эмиттерного перехода для слабых сигналов будет

$$r_0 = 26/I_0 \text{ (мА)} = 26/1 = 26 \text{ Ом.}$$

Сопротивление базы $r_6 = \tau_{ок}/C_{ок1}$, где $\tau_{ок}$ — постоянная времени цепи обратной связи, величина которой оговорена в ТУ ($\tau_{ок} < 40$ пс); $C_{к1}$ — активная часть емкости коллекторного перехода, которая для сплавно-диффузионных транзисторов приблизительно равна пассивной части $C_{к2}$. В ТУ дается величина суммарной емкости

$$C_k = C_{к1} + C_{к2} = 2C_{к1} < 2,5 \text{ пФ.}$$

Принимая для расчета максимальные величины, получаем

$$r_6 = \frac{2\tau_{ок}}{C_k} = \frac{2 \cdot 40 \cdot 10^{-12}}{2,5 \cdot 10^{-12}} = 32 \text{ Ом.}$$

Постоянная времени $\tau_{ок}$ измеряется при токе $I_0 = 5$ мА. Уменьшение этого тока до 1 мА приводит к увеличению $\tau_{ок}$ не более чем на 20% [51], чем мы пренебрежем.

Входное сопротивление в схеме $ОБ$ (параметр $h_{11б нч}$) будет

$$h_{11б нч} = r_0 + r_6(1 - \alpha_{нч}) = 26 + 32(1 - 0,976) = 27 \text{ Ом.}$$

Отсюда

$$h_{11э нч} = h_{11б нч}(\beta_{нч} + 1) = 27 \cdot 41 = 1100 \text{ Ом;}$$

$$y_{11б нч} = 1/h_{11б нч} = 1/27 = 37 \text{ мСм;}$$

$$y_{11э нч} = 1/h_{11э нч} = 1/1100 = 0,91 \text{ мСм.}$$

б) Определение низкочастотной крутизны транзистора. Этот параметр связан с входной проводимостью соотношениями

$$S_{нч} = y_{21э нч} = -y_{21б нч} = \beta_{нч} y_{11э нч} = 40 \cdot 0,91 = 0,976 \cdot 37 = 36 \text{ мСм.}$$

в) Определение граничных частот. По техническим условиям модуль коэффициента передачи тока на частоте 100 МГц $\beta_{100} = 4,5 \div 10$. Это означает, что частота $f_T = 100\beta_{100} = 450 \div 1000$ МГц, при токе $I_0 = 5$ мА.

Как показано в [50 и 51], величина f_T приблизительно пропорциональна току I_a и в рассматриваемом здесь режиме

$$f_T = (450 - 1000)/5 = 95 - 200 \text{ МГц.}$$

При оценке работы транзистора y -параметрами существенно знать частоту f_S , на которой крутизна S , т. е. модуль параметров y_{21a} и y_{21b} падает до значения, равного $0,7S_{нч}$. Граничная частота по крутизне определяется из соотношения

$$f_S = f_T \frac{h_{116 \text{ нч}}}{r_6} = (95 - 200) \frac{27}{32} = 80 - 170 \text{ МГц.}$$

Для дальнейшего расчета примем средние квадратичные значения частот f_T и f_S :

$$f_T = \sqrt{95 \cdot 200} = 140 \text{ МГц и } f_S = \sqrt{80 \cdot 170} = 115 \text{ МГц.}$$

На частоте $f = 60 \text{ МГц}$ отношения

$$f/f_T = 60/140 = 0,43 \text{ и } f/f_S = 60/115 = 0,52.$$

г) Входная проводимость в схеме ОБ:

$$\begin{aligned} \dot{y}_{116} &= y_{116 \text{ нч}} \frac{1 + j \frac{f}{f_T}}{1 + j \frac{f}{f_S}} = y_{116 \text{ нч}} \frac{1 + \frac{f}{f_T} \frac{f}{f_S} - j \left(\frac{f}{f_S} - \frac{f}{f_T} \right)}{1 + \left(\frac{f}{f_S} \right)^2} = \\ &= 37 \frac{1 + 0,43 \cdot 0,52 - j(0,52 - 0,43)}{1 + 0,52^2} = 36 - j2,62 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Входную проводимость можно представить в виде параллельного соединения сопротивления $R = 1/(36 \cdot 10^{-3}) = 28 \text{ Ом}$ с индуктивностью $L = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 2,62 \cdot 10^{-3}} = 1,05 \text{ мкГ}$. Для расчета фазового угла определим $\text{tg } \varphi = 2,62/36 = 0,07$, откуда $\varphi = 4^\circ$. Из этих цифр следует, что для частоты 60 МГц $\dot{y}_{116} \approx y_{116 \text{ нч}}$.

д) Входная проводимость в схеме ОЭ:

$$\begin{aligned} \dot{y}_{119} &= y_{119 \text{ нч}} \frac{1 + \beta_{нч} \frac{f}{f_T} \frac{f}{f_S} + j \left(\beta_{нч} \frac{f}{f_T} - \frac{f}{f_S} \right)}{1 + (f/f_S)^2} = \\ &= 0,91 \frac{1 + 40 \cdot 0,43 \cdot 0,52 + j(40 \cdot 0,43 - 0,52)}{1 + 0,52^2} = 7,1 + j12,0 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Это означает, что входную проводимость можно представить в виде параллельного соединения сопротивления $R = \frac{1}{7,1 \cdot 10^{-3}} = 143 \text{ Ом}$

с емкостью $C = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} = 32$ пФ. Фазовый угол этого соединения определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi = -R\omega C = -(12,0/7,1) = -1,7,$$

откуда $\varphi = -60^\circ$.

е) Проводимости прямой передачи в схемах ОБ и ОЭ отличаются друг от друга только знаком. Они рассчитываются по формуле

$$\begin{aligned} \dot{y}_{21\text{в}} &= -\dot{y}_{21\text{б}} = \frac{S_{\text{нч}}}{1 + j\frac{f}{f_S}} = S_{\text{нч}} \frac{1 - j\frac{f}{f_S}}{1 + \left(\frac{f}{f_S}\right)^2} = \\ &= 36 \frac{1 - j0,52}{1 + 0,52^2} = 28 - j14,7 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Отсюда следует, что модуль проводимости прямой передачи

$$y_{21\text{в}} = y_{21\text{б}} = \sqrt{28^2 + 14,7^2} = 31,2 \text{ мСм}$$

мало отличается от низкочастотной крутизны $S_{\text{нч}} = 36$ мСм. Фазовый угол между током и напряжением в цепи прямой передачи определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi = 14,7/28 = 0,52; \varphi = 28^\circ.$$

ж) Выходная проводимость, одинаковая для схем ОБ и ОЭ,

$$\begin{aligned} \dot{y}_{22\text{б}} &= \dot{y}_{22\text{в}} = j\omega C_{\pi} + \frac{j\omega\tau_{\pi}}{h_{11\text{б нч}} \left(1 + j\frac{f}{f_S}\right)} = j\omega C_{\pi} + \frac{j\omega\tau_{\pi}}{\alpha_{\text{нч}}} \dot{y}_{21\text{в}} = \\ &= j2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-12} \cdot 10^3 + j \frac{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12}}{0,976} (28 - j14,7) = \\ &= j0,945 + j0,015 \cdot 28 + 0,015 \cdot 14,7 = 0,22 + j1,37 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Это означает, что выходная проводимость образуется параллельным соединением сопротивления $R = \frac{1}{0,22 \cdot 10^{-3}} = 4,5$ кОм и емкости $C =$

$$= \frac{1,37 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} = 3,6 \text{ пФ. Фазовый угол такого соединения определяется из соотношения } \operatorname{tg} \varphi = -\frac{1,37}{0,22} = -6,25, \text{ откуда } \varphi = -81^\circ.$$

з) Проводимость обратной передачи в схеме ОБ

$$\begin{aligned} \dot{y}_{12\text{б}} &= -j\omega\tau_{\pi}\dot{y}_{11\text{б}} = -j2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12} (36 - j2,62) = \\ &= -0,04 - j0,54 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Она может быть представлена в виде сопротивления $R = \frac{1}{0,04 \cdot 10^{-3}} =$

$= 25$ кОм, зашунтированного емкостью $C = \frac{0,54}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} = 1,4$ пФ. Фазовый угол этого соединения находится из соотношения $\operatorname{tg} \varphi = -0,54/0,04 = 13,5$, откуда $\varphi = -86^\circ$.

и) Проводимость обратной передачи в схеме *ОЭ* равна

$$\begin{aligned} \dot{y}_{12э} &= -j\omega C_k + j\omega \tau_k \dot{y}_{11э} = -j2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-12} + \\ &+ j2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12} (7,0 + j12,0) = -j0,945 + j0,015 \cdot 7,0 - \\ &- 0,015 \cdot 12,0 = -0,18 - j0,84 \text{ мСм} \end{aligned}$$

и эквивалентна параллельному соединению сопротивления $R = \frac{1}{0,18 \cdot 10^{-3}} = 5,5 \text{ кОм}$ и емкости $C = \frac{0,84 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} = 2,26 \text{ пФ}$. Фазовый угол этого соединения: $\text{tg } \psi = -\frac{0,84}{0,18} = -4,7$, откуда $\psi = -78^\circ$.

Пример 2. Произвести пересчет ориентировочных y -параметров транзистора 1Т313Б на ток эмиттера $I_э = 5 \text{ мА}$. Остальные данные те же, что в примере 1.

а) Низкочастотные входные параметры изменятся, так как сопротивление эмиттерного перехода упадет до

$$r_э = \frac{26}{I_э (\text{мА})} = \frac{26}{5} = 5,2 \text{ Ом.}$$

Остальные величины, определяющие $y_{11нч}$, будем считать неизменными, что допустимо при ориентировочных подсчетах. Тогда входное сопротивление в схеме *ОБ* будет

$$h_{11б нч} = r_э + r_б (1 - \alpha_{нч}) = 5,2 + 32(1 - 0,976) = 6 \text{ Ом.}$$

Отсюда

$$h_{11э нч} = h_{11б нч} (\beta_{нч} + 1) = 6 \cdot 41 = 246 \text{ Ом;}$$

$$y_{11б нч} = 1/h_{11б нч} = 1/6 = 167 \text{ мСм;}$$

$$y_{11э нч} = 1/h_{11э нч} = 1/246 = 4,1 \text{ мСм.}$$

б) Низкочастотная крутизна возрастет до

$$S_{нч} = y_{21э нч} = -y_{21б нч} = \beta_{нч} y_{11э нч} = 40 \cdot 4,1 = 164 \text{ мСм.}$$

в) Граничная частота по крутизне будет

$$f_S = f_T \frac{h_{11б нч}}{r_б} = (450 - 1000) \frac{6}{32} = 85 - 190 \text{ МГц.}$$

Принимая средние квадратичные значения частот f_T и f_S , получаем:

$$f_T = \sqrt{450 \cdot 1000} = 670 \text{ МГц;}$$

$$f_S = \sqrt{85 \cdot 190} = 127 \text{ МГц;}$$

$$f/f_T = 60/670 = 0,09;$$

$$f/f_S = 60/127 = 0,47.$$

г) Входная проводимость в схеме *ОБ* возрастет до

$$\begin{aligned} \dot{y}_{116} &= y_{116 \text{ нч}} \frac{1 + \frac{f}{f_T} \frac{f}{f_S} - j \left(\frac{f}{f_S} - \frac{f}{f_T} \right)}{1 + \left(\frac{f}{f_S} \right)^2} = \\ &= 167 \frac{1 + 0,09 \cdot 0,47 - j(0,47 - 0,09)}{1 + 0,47^2} = 142 - j52 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Ее можно представить в виде параллельного соединения сопротивления $R=7 \text{ Ом}$ и индуктивности $L=0,05 \text{ мкГ}$ при фазовом угле $\varphi=20^\circ$.

д) Входная проводимость в схеме *ОЭ* почти не изменится, так как

$$\begin{aligned} \dot{y}_{119} &= y_{119 \text{ нч}} \frac{1 + \beta_{\text{нч}} \frac{f}{f_T} \frac{f}{f_S} + j \left(\beta_{\text{нч}} \frac{f}{f_T} - \frac{f}{f_S} \right)}{1 + \left(\frac{f}{f_S} \right)^2} = \\ &= 4,1 \frac{1 + 40 \cdot 0,09 \cdot 0,47 + j(40 \cdot 0,09 - 0,47)}{1 + 0,47^2} = 8,9 + j10,5 \text{ мСм.} \end{aligned}$$

Она эквивалентна параллельному соединению сопротивления $R=110 \text{ Ом}$ и емкости $C=28 \text{ пФ}$ при фазовом угле $\varphi=-49^\circ$.

е) Проводимость прямой передачи в схемах *ОБ* и *ОЭ* возрастет до

$$\dot{y}_{219} = -\dot{y}_{216} = S_{\text{нч}} \frac{1 - j \frac{f}{f_S}}{1 + \left(\frac{f}{f_S} \right)^2} = 164 \frac{1 - j0,47}{1 + 0,47^2} = 137 - j65 \text{ мСм.}$$

ж) Выходная проводимость в схемах *ОБ* и *ОЭ* возрастает до

$$\begin{aligned} \dot{y}_{229} &= \dot{y}_{226} = j\omega C_{\pi} + \frac{j\omega\tau_{\pi}}{\alpha_{\text{нч}}} \dot{y}_{219} = \\ &= j0,945 + j0,015(137 - j65) = 1,0 + j3,0 \text{ мСм} \end{aligned}$$

и будет эквивалентна параллельному соединению сопротивления $R=1000 \text{ Ом}$ и емкости $C=8 \text{ пФ}$ при фазовом угле $\varphi=-72^\circ$.

з) Проводимость обратной передачи в схеме *ОБ* увеличится и будет равна

$$\dot{y}_{126} = -j\omega\tau_{\pi} y_{116} = -j0,015(142 - j52) = -0,78 - j2,13 \text{ мСм.}$$

Ее можно представить параллельным соединением сопротивления $R=1,3 \text{ кОм}$ с емкостью $C=6 \text{ пФ}$ при фазовом угле $\varphi=-71^\circ$.

и) Проводимость обратной передачи в схеме *ОЭ* возрастает до

$$\dot{y}_{129} = -j\omega C_K + j\omega\tau_K y_{119} = -j0,945 + j0,015(8,9 + j10,5) = \\ = -0,16 - j0,81 \text{ мСм.}$$

и может быть представлена параллельным соединением сопротивления $R=6,3 \text{ кОм}$ и емкости $C=2,1 \text{ пФ}$ при фазовом угле $\varphi=-79^\circ$.

Пример 3. Произвести пересчет *y*-параметров транзистора 1Т313Б при токах эмиттера 1 и 5 мА на частоту 200 МГц.

а) Отношения частот при токе $I_9=1 \text{ мА}$:

$$f/f_T = 200/140 = 1,42 \text{ и } f/f_S = 200/115 = 1,73;$$

при токе $I_9 = 5 \text{ мА}$:

$$f/f_T = 200/670 = 0,3 \text{ и } f/f_S = 200/127 = 1,57.$$

б) Входная проводимость в схеме *ОБ*:

при токе $I_9 = 1 \text{ мА}$

$$\dot{y}_{116} = y_{116 \text{ нч}} \frac{1 + \frac{f}{f_S} \frac{f}{f_T} - j\left(\frac{f}{f_S} - \frac{f}{f_T}\right)}{1 + \left(\frac{f}{f_S}\right)^2} = \\ = 37 \frac{1 + 1,42 \cdot 1,73 - j(1,73 - 1,42)}{1 + 1,73^2} = 32 - j2,84 \text{ мСм;}$$

при токе $I_9 = 5 \text{ мА}$:

$$\dot{y}_{116} = 167 \frac{1 + 0,3 \cdot 1,57 - j(1,57 - 0,3)}{1 + 1,57^2} = 71 - j61,1 \text{ мСм.}$$

в) Входная проводимость в схеме *ОЭ*:

при токе $I_9 = 1 \text{ мА}$

$$\dot{y}_{119} = y_{119 \text{ нч}} \frac{1 + \beta_{\text{нч}} \frac{f}{f_T} \frac{f}{f_S} + j\left(\beta_{\text{нч}} \frac{f}{f_T} - \frac{f}{f_S}\right)}{1 + \left(\frac{f}{f_S}\right)^2} = \\ = 0,91 \frac{1 + 40 \cdot 1,42 \cdot 1,73 + j(40 \cdot 1,42 - 1,73)}{1 + 1,73^2} = 22,3 + j12,5 \text{ мСм;}$$

при токе $I_9 = 5 \text{ мА}$

$$\dot{y}_{119} = 4,1 \frac{1 + 40 \cdot 0,3 \cdot 1,57 + j(40 \cdot 0,3 - 1,57)}{1 + 1,57^2} = 23,5 + j12,3 \text{ мСм.}$$

г) Проводимости прямой передачи в схемах Σ ОБ и ОЭ:
при токе $I_0 = 1$ мА

$$\dot{y}_{210} = -\dot{y}_{216} = S_{\text{нч}} \frac{1 - j \frac{f}{f_s}}{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2} = 36 \frac{1 - j1,73}{1 + 1,73^2} = 9 - j15,5 \text{ мСм};$$

при токе $I_0 = 5$ мА

$$\dot{y}_{210} = -\dot{y}_{216} = 164 \frac{1 - j1,57}{1 + 1,57^2} = 47,2 - j74 \text{ мСм}.$$

д) Выходные проводимости в схемах ОБ и ОЭ:
при токе $I_0 = 1$ мА

$$\begin{aligned} \dot{y}_{226} = \dot{y}_{220} &= j\omega C_{\kappa} + \frac{j\omega\tau_{\kappa}}{\alpha_{\text{нч}}} \dot{y}_{210} = \\ &= j3,15 + j0,05 \cdot 9 + 0,05 \cdot 15,5 = 0,78 + j3,6 \text{ мСм}; \end{aligned}$$

при токе $I_0 = 5$ мА

$$\dot{y}_{226} = \dot{y}_{220} = j3,15 + j0,05 \cdot 47,2 + 0,05 \cdot 74 = 3,7 + j5,5 \text{ мСм}.$$

е) Проводимость обратной передачи в схеме ОБ:
при токе $I_0 = 1$ мА

$$\dot{y}_{126} = -j\omega\tau_{\kappa}\dot{y}_{116} = -j0,05 \cdot 32 - 0,05 \cdot 2,84 = -0,14 - j1,6 \text{ мСм};$$

при токе $I_0 = 5$ мА

$$\dot{y}_{126} = -j0,05(71 - j61,1) = -3,05 - j3,55 \text{ мСм}.$$

ж) Проводимость обратной передачи в схеме ОЭ:
при токе $I_0 = 1$ мА

$$\begin{aligned} \dot{y}_{120} &= -j\omega C_{\kappa} + j\omega\tau_{\kappa}\dot{y}_{110} = -j3,15 + j0,05 \cdot 22,3 - 0,05 \cdot 12,5 = \\ &= -0,625 - j2,05 \text{ мСм}; \end{aligned}$$

при токе $I_0 = 5$ мА

$$\dot{y}_{120} = -j3,15 + j0,05 \cdot 23,5 - 0,05 \cdot 12,3 = -0,625 - j2 \text{ мСм}.$$

Для удобства сравнения результаты всех трех примеров сведены в табл. 3.3. Данные таблицы позволяют осветить работу транзистора 1Т313Б на частотах до $f = 1,73f_s$ в различных режимах и схемах включения. Часть приведенных в таблице величин существенно (иногда более чем в два раза) отличается от результатов, полученных другими специалистами при измерениях и расчетах. Никакой закономерности в отклонении установить не удалось. Причина расхождений может состоять в том, что автор пользовался при расчете данными, взятыми из технических условий, которые имеют большой запас по величине параметров и могут сильно отличаться от измеренных значений конкретного транзистора. Другие отклонения могут возникнуть также вследствие неточного определения низкочастотного входного сопротивления $h_{116 \text{ нч}}$ по величинам r_0 и r_6 . Все же далеко не все расхождения параметров можно отнести за счет указанных причин. Возможно, что некоторые из них объясняются просто ошибками в вычислениях, в измерениях и в формулах. Так, например,

Ориентировочные у-параметры транзистора 1Т313Б на частотах 60 и 220 МГц.
Обработка данных технических условий

Параметр	Частота, МГц	f/f_T	f/f_S	Ток эмит- тера, мА	Схема ОБ				Схема ОЭ			
					Комплексное значение, мСм	Модуль МСм	Фазовый угол, град	Эквивалент			Комплексные значения, мСм	Модуль, МСм
								R, Ом	C, пф	L, мкГ		
y_{11}	60	0,43 0,09	0,52 0,47	1 5	36—j2,62 142—j52	36 151	4 20	28 7	—	1,05 0,05	7,1+j12,0 8,9+j10,5	13,8 13,7
	200	1,42 0,3	1,73 1,57	1 5	32,0—j2,84 71—j61,1	32 93	5 41	31,2 14,1	—	0,28 0,013	22,3+j12,5 23,5+j12,3	25,6 26,5
y_{21}	60	0,43 0,09	0,52 0,47	1 5	—28+j14,7 —137+j65	31,2 152	28 25	—	—	—	28—j14,7 137—j65	31,2 152
	200	1,42 0,3	1,73 1,57	1 5	—9+j15,5 —47,2+j74	17,9 87,6	60 58	—	—	—	9—j15,5 47,2—j74	17,9 87,6
y_{22}	60	0,43 0,09	0,52 0,47	1 5	0,22+j1,37 1,0+j3,0	1,37 3,2	—81 —72	4500 1000	3,6 8	—	0,22+j1,37 1,0+j3,0	1,37 3,2
	200	1,42 0,3	1,73 1,57	1 5	0,78+j3,6 3,7+j5,51	3,7 6,6	—78 —56	1280 270	2,9 4,4	—	0,78+j3,6 3,7+j5,51	3,7 6,63
y_{12}	60	0,43 0,09	0,52 0,47	1 5	—0,04—j0,54 —0,78—j2,13	0,54 2,4	—89 —71	25000 1300	1,4 6	—	—0,18—j0,84 —0,16—j0,81	0,86 0,82
	200	1,42 0,3	1,73 1,57	1 5	—0,14—j1,3 —3,05—j3,55	1,6 4,8	—85 —49	7150 328	1,3 2,8	—	—0,625—j2,05 —0,615—j2,0	2,14 2,09

в статье [42] для транзистора ГТ313, мало отличающегося от рассматриваемого здесь транзистора 1Т313Б, в режиме $I_a=5$ мА, $U_k=5$ В на той же частоте 60 МГц даются величины $\dot{y}_{126}=-0,05-j0,05$ и $\dot{y}_{12a}=-0,5-j0,7$ мСм.

Из этих цифр следует, что модуль y_{12a} в 12 раз больше модуля y_{126} , в то же время из приведенного расчета видно, что модуль y_{126} почти в 3 раза больше y_{12a} . Объяснить такую большую разницу можно только ошибками в измерениях и расчетах. Расчеты автора могут быть легко проверены по вычислениям в настоящем параграфе и по данным ТУ на транзистор. Вывод расчетных формул дан в работе [35]. Обоснование цифр статьи [42], к сожалению, не дается. Кстати, меньшее влияние внутренней обратной связи в схеме ОБ по сравнению с схемой ОЭ получается не из-за меньшего значения y_{12} , а вследствие большей входной проводимости y_{11} .

Некоторую проверку данного расчета можно произвести воспользовавшись формулами табл. 3.2 для пересчета параметров схемы ОБ в параметры ОЭ. Так, например,

$$\dot{y}_{116} = \dot{y}_{11a} + \dot{y}_{21a} + \dot{y}_{22a} + \dot{y}_{12a}.$$

Подставляя сюда данные из табл. 3.3, для случая $f=60$ МГц и $I_a=1$ мА, получаем

$$\begin{aligned}\dot{y}_{116} &= 7,1 + 28 + 0,22 + 0,18 + j(12,0 - 14,7 + 1,37 - 0,84) = \\ &= 35,14 - j2,17,\end{aligned}$$

что хорошо соответствует приведенной в табл. 3.3 величине $\dot{y}_{116} = 36 - j2,62$. Такие же небольшие отклонения получаются и при проверке всех остальных величин таблицы.

3.9. Активная составляющая входной проводимости резонансного усилителя

Активная составляющая входной проводимости, определяющаяся уравнением

$$g_{вх} = g_{11} + K_u y_{12} \cos(\varphi - \psi), \quad (3.18)$$

зависит от частоты, нагрузки и схемы включения усилительных приборов.

Расчет модуля y_{12} и фазового угла ψ для транзисторов дан в § 3.8. Для ламп, за исключением работы их в диапазоне дециметровых волн, $y_{12к} = \omega C_{ga}$; $y_{12с} = \omega C_{ah}$ и $\psi = -90^\circ$.

Для расчета модуля K_u и фазового угла φ учтем, что комплексная величина коэффициента усиления по напряжению усилительного прибора

$$K_u = \frac{\dot{y}_{21}}{y_{22} + y_n} = \frac{\dot{y}_{21}}{y'_n},$$

где $\dot{y}'_{\text{н}} = \dot{y}_{11} + y_{22}$ — суммарная проводимость нагрузки, определяющая частотную характеристику каскада. Независимо от схемы усилителя и числа резонансных контуров в переходных цепях, нагрузкой усилительного прибора всегда является резонансный контур, настроенный на частоту f_0 и подключенный полностью или частично к выходу прибора. Комплексная проводимость такой нагрузки может быть представлена в виде

$$\dot{y}'_{\text{н}} = g'_{\text{н}}(1 + j\alpha),$$

где $g'_{\text{н}}$ — проводимость нагрузки при резонансе; $\alpha = 2\Delta f/f_0 d_0$ — обобщенная относительная расстройка; Δf — приращение частоты, отсчитываемое от резонансной частоты f_0 ; d_0 — эквивалентное затухание контура, учитывающее его собственные потери и все потери, вносимые подключенными к контуру элементами, включая и выходную проводимость усилительного прибора.

Комплексная проводимость прямой передачи (см. § 3.8) на резонансной частоте контура f_0 , полагая, что она неизменна в пределах полосы пропускания контура, будет

$$\dot{y}_{21} = \pm \frac{S_{\text{нч}}}{1 + j \frac{f_0}{f_S}},$$

где $S_{\text{нч}}$ — проводимость прямой передачи (крутизна) на низкой частоте; f_S — граничная частота по крутизне. Знак «+» для схемы ОЭ (ОК) и знак «—» для схемы ОБ (ОС).

После подстановки этих величин в выражение для K_u получим

$$\begin{aligned} K_u &= \frac{\dot{y}_{21}}{\dot{y}'_{\text{н}}} = \pm \frac{S_{\text{нч}}}{g'_{\text{н}}} \frac{1}{(1 + j\alpha) \left(1 + j \frac{f_0}{f_S}\right)} = \\ &= \pm \frac{S_{\text{нч}}}{g'_{\text{н}} \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2}} \frac{1 + \alpha \frac{f_0}{f_S} - j \left(\alpha + \frac{f_0}{f_S}\right)}{(1 + \alpha^2) \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2}} = \\ &= \pm K_{u0} (A - jB). \end{aligned} \quad (3.23)$$

Здесь

$$K_{u0} = \frac{S_{нч}}{g'_{н} \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2}} \quad (3.23a)$$

— коэффициент усиления (модуль) усилительного прибора на резонансной частоте f_0 ;

$$A = \frac{1 - \alpha \frac{f_0}{f_S}}{(1 + \alpha^2) \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2}} \quad (3.23б)$$

и

$$B = \frac{\alpha + \frac{f_0}{f_S}}{(1 + \alpha^2) \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2}} \quad (3.23в)$$

— множители, учитывающие фазовые соотношения и падение усиления при расстройке.

Из этого выражения следует, что модуль

$$K_u = \pm K_{u0} \sqrt{A^2 + B^2} = \pm \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + \alpha^2}}. \quad (3.24)$$

Фазовый угол коэффициента усиления φ определяется из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{B}{A} = -\frac{\alpha + \frac{f_0}{f_S}}{1 - \alpha \frac{f_0}{f_S}}. \quad (3.24a)$$

Произведя замену в (3.18), получаем

$$g_{вх} = g_{11} \pm K_{u0} y_{12} \frac{\cos(\varphi - \psi)}{\sqrt{1 + \alpha^2}} = g_{11} + \gamma K_{u0} y_{12}. \quad (3.25)$$

Здесь

$$\gamma = \pm \cos(\varphi - \psi) / \sqrt{1 + \alpha^2} \quad (3.26)$$

— множитель, определяющий зависимость $g_{вх}$ от частоты. Знак его зависит от схемы включения усилительного прибора.

Для расчета устойчивого усилительного каскада необходимо знать экстремальные значения входной проводимости $g_{вх м}$, которые получаются при определенных расстройках контура, подключенного к выходу усилительного прибора относительно частоты подаваемого на вход напряжения. Величины эти имеют сложную зависимость от отношения f_0/f_s и от фазового угла ψ проводимости y_{12} , и для их определения необходимо построить график зависимости указанного множителя от

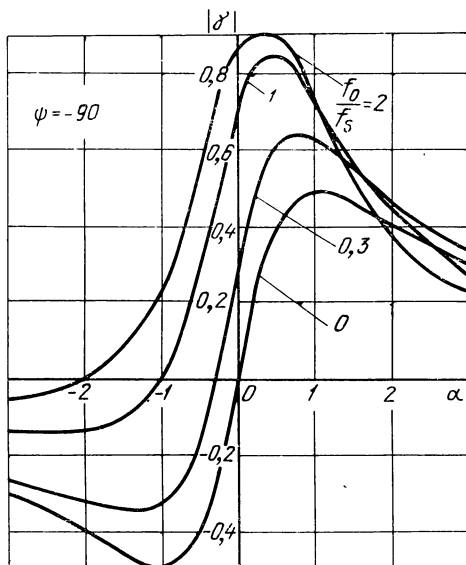


Рис. 3.15. Зависимость величины $|\gamma| = \frac{\cos(\varphi - \psi)}{\sqrt{1 + \alpha^2}}$ от относительной расстройки $\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0 d_0}$ при $\psi = -90^\circ$.

относительной расстройки α . Построение для заданных ψ и f_0/f_s можно выполнить в следующем порядке:

- а) задаемся различными значениями относительной расстройки α от 0 до ± 3 ;
- б) по формуле (3.24а) находим $\tan \varphi$ и φ ;
- в) определяем $\varphi - \psi$ и $\cos(\varphi - \psi)$;
- г) определяем множитель γ по (3.26) и строим график зависимости его от α .

На рис. 3.15 дана зависимость γ от α , рассчитанная для $\psi = -90^\circ$ и для разных значений f_0/f_s . График для $f_0/f_s = 0$, соответствующий ламповым усилителям, имеет экстремальные значения $\gamma_m = \pm 0,5$ при $\alpha = \pm 1$, т. е. на краях полосы пропускания. Эти же величины γ_m можно принимать и для транзисторных усилителей, если они ра-

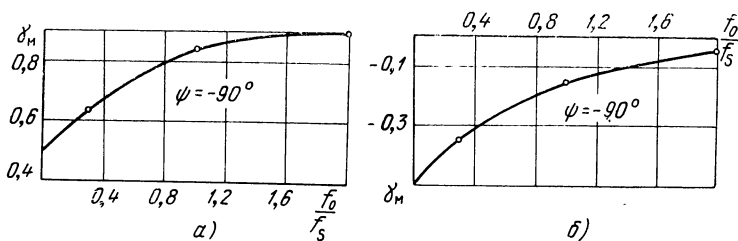


Рис. 3.16. Зависимость положительных (а) и отрицательных (б) величин γ_m от отношения частот f_0/f_s при $\psi = -90^\circ$.

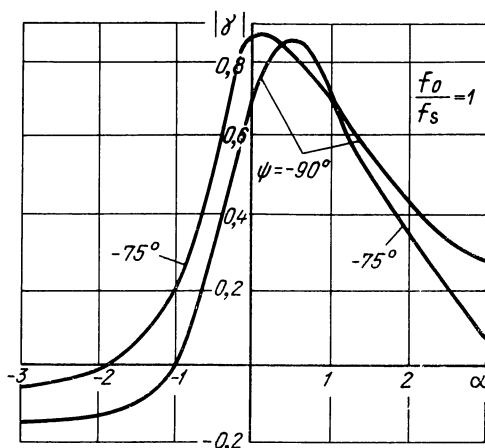


Рис. 3.17. Влияние фазового угла проводимости обратной передачи ψ на величину множителя γ при $f_0/f_s = 1$.

ботают на частотах $f_0 \ll f_s$. Если же транзисторный усилитель работает на частоте f_0 , близкой к f_s , то из кривых для $f_0/f_s = 0,3$; $f_0/f_s = 1,0$ и $f_0/f_s = 2,0$ следует, что с увеличением f_0 отрицательная величина γ_m уменьшается, а положительная увеличивается. Отсюда следует, что максимальное влияние обратной связи через y_{12} проявляется на частотах выше резонансной f_0 . В схеме

$ОЭ$ — это отрицательная обратная связь, увеличивающая шунтирующее действие усилительного прибора на подключаемый к нему контур. В схеме $ОБ$ — это положительная обратная связь, уменьшающая затухание контура.

Зависимость γ_m от отношения f_0/f_S дана на рис. 3.16 и в табл. 3.4, которыми можно пользоваться при расче-

ТАБЛИЦА 3.4

Величины коэффициента γ_m для расчета экстремальных значений активной входной проводимости резонансных усилителей

$\frac{f_0}{f_S}$	ОЭ или ОК при $\psi = -90^\circ$		ОБ или ОС при $\psi = -90^\circ$		ОЭ—ОБ или ОК—ОС при $\psi = -180^\circ$	
	Характер обратной связи					
	положи- тельная „—“	отрица- тельная „+“	положи- тельная „—“	отрица- тельная „+“	положи- тельная „—“	отрица- тельная „+“
0	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0
0,1	0,45	0,55	0,55	0,45	1	0
0,2	0,4	0,58	0,58	0,4	0,98	0
0,3	0,35	0,63	0,63	0,35	0,96	0
0,5	0,28	0,72	0,72	0,28	0,9	0,03
1,0	0,15	0,85	0,85	0,15	0,7	0,14
1,5	0,1	0,88	0,88	0,1	0,55	0,22
2,0	0,05	0,9	0,9	0,05	0,45	0,27

тах. Для случаев $f_0 < 0,3f_S$ получаемые из этих графиков величины достаточно точны и могут использоваться в ориентировочных расчетах, так как на этих частотах фазовый угол ψ проводимости обратной связи y_{12} действительно близок к -90° .

На более высоких частотах $\psi \neq -90^\circ$. Как видно из табл. 3.3, фазовый угол y_{12} находится в пределах от -90° до -75° для всех почти случаев применения транзисторов на частотах $f_0 > 0,3f_S$.

На рис. 3.17 даны результаты расчета множителя γ для случая $\psi = -75^\circ$ и $f_0/f_S = 1$, нанесенные для сравнения совместно с графиком для $\psi = -90^\circ$ и $f_0/f_S = 1$, перенесенными с рис. 3.15.

Из рисунка видно, что положительное значение γ_m почти не изменится, а малое отрицательное упадет от $-0,15$ до $-0,05$. Поэтому для рекомендуемых здесь ори-

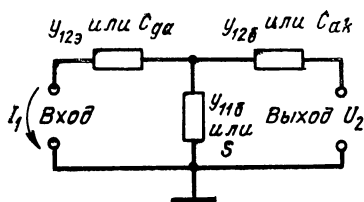


Рис. 3.18. Цепь обратной связи в каскодных схемах.

ОК — ОС и транзисторных ОЭ — ОБ. Здесь (рис. 3.18) в цепи обратной связи имеется двойной делитель, из-за чего величина общей проводимости y_{12} резко уменьшается.

Так как $y_{11b} \gg y_{12b}$, то, считая по-прежнему, что фазовые углы y_{12a} и y_{12b} близки к -90° , ток через короткозамкнутые входные зажимы будет сдвинут по фазе относительно напряжения на выходе на угол $\psi = -180^\circ$.

Для расчета коэффициента усиления каскодной схемы \dot{K}_{u3-6} и его фазового угла φ примем, что нагрузкой первого усилительного прибора является входная проводимость второго прибора. Поэтому первый прибор будет усиливать в $\dot{K}_{u1} = \dot{y}_{2131}/\dot{y}_{1161}$ раз. Нагрузкой второго прибора является резонансный контур или его часть и усиление будет равно $\dot{K}_{u2} = \dot{y}_{2162}/\dot{y}'_{11}$. Полный коэффициент усиления будет

$$\dot{K}_{u3-6} = \dot{K}_{u1} \dot{K}_{u2} = \frac{\dot{y}_{2131}}{\dot{y}'_{11}} \frac{\dot{y}_{2162}}{\dot{y}_{1162}}. \quad (3.27)$$

Первый множитель этого выражения $\dot{y}_{2131}/\dot{y}'_{11} = \dot{K}_u$ — коэффициент усиления по напряжению одного усилительного прибора, описываемый уравнением (3.23). Второй множитель

$$\frac{\dot{y}_{2162}}{\dot{y}_{1162}} \approx \frac{1}{1 + j \frac{f_0}{f_x}},$$

что следует из сравнения формул для этих величин, приведенных в § 3.8 и в работе [35]. Таким образом,

$$\dot{K}_{u3-6} = - \frac{\dot{K}_u}{1 + j \frac{f_0}{f_x}} = -K_{u03-6} (A_1 - j B_1), \quad (3.28)$$

ентировочных расчетов можно пользоваться данными табл. 3.4, прибегая к показанному выше индивидуальному расчету только для особо предельных случаев использования транзистора.

Несколько иная картина получается для каскодных схем — ламповых

где

$$K_{\text{д0э-б}} = \frac{S_{\text{нч}}}{g'_{\text{н}} \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_T}\right)^2}} \quad (3.28a)$$

— коэффициент усиления двойного усилительного прибора ОЭ—ОБ на резонансной частоте f_0 ;

$$A_1 = \frac{1 - \alpha \left(\frac{f_0}{f_S} + \frac{f_0}{f_T} \right) - \frac{f_0}{f_S} \frac{f_0}{f_T}}{(1 + \alpha^2) \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_T}\right)^2}} \quad (3.28б)$$

и

$$B_1 = \frac{\alpha + \frac{f_0}{f_S} - \alpha \frac{f_0}{f_S} \frac{f_0}{f_T} + \frac{f_0}{f_T}}{(1 + \alpha^2) \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_S}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{f_T}\right)^2}} \quad (3.28в)$$

Фазовый угол коэффициента усиления φ определяется из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{B_1}{A_1} = -\frac{\alpha + \frac{f_0}{f_S} - \alpha \frac{f_0}{f_S} \frac{f_0}{f_T} + \frac{f_0}{f_T}}{1 - \alpha \left(\frac{f_0}{f_S} + \frac{f_0}{f_T} \right) - \frac{f_0}{f_S} \frac{f_0}{f_T}}. \quad (3.29)$$

В некоторых режимах транзисторов, при больших I_3 (см. табл. 3.3) $(f_0/f_T) \ll (f_0/f_S)$, что позволяет пренебречь членами с f_0/f_T . Тогда уравнения (3.28) и (3.29) обращаются в (3.23) и (3.24). Это приводит к возможности пользоваться уравнениями (3.25) и (3.26) для расчета каскодной схемы с учетом другого угла ψ .

На рис. 3.19 дана зависимость отрицательных значений $\gamma(\alpha)$, построенная описанным выше способом по уравнению (3.26) для угла $\psi = -180^\circ$. Из рисунка видно, что максимальное значение этого множителя всегда положительно и равно или близко к 1 для ламповых усилителей и для транзисторных при $(f_0/f_S) < 0,3$. Повышение частоты вплоть до $f_0 = 2f_S$ приводит к уменьшению положительного максимума и появлению отрицательного. На рис. 3.20 и в табл. 3.4 дана зависимость этих максимальных значений γ_m от отношения f_0/f_S .

Таким образом, экстремальные (максимальные и минимальные) значения активных входных проводимостей

для всех рассмотренных вариантов и схем включения могут быть определены по уравнению

$$g_{вх м} = g_{11} + \gamma_m K_{u0} y_{12}, \quad (3.30)$$

где γ_m — безразмерный коэффициент, величина и знак которого даны в табл. 3.4.

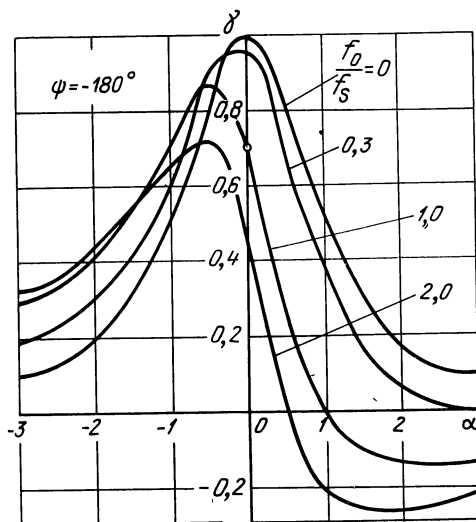


Рис. 3.19 Зависимость величины γ от относительной расстройки α при $\psi = -180^\circ$.

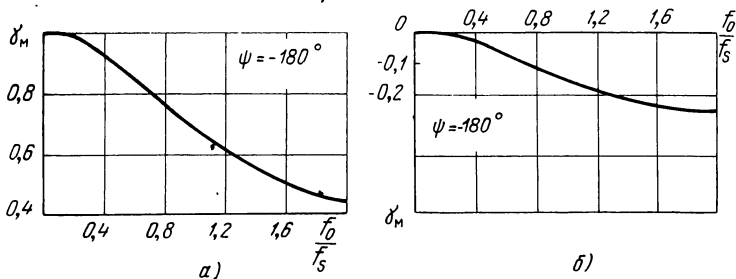


Рис. 3.20. Зависимость положительных (а) и отрицательных (б) значений коэффициента γ_m от величины f_0/f_s при $\psi = -180^\circ$.

При работе на частотах $f > 0,3f_s$ фазовые углы y_{12} для обоих включений одного транзистора редко бывают меньше 75° (см. табл. 3.3). При этом фазовый угол y_{12} для схемы ОЭ—ОБ будет $\psi = -150^\circ$. На рис. 3.21 дана

зависимость $\gamma(\alpha)$ для этого угла и $(f_0/f_S) = 1$, нанесенная совместно с соответствующим графиком для $\psi = -180^\circ$. Из рисунка следует, что учет действительного фазового угла на высоких частотах может дать уменьшение множителя γ_m для расстроек, при которых получается положительная обратная связь, максимально на 35%. Для расстроек, при которых получается отрицательная обратная связь, γ_m возрастает более чем в 2 раза. Эту поправ-

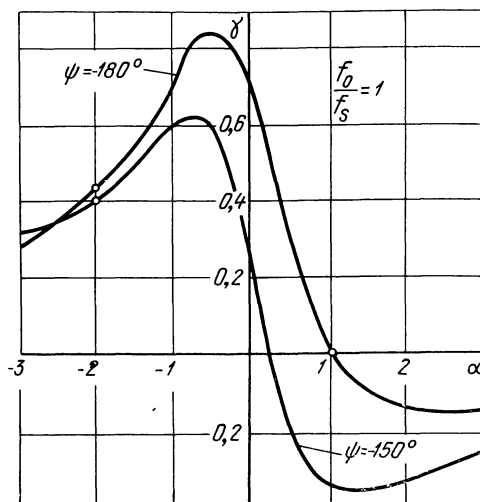


Рис. 3.21. Влияние фазового угла проводимости обратной передачи в каскодной схеме на величину γ .

ку к табл. 3.4 можно учитывать при уточнении расчета каскодной схемы для особо тяжелых случаев.

Рассматривая табл. 3.4, можно прийти к неверному выводу, что с точки зрения близости к самовозбуждению включения $ОБ$ и $ОЭ — ОБ$ хуже чем $ОЭ$, так как в первых двух вариантах преобладает положительная обратная связь, а в последнем отрицательная. Для того чтобы получить правильное представление о влиянии внутренней обратной связи, необходимо учесть не только величину и полярность коэффициента γ_m , но и величину модуля y_{12} и проводимости g_{11} . При этом окажется, что относительное влияние внутренней обратной связи будет в большинстве случаев меньшим в схеме $ОЭ — ОБ$ из-за

малой величины y_{12} и в схеме $ОБ$ из-за большой величины g_{11} . На очень высоких частотах входные проводимости схем $ОЭ$ и $ОБ$ мало отличаются друг от друга, что следует учитывать при выборе схемы включения транзисторов.

3.10. Устойчивость резонансных усилителей. Обобщенное рассмотрение

Усилительный прибор, характеризуемый y -параметрами (рис. 3.22) и нагруженный комплексной проводимостью y_n , подключается к резонансному контуру через трансформатор или автотрансформатор с коэффициентом трансформации $m=U_2/U_1$. Входная проводимость $y_{вх}$

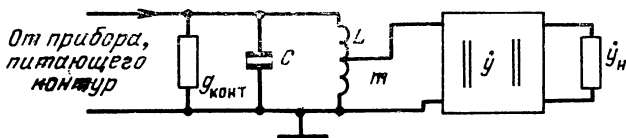


Рис. 3.22. Параллельное подключение усилительного прибора к резонансному контуру.

усилительного прибора вносит в контур расстройку и изменяет его затухание. Величина расстройки контура зависит от частоты, что приводит к асимметрии частотной характеристики, к сужению или расширению полосы пропускания и к сдвигу резонансной частоты f_0 . Последнее легко компенсируется при регулировке усилителя, особенно если она производится с помощью генератора качающейся частоты (измерителя амплитудно-частотных характеристик). Активная составляющая входной проводимости также зависит от частоты. Это обуславливает увеличение усиления в одной области частотной характеристики и уменьшение его в другой области, из-за чего частотная характеристика искажается.

Как следует из (3.18) и (3.19), влияние обратной связи на обе составляющие входной проводимости пропорционально произведению $K_u y_{12}$. Пользуясь иммитансным критерием устойчивости для области, далекой от самовозбуждения, в которой должен работать усилитель, можно оценивать его устойчивость по стабильности частотной характеристики и, следовательно, по влиянию

любой из составляющих входного иммитанса действительной или мнимой. Результат в обоих случаях должен быть одинаковым. Поэтому нет оснований для отказа от давно принятого метода оценки влияния внутренней обратной связи по изменению резонансного активного сопротивления $R_{\text{экв}}$ или проводимости $g_{\text{экв}}$, который уже использовался в § 3.5.

Под коэффициентом устойчивости будем понимать отношение

$$k_{\text{уст}} = \frac{R_{\text{экв}}}{R'_{\text{экв}}} = \frac{g_{\text{экв}} \pm \Delta g_{\text{обр м}}}{g_{\text{экв}}} = 1 \pm \frac{\Delta g_{\text{обр м}}}{g_{\text{экв}}}, \quad (3.31)$$

где $g_{\text{экв}}$ — полная проводимость контура при резонансе и при отсутствии обратной связи; $\Delta g_{\text{обр м}}$ — экстремальное приращение проводимости контура, вызванное обратной связью.

Активная составляющая входной проводимости определяется уравнением (3.30)

$$g_{\text{вх м}} = g_{11} + \gamma_{\text{м}} K_{u0} y_{12}.$$

При отсутствии обратной связи $y_{12} = 0$; $g_{\text{вх м}} = g_{11}$ и проводимость контура при резонансе

$$g_{\text{экв}} = g_{\text{конт}} + g_{11} m^2,$$

где $g_{\text{конт}}$ — собственная проводимость контура при резонансе с учетом выходной проводимости прибора, питающего контур; $g_{11} m^2$ — проводимость вносимая в контур усилительным прибором, без учета обратной связи.

Приращение проводимости контура, вызванное обратной связью; $\Delta g_{\text{обр м}} = m^2 \gamma_{\text{м}} K_{u0} y_{12}$.

Подставляя эти величины в (3.31), получаем

$$k_{\text{уст}} = 1 \pm \frac{\gamma_{\text{м}} K_{u0} y_{12}}{g_{11} + \frac{g_{\text{конт}}}{m^2}}, \quad (3.32)$$

откуда допустимое абсолютное максимальное значение коэффициента усиления по напряжению усилительного прибора на резонансной частоте f_0 , необходимое для получения заданного коэффициента устойчивости, должно быть равно

$$K_{u0 \text{ доп}} = \frac{(1 - k_{\text{уст}}) \left(g_{11} + \frac{g_{\text{конт}}}{m^2} \right)}{\gamma_{\text{м}} y_{12}}. \quad (3.33)$$

Последними двумя уравнениями удобно пользоваться для проверки на устойчивость резонансного усилителя, собранного по любой схеме с усилительными приборами любого типа. Для этого нужно сначала рассчитать усилитель: определить коэффициент трансформации m подключения входа усилительного прибора к резонансному контуру; оценить роль проводимости усилительного прибора g_{11} и собственной резонансной проводимости контура $g_{\text{конт}}$ в формировании необходимой полосы пропускания, если она задана; определить модуль проводимости обратной связи y_{12} , отношение f_0/f_s усилительного прибора и величину абсолютного значения γ_m по табл. 3.4. Только после этого можно, зная K_{u0} , определить по (3.32) коэффициент устойчивости $k_{\text{уст}}$ или, задавшись этим коэффициентом, определить по (3.33) допустимое значение $K_{u0\text{доп}}$.

В ряде случаев контур, к которому подключается усилительный прибор, должен иметь заданную полосу пропускания $\Delta f_{0,7} = d_{\Delta} f_0$, независимо от величины коэффициента трансформации m . Здесь f_0 — резонансная частота контура; $d_{\Delta} = \rho/R_{\text{экв}} = g_{\text{экв}}/\omega_0 C$ — затухание контура, C — полная емкость контура. В этих условиях полная активная проводимость контура без учета обратной связи $g_{\text{экв}} = g_{\text{конт}} + g_{11}m^2$, равная $g_{\text{экв}} = 2\pi C \Delta f_{0,7}$, должна быть неизменной при любых значениях связи с усилительным элементом m . Заменяя в (3.33) выражение

$$g_{11} + \frac{g_{\text{конт}}}{m^2} = \frac{g_{\text{экв}}}{m^2} = \frac{2\pi C \Delta f_{0,7}}{m^2},$$

получаем уравнение

$$K_{u0\text{доп}} = \frac{(1 - k_{\text{уст}}) 2\pi C \Delta f_{0,7}}{m^2 \gamma_m y_{12}}, \quad (3.34)$$

которым удобно пользоваться при расчете усилителей с неизменной полосой пропускания. Очевидно, что постоянство $g_{\text{экв}}$ при изменении m может быть достигнуто подбором сопротивления резистора, шунтирующего контур.

В уравнениях (3.32) — (3.34) входит абсолютное значение коэффициента γ_m , для которого в табл. 3.4 даны два значения — для максимальной положительной или отрицательной обратной связи. Расчет допустимого коэффициента усиления $K_{u0\text{доп}}$ может преследовать две цели. Если необходимо только обеспечить заданную удален-

ность каскада от самовозбуждения, то следует пользоваться величиной γ_m для положительной обратной связи. Если же необходимо обеспечить заданную неискаженность и неизменность частотной характеристики при смене и старении усилительных приборов, изменении их режима и регулировании усиления, то следует брать наибольшую величину γ_m независимо от ее знака. Очевидно, что во втором случае коэффициент $K_{u0\text{доп}}$ может получаться меньшим, чем в первом.

Входная проводимость усилительного прибора g_{11} часто бывает очень велика, особенно в схемах ОБ для транзисторов и ОС для ламп. В этих случаях вместо

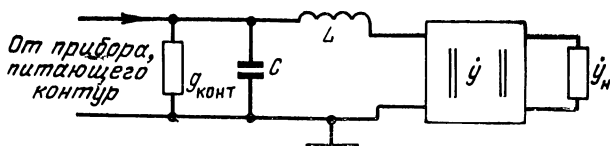


Рис 3.23. Последовательное включение входа усилительного прибора в резонансный контур.

трансформатора или автотрансформатора с малым коэффициентом m , который часто бывает конструктивно трудновыполнимым, применяют последовательное включение усилительного прибора в резонансный контур (рис. 3.23). Различные варианты такого включения подробно разобраны в [47]. В этом случае входящая в (3.31) величина полной проводимости контура при резонансе и при отсутствии обратной связи будет

$$g_{\text{экв}} = g_{\text{конт}} + \frac{1}{\rho^2 g_{11}},$$

где $\rho = \sqrt{L/C}$ — волновое сопротивление контура.

Экстремальное приращение проводимости контура, вызванное обратной связью,

$$\Delta g_{\text{обр м}} = \frac{1}{\rho^2} \left(\frac{1}{g_{\text{вх м}}} - \frac{1}{g_{11}} \right) = \frac{-\gamma_m K_{u0} g_{12}}{\rho^2 g_{11}^2}.$$

В знаменателе этого выражения мы пренебрегли в сумме $g_{11} + \gamma_m K_{u0} g_{12}$ вторым членом, так как схема рис. 3.23 применяется только при больших входных проводимостях g_{11} .

Подставив последние два выражения в (3.31), получим уравнение

$$k_{уст} = 1 - \frac{\gamma_m K_{u0} y_{12}}{g_{11} + g_{конт} r^2 g_{11}^2}, \quad (3.34a)$$

которое отличается от (3.32) только изменением на 180° фазы обратной связи и заменой делителя m^2 на $d_{вн}^2 = 1/\rho^2 g_{11}^2$. Здесь $d_{вн}$ — вносимое в контур дополнительное затухание, вызванное включением в него последовательной проводимости g_{11} .

Таким образом, уравнением (3.32) и выведенными из него уравнениями (3.33) и (3.34) можно пользоваться для обеих схем связи контура с усилительным прибором с учетом указанных выше замен.

Эти уравнения рекомендуются взамен уравнений, в которые входит $\sqrt{y_{21}/y_{12}}$ с различно обозначенными коэффициентами. Они приводятся в [29, 46, 49] и еще больше чем аналогичная формула для ламповых усилителей [см сноску к (3.11)] не соответствуют физике рассматриваемых процессов.

3.11. Связь коэффициента устойчивости с искажением амплитудно-частотных характеристик в резонансных усилителях

На рис 3.24 показана амплитудно-частотная характеристика одноконтурного усилительного каскада, к контуру которого подключен усилительный прибор, дающий частотнозависимую обратную связь через проводимость y_{12} . Кривая для случая отсутствия обратной связи $k_{уст}=1$ построена по уравнению

$$\frac{K_u}{K_{u0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}},$$

где $\alpha = y/d_3 = 2\Delta f/f_0 d_3$ — обобщенная относительная расстройка.

Характеристика симметрична относительно вертикальной оси. При использовании резонансных усилителей и снятии их характеристик линейно изменяется не величина α или $y = f/f_0 - f_0/f$, а абсолютное приращение частоты

ты Δf . При этом характеристика приобретает естественную асимметрию, которая подробно разобрана в [11] и здесь не учитывается.

Если усилитель работает на лампах или транзисторах в схеме ОЭ (ОК) при малом значении отношения f_0/f_s , то в соответствии с рис. 3.15 характеристика для $k_{уст} \neq 1$ может быть приближенно построена по отмеченным на графике точкам: на резонансной частоте $\alpha=0$, влияние обратной связи отсутствует и $K_u/K_{u0}=1$; при расстройке

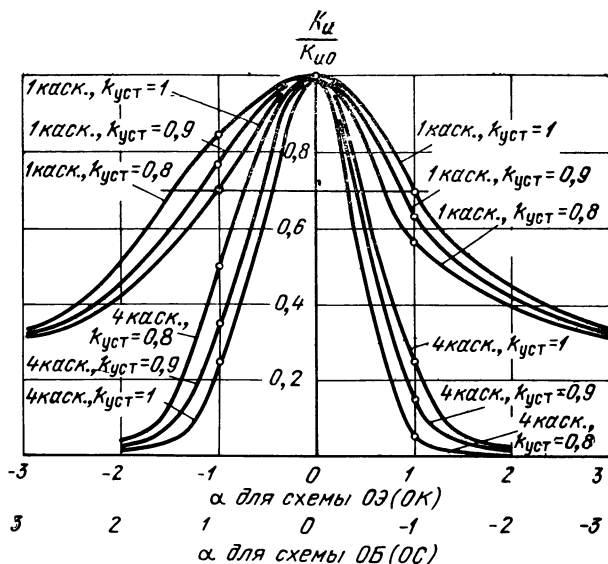


Рис. 3.24. Амплитудно-частотные характеристики однокаскадного и четырехкаскадного одноконтурного усилителей при различных значениях $k_{уст}$. Случай $f_0 \ll f_s$ для схем ОЭ и ОБ или ОК и ОС.

ниже f_0 на половину ширины полосы пропускания $\alpha = -1$, обратная связь максимальная положительная и относительное усиление возрастает от 0,7 до $0,7 [1 + |(1 - k_{уст})|] = 0,7(2 - k_{уст})$; при такой же расстройке в сторону высоких частот $\alpha = 1$ и относительное усиление уменьшается до $0,7k_{уст}$. Точно так же определяются другие точки характеристик, при любых значениях α .

Характеристики для $k_{уст} = 0,9$ и $k_{уст} = 0,8$ даны на том же рис. 3.24. Из него видно, что под влиянием внутренней обратной связи характеристика становится асимме-

тричной, но вершина ее остается на прежней частоте f_0^* и полоса пропускания $\Delta f_{0,7}$ не изменяется. Происходит только смещение середины полосы пропускания приблизительно на $(1 - k_{уст}) \cdot 100\%$ от $\Delta f_{0,7}$.

Внутренняя обратная связь в многокаскадном усилителе с одиночными контурами может проявиться за счет:

1) связи всех контуров усилителя друг с другом через проводимости y_{12} усилительных приборов;

2) изменения входной проводимости усилительного прибора вследствие влияния на его нагрузку входных проводимостей последующих усилительных приборов;

3) перемножения частотных характеристик отдельных каскадов или возведения их в степень, если они одинаковые.

При больших величинах $k_{уст}$ взаимное влияние соседних контуров достаточно мало. Очевидно, что *чем дальше в многокаскадной схеме контура отстоят друг от друга, тем слабее их связь* через последовательно включенные делители, состоящие из малых проводимостей y_{12} и больших проводимостей y_{11} и y_H . Поэтому первой и второй причинами можно пренебречь, что хорошо показано в [15]. Таким образом, при больших значениях $k_{уст}$ многокаскадный усилитель может рассматриваться как каскадное соединение независимых элементов с однопетлевой обратной связью через проводимости y_{12} . В результате внутренняя обратная связь может проявиться только в виде искажения частотных характеристик, вызванного третьей из перечисленных выше причин. На рис. 3.24 изображены характеристики четырехкаскадного усилителя при $k_{уст} = 1; 0,9$ и $0,8$, полученные путем возведения в четвертую степень характеристик для одного каскада. Из рисунка видно, что с увеличением числа каскадов искажение частотных характеристик в пределах полосы пропускания заметно не увеличивается. Вершина характеристики остается на прежнем месте, полоса пропускания не изменяется, относительное смещение середины полосы пропускания остается прежним.

* Здесь не рассматривается сдвиг резонансной частоты, вызванный изменением входной реактивности усилительного прибора. Этот сдвиг не обнаруживается при настройке усилителя по максимальному показанию измерительного прибора на его выходе или с помощью генератора качающейся частоты. Он может проявиться только при старении усилительных приборов и при регулировании усиления, причем будет тем меньше, чем больше $k_{уст}$.

Причина такой независимости искажения частотных характеристик от числа каскадов кроется в том, что максимальное влияние внутренней обратной связи в однокаскадном усилителе при $f_0 \ll f_s$ получается на краях полосы пропускания, при $\alpha = \pm 1$. При увеличении числа каскадов полоса пропускания всего усилителя сужается, отмеченные на рис. 3.24 точки максимального влияния опускаются ниже уровня 0,7 и влияние обратной связи в пределах полосы пропускания уменьшается. Сказанное здесь не соответствует анализу, проведенному в [46], где в сложных выводах не учтено это явление.

Искажение частотных характеристик в усилителях, построенных по схеме *ОБ(ОС)*, полностью подобно описанному, с той лишь разницей, что из-за изменения знака y_{21} и K_u положительная обратная связь получается на частотах выше f_0 , а отрицательная — на частотах ниже f_0 . Поэтому на рис. 3.24 вдоль оси абсцисс имеются две шкалы для значений α .

Перейдем к рассмотрению одноконтурного усилителя на транзисторе, при большом значении отношения f_0/f_s .

На рис. 3.25 изображены амплитудно-частотные характеристики однокаскадного и четырехкаскадного усилителей при $f_0/f_s = 1$. Характеристики для $k_{уст} = 1$ аналогичны таким же характеристикам, приведенным на рис. 3.24.

Характеристики однокаскадного усилителя для $k_{уст} = 0,9$ и $k_{уст} = 0,8$ в схеме *ОЭ* строятся на базе рис. 3.15 следующим образом: при $\alpha = 0,5$ обратная связь максимальная отрицательная и усиление уменьшается на 10 или 20% от величины 0,89; при $\alpha = 0$ и $\alpha = 1$ вносимая в контур проводимость уменьшается в отношении $0,7/0,85 = 0,82$ и, значит, при $\alpha = 0$ усиление уменьшается на 8,2 или 16,4%, а при $\alpha = 1$ на $0,7 \cdot 8,2 = 5,7\%$ или $0,7 \cdot 16,4 = 11,4\%$; при $\alpha = -1$ вносимая в контур проводимость равна нулю и усиление не изменяется и т. д.

Характеристики четырехкаскадного усилителя построены путем возведения в четвертую степень всех ординат характеристик однокаскадного усилителя. Ординаты характеристик (рис. 3.25) при таком способе их расчета оказываются нормированными относительно максимального усиления при $k_{уст} = 1$. По этому рисунку удобно судить об изменении коэффициента усиления, вызываемом внутренней обратной связью.

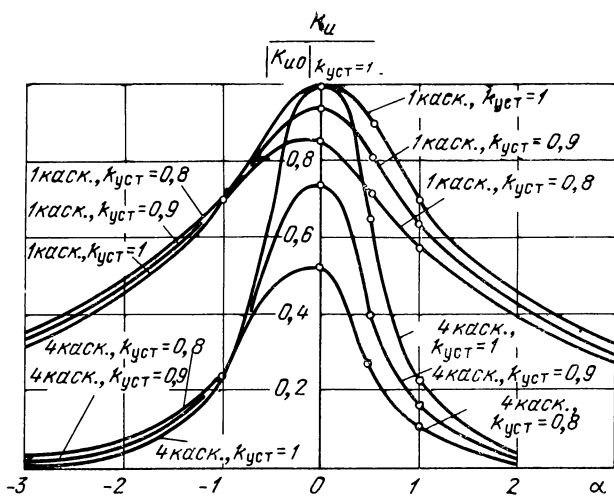


Рис. 3.25. Искажение амплитудно-частотных характеристик в схеме ОЭ при $f_0 = f_s$.

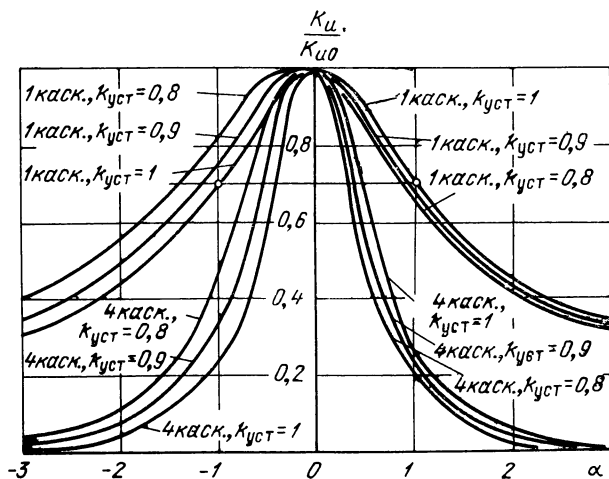


Рис. 3.26 Нормированные амплитудно-частотные характеристики одноконтурных усилителей при $f_0 = f_s$ в схеме ОЭ.

На рис. 3.26 даны те же характеристики, но с нормированием ординат так, чтобы они относились к максимальному усилению каждой характеристики. При этом вершины всех характеристик оказываются на одном уровне, что позволяет судить об изменении их формы и полосы пропускания.

Амплитудно-частотные характеристики для одно- и четырех каскадных усилителей в схеме ОБ (рис. 3.27 и

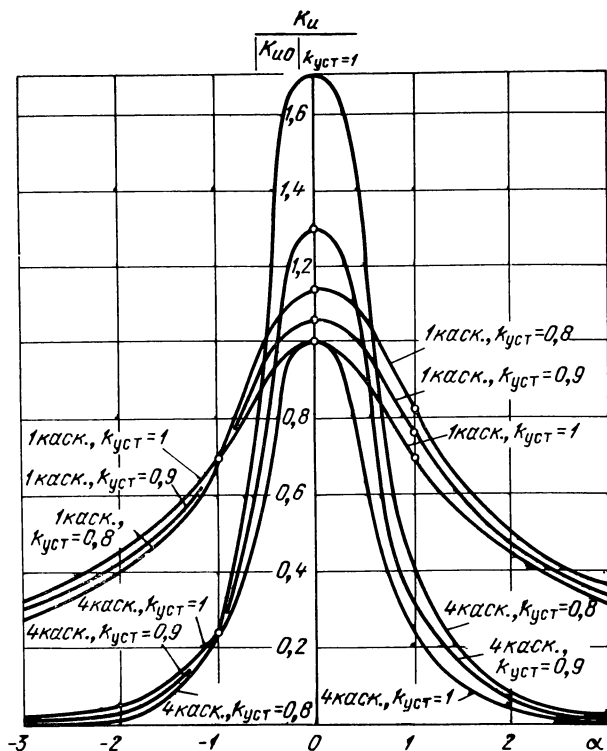


Рис. 3.27. Искажение амплитудно-частотных характеристик в схеме ОБ при $f_0 = f_s$.

3.28) при $f_0/f_s = 1$ построены описанным выше способом. Построение легко проверить по жирным точкам, отмеченным на графиках. Эти характеристики отличаются от характеристик рис. 3.25 и 3.26 знаком внутренней обратной связи. В схеме ОЭ она в основном отрицательная, в схеме ОБ — положительная.

Из рис. 3.25 и 3.27 следует, что внутренняя обратная связь при использовании транзистора на частотах, близких к граничной частоте по крутизне f_s , может уменьшить (для $ОЭ$) или увеличить (для $ОБ$) усиление одного каскада на 10—20%¹ и четырехкаскадного усилителя в 1,5—2 раза. Из нормированных характеристик рис. 3.26 и 3.28 следует, что в этих же условиях получается только небольшое расширение полосы пропускания и смещение ее середины.

Построение амплитудно-частотных характеристик для одноконтурного усилителя при каскодном соединении

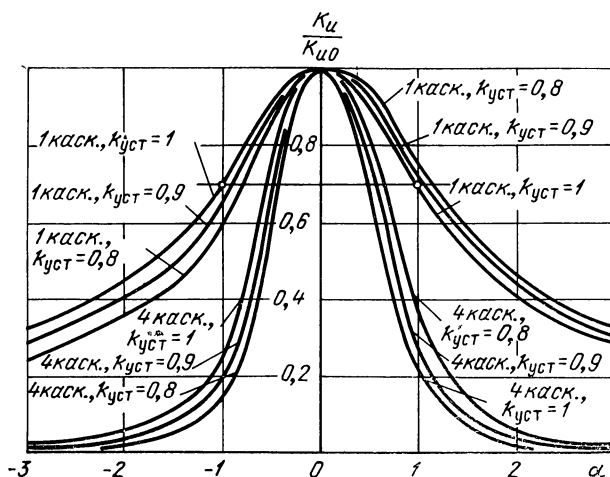


Рис. 3.28. Нормированные амплитудно-частотные характеристики одноконтурных усилителей в схеме $ОБ$ при $f_0=f_s$.

ламп $ОК—ОС$ и транзисторов $ОЭ—ОБ$ производится в соответствии с рис. 3.19 описанным методом. На рис. 3.29 и 3.30 даны характеристики, нормированные относительно максимального усиления при $k_{уст}=1$ и относительно своего максимального усиления для однокаскадного усилителя при $f_0 \ll f_s$. Они получаются совершенно симметричными в соответствии с кривой $\gamma(\alpha)$ на рис. 3.19 для $f_0/f_s=0$. В этом случае учет внутренней обратной связи дает увеличение усиления и сужение полосы пропускания на 10—20%¹. Характеристики многокаскадного усилителя легко построить возведением в соответствующую степень ординат кривых рис. 3.29 и 3.30.

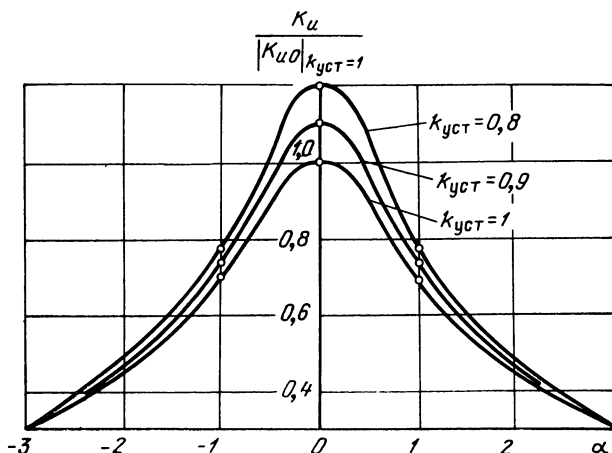


Рис. 3.29 Искажение амплитудно-частотных характеристик в одно-
контурных каскодных схемах ОЭ—ОБ и ОК—ОС.

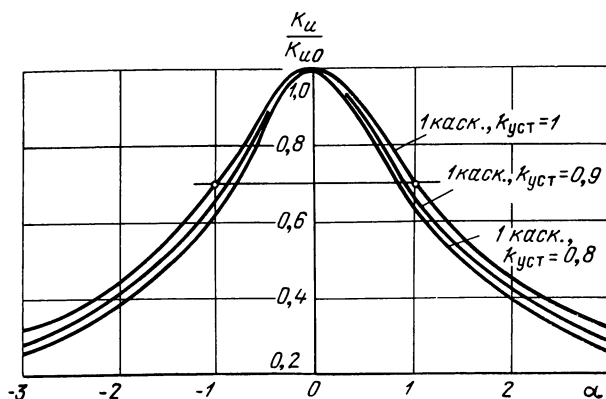


Рис. 3.30. Нормированные амплитудно-частотные характеристики
одноконтурных каскодных схем ОЭ—ОБ и ОК—ОС.

В каскодном соединении транзисторов ОЭ—ОБ частотные свойства их мало отражаются на внутренней обратной связи. Это следует из кривой $\gamma(\alpha)$ при $f_0/f_s = 1$ на рис. 3.19. Смещение этой кривой влево от кривой для $(f_0/f_s) = 0$ может дать только небольшой перекося характеристик на рис. 3.28, на котором при $\alpha = 1$ три отмеченные точки сольются в одну, и при $\alpha = -1$ такие же

точки раздвинутся. Этим незначительным изменением можно пренебречь. Таким образом, характеристики рис. 3.29 и 3.30 могут быть использованы для всех частот вплоть до $f_0 = f_s$ при $\psi = -180^\circ$. У каскодной схемы на более высоких частотах и при $\psi \neq -180^\circ$ характеристики могут иметь больший перекося. Так, например, для случая $(f_0/f_s) = 2$, показанного на рис. 3.19, на частотах ниже f_0 будет наблюдаться положительная обратная связь, а выше f_0 — отрицательная, и частотные характеристики будут подобны характеристикам для схем ОЭ и ОБ. Уменьшение фазового угла цепи обратной связи до $\psi = -150^\circ$ также может повлиять на перекося частотной характеристики. Величины таких перекося для конкретного случая могут быть определены расчетом по показанной здесь методике.

Полезность таких расчетов сомнительна, особенно если не брать $k_{уст} < 0,9$.

Искажение частотных характеристик в усилительных каскадах с двухконтурными фильтрами довольно подробно разобрано в [22] для случая $(f_0/f_s) = 0$. Там же показано (рис. III.31), что с увеличением связи между контурами фильтра экстремальные значения кривой $\gamma(\alpha)$ (рис. 3.15) уменьшаются и смещаются в стороны больших абсолютных расстройок α . Для применяемого чаще всего случая критической связи одиночных резонансных контуров, когда коэффициент связи равен эквивалентному затуханию $k_{св} = d_{эКВ}$, изменение этих максимумов не существенно. По сравнению с нагрузкой каскада одиночным контуром величина максимумов уменьшается всего на 20% (до 0,4 против 0,5 на рис. 3.15) при сдвиге их на расстройки $\alpha = \pm 2$ против $\alpha = \pm 1$ на рис. 3.15. В редко применяемых случаях двухгорбой частотной характеристики при $k_{св} > d_{эКВ}$ кривая $\gamma(\alpha)$ имеет по два экстремальных значения при положительных и отрицательных значениях α .

Экстремальные значения входной проводимости усилительного прибора, нагруженного двухконтурными фильтрами при $k_{св} \leq d_{эКВ}$, можно с точностью до —20% считать одинаковыми с экстремальными значениями входной проводимости усилительного прибора, нагруженного одиночным контуром. Не углубляясь в подробный анализ влияния дополнительных фазовых сдвигов, получающихся при использовании транзисторов на частотах f_0 , близких к f_s , можно полагать, что этот случай будет

мало отличаться от разобранный выше случая одноконтурного усилителя.

Таким образом, усилительный каскад с одиночным контуром, после которого включен каскад с двухконтурным фильтром, будет иметь искаженные частотные характеристики, близкие к показанным на рис. 3.24—3.30.

Если в каскаде имеется двухконтурный фильтр, то его второй контур нагружается частотнозависимой входной проводимостью следующего каскада. Задача построения частотной характеристики такого фильтра сложна, так как требует анализа фильтра с разными контурами, причем затухание второго контура зависит от частоты. Известно, что частотная характеристика двухконтурного фильтра меньше искажается при расстройке или изменении затухания одного из контуров, чем характеристика одного контура. Поэтому можно с уверенностью считать, что *искажения характеристик в схеме с двухконтурным фильтром будут меньше, чем с одноконтурным, при той же величине коэффициента $k_{уст}$.*

Известно, что в системах с расстроенными контурами небольшие изменения частоты настройки и затухания одного из контуров приводят к значительным искажениям вершины суммарной частотной характеристики. Вызвано это тем, что в формировании вершины участвуют крутые боковые стороны частотных характеристик отдельных контуров. Неустойчивость частотных характеристик во времени при хранении приборов в невключенном состоянии, при изменении режима и при регулировании усиления послужила причиной того, что в современной промышленной аппаратуре усилители с расстроенными контурами не применяются, а если иногда и применяются, то по недоразумению. Поэтому здесь не рассматриваются такие системы, хотя и нетрудно было показать путем перемножения частотных характеристик рис. 3.24—3.30 со сдвигом резонансных частот, что искажение характеристик будет больше, чем в рассмотренных случаях.

Подводя итог рассмотрению вопроса искажения частотных характеристик, можно констатировать, что в обычно применяемых системах одноконтурных и двухконтурных усилителей с настройкой контуров на одну частоту при $k_{уст} > 0,8$ искажения невелики. Опытный регулировщик может при настройке добиться того, что они будут незаметны. Внутренняя обратная связь

может проявиться при регулировке усиления и при старении усилителя, когда из-за изменения крутизны будет искажаться частотная характеристика, но не более чем в указанных выше 10—20%-ных пределах.

Если усилитель имеет более искаженные характеристики, то это означает, что в нем или неправильно оценен коэффициент $k_{уст}$ или имеется внешняя паразитная обратная связь, вызванная неудачной конструкцией экранов и недостаточной фильтрацией проводов.

При расчете усилителя необходимо задаться величиной $k_{уст}$. Очевидно, что точный выбор этой величины обосновать невозможно, так же как невозможно обосновать «запас прочности», вводимый в расчеты различных механических и строительных сооружений. Его иногда называют «коэффициентом незнания», что правильно и откровенно отображает суть дела. С увеличением $k_{уст}$ уменьшается вероятность заметного искажения амплитудно-частотных характеристик, но падает допустимый коэффициент усиления каскада. Уменьшение $k_{уст}$ позволяет увеличивать коэффициент усиления по напряжению пропорционально изменению величины $(1-k_{уст})$, но приводит к заметному искажению частотных характеристик. В дальнейших расчетах мы примем величину $k_{уст}=0,9$, являющуюся удобным компромиссом между указанными факторами для всех случаев, когда получение необходимого усиления не является серьезной проблемой. В редких случаях разработки малогабаритных и экономичных приборов, работы на очень высоких частотах и в очень широкополосных системах можно допустить снижение $k_{уст}$ до 0,8 и ниже, примирившись с более искаженными частотными характеристиками. Коэффициент $k_{уст}=0,9$ рекомендуется также большинством авторов, изучавших этот вопрос.

Приведенный в этом параграфе разбор искажений частотных характеристик и иллюстрирующие его графики не совпадают с таким же разбором и графиками в [29]. Не придавая особого значения форме искажений, поскольку в правильно сконструированной аппаратуре они почти отсутствуют, автор предполагал ограничиться рассуждениями о выборе $k_{уст}$, сославшись по вопросу искажений на указанную книгу. К сожалению, при более внимательном ознакомлении с [29] оказалось, что приведенные в ней частотные характеристики противоречат элементарным физическим представлениям. При попытке

найти причины этого автор столкнулся с большим числом новых обозначений, расшифровка которых дается вскользь в одном месте текста, с введением усложняющих обозначений и формул, с непонятными уровнями отсчета полосы пропускания и т. д. Все это вместе взятое не позволяет проверить выкладки и точки на кривых и автору пришлось самому построить приближенные графики, пользуясь приведенными здесь физическими представлениями.

Также здесь имеются расхождения с [46] в вопросе оценки искажений частотных характеристик и запаса по устойчивости, во всех вариантах включения транзисторов. Дело в том, что фаза по кольцу обратной связи зависит от частоты и в пределах резонансной характеристики каскада меняется в широких пределах как по величине, так и по знаку. Поэтому аргумент произведения прямой и обратной проводимостей $\arg \dot{y}_{21}\dot{y}_{12}$, не зависящий от \dot{y}_{11} и y_{22} , не может правильно отразить частотную зависимость обратной связи. Таким образом, предлагаемый здесь расчет, основанный на аргументе произведения $\arg K_u \dot{y}_{12}$, несмотря на примитивность построения графиков и математических выкладок, является более точным, чем рекомендуемый [46], в котором не учитываются точки максимального влияния обратной связи.

3.12. Устойчивость резонансных усилителей. Частные случаи

Если известны y -параметры усилительного прибора и другие величины, входящие в основные уравнения (3.33) и (3.34), то проверку допустимости получаемого коэффициента усиления с точки зрения удаленности от самовозбуждения или искаженности частотных характеристик проще и точнее всего произвести непосредственно по указанным уравнениям.

Для предварительной прикидки, главным образом при выборе схемы, и для оценки результатов эксперимента удобны еще

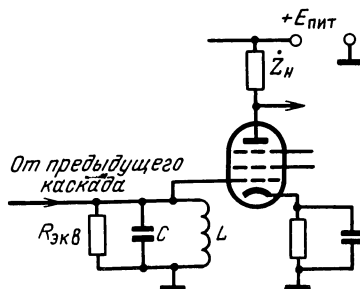


Рис. 3.31. Ламповый усилитель ВЧ в схеме ОК.

более приближенные формулы, выведенные путем подстановки в уравнения (3.33) и (3.34), параметров, соответствующих различным случаям. На основании рассуждений, приведенных в § 3.11, во всех формулах принято $k_{уст}=0,9$.

3.12.1. Ламповый каскад на не очень высоких частотах в схеме с общим катодом (рис. 3.31): $g_{11}=0$; $m=1$; $g_{конт}=1/R_{экв}$; $y_{12}=\omega_0 C_{га}$; $\gamma_m=0,5$.

Подставляя все эти величины в (3.33), получаем уравнение

$$K_{u_{0доп}} = \frac{0,2}{R_{экв}\omega_0 C_{га}}, \quad (3.35)$$

которое тождественно (3.11а), что подтверждает соответствие общего вывода, сделанного в § 3.10, частному выводу, сделанному в § 3.4 и 3.5.

3.12.2. Ламповый каскад в схеме с общей сеткой (рис. 3.32): $g_{11}=S$, катод подключен к контуру через

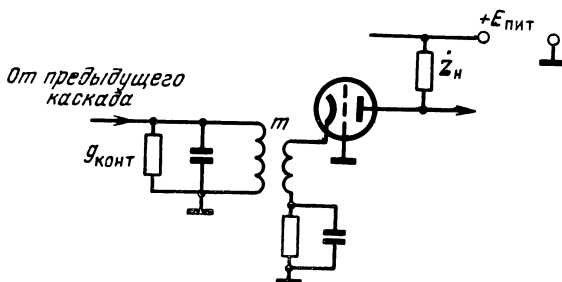


Рис. 3.32. Ламповый усилитель ВЧ в схеме ОС.

трансформатор, коэффициент трансформации которого m выбран так, что $\frac{g_{конт}}{m^2} \ll S$. Это означает, что почти все потери контура определяются входной проводимостью g_{11} и вторым членом суммы в числителе (3.33) можно пренебречь; $y_{12}=\omega_0 C_{ка}$. Остальные данные те же, что и в предыдущем случае. После подстановки получается уравнение

$$K_{u_{0доп}} = \frac{0,2S}{\omega_0 C_{ка}}. \quad (3.36)$$

Полезно отметить, что зависимость $K_{u_{0доп}}$ от крутизны S в каскаде с общей сеткой вызвана тем, что входная

проводимость такого каскада $g_{11}=S$, а не тем, что крутизна определяет усилительные свойства лампы.

Если уменьшать m до тех пор, пока не наступит «согласования», т. е. равенство собственных потерь контура и потерь, вносимых в него лампой, $g_{\text{конт}}/m^2=g_{11}=S$, то уравнение (3.36) преобразуется к виду

$$K_{u0\text{доп}} = \frac{0,4S}{\omega_0 C_{\text{ка}}}. \quad (3.37)$$

При этом одновременно с увеличением допустимого значения коэффициента $K_{u0\text{доп}}$ будет возрастать и усиление K_{u0} каскада.

Дальнейшее уменьшение связи лампы с контуром еще больше увеличивает устойчивость каскада и когда $g_{\text{конт}}/m^2 \gg S$, уравнение (3.36) принимает вид

$$K_{u0\text{доп}} = \frac{0,2g_{\text{конт}}}{m^2 \omega_0 C_{\text{ка}}}. \quad (3.38)$$

При этом увеличение коэффициента усиления каскада $K_{u0\text{доп}}$ сопровождается уменьшением резонансного коэффициента усиления K_{u0} . Вообще необходимо учитывать, что большая величина максимально допустимого устойчивого усиления лампы $K_{u0\text{доп}}$ не означает, что эта величина может быть реально получена.

Если вместо трансформатора включить промежуток катод — сетка последовательно в контур, то на основании соотношения (3.34а) в уравнении (3.33) величина $1/m^2$ заменится на $\rho^2 g_{11}^2$. При этом уравнения (3.36) и (3.37) не изменятся, а для случая, когда

$$g_{\text{конт}} \rho^2 g_{11}^2 = g_{\text{конт}} \rho^2 S^2 \gg S,$$

уравнение (3.38) принимает вид

$$K_{u0\text{доп}} = \frac{0,2g_{\text{конт}} \rho^2 S^2}{\omega_0 C_{\text{ка}}}. \quad (3.38a)$$

3.12.3. Ламповый каскад в схеме общий катод — общая сетка ОК — ОС (рис. 3.33,а): $g_{11}=0$; $m=1$; $g_{\text{конт}}=1/R_{\text{экв}}$; $\gamma_m=1$.

Для определения модуля y_{12} воспользуемся приближенной эквивалентной схемой (рис. 3.33,б) из которой следует, что при

$$S_2 \gg \omega_0 C_{\text{ка}2}; \quad S_2 \gg \omega_0 C_{1,2}; \quad S_2 \gg \omega_0 C_{\text{га}},$$

величина

$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{\omega_0^2 C_{ka2} C_{ga1}}{S_2}.$$

Остальные данные те же, что и в п. 3.12.1. После подстановки получаем уравнение

$$K_{u_{\text{доп}}} = \frac{0,1 S_2}{R_{\text{вкв}} \omega_0^2 C_{ga1} C_{ka2}}. \quad (3.39)$$

Здесь индексы 1 и 2 означают лампу каскада (первую или вторую), к которой относятся величины крутизны и внутриламповых емкостей.

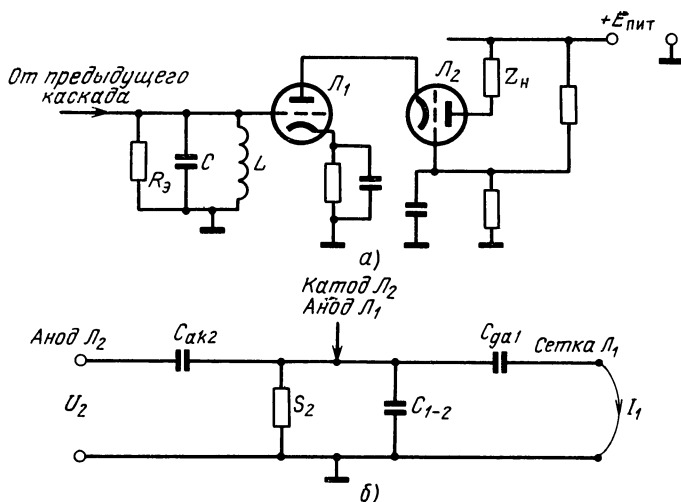


Рис. 3.33. Ламповый усилитель ВЧ в схеме ОК—ОС:

а — принципиальная схема, *б* — эквивалентная схема цепи внутренней обратной связи (U_2 — напряжение на аноде лампы L_2 , C_{ak2} — емкость анод—катод лампы L_2 ; S_2 — крутизна лампы L_2 , C_{1-2} — суммарная емкость цепи анод L_1 —сетка L_1 относительно корпуса, C_{ga1} — емкость сетка—анод лампы L_1 , I_1 — ток короткого замыкания в цепи, сетка лампы L_1 — корпус

При повышении частоты проводимости всех трех емкостей, показанных на рис. 3.33, *б*, увеличиваются. В первую очередь, делается сравнимой с S_2 наибольшая из них: $\omega_0 C_{1-2}$, шунтирующая входную проводимость

лампы L_2 , равную S_2 . На частоте $\omega_0 = S_2/C_{1-2}$ суммарная проводимость возрастает в 1,4 раза, что приводит к соответствующему увеличению максимально допустимого усиления $K_{\text{иодоп}}$ и к уменьшению коэффициента усиления, получаемого от каскада. Для ламп с крутизной 10 мСм и при $C_{1-2} = 16$ пФ это происходит на частотах выше $f = 10 \cdot 10^{-3} / (2\pi \cdot 16 \cdot 10^{-12}) = 100$ МГц. Получение достаточного усиления на этих частотах является нелегкой задачей, и для решения ее часто в провод, соединяющий анод лампы L_1 с катодом лампы L_2 , включают последовательно корректирующую индуктивность L (рис. 3.34). Она разделяет емкость C_{1-2} на две неодинаковые части: меньшую со стороны анода L_1 и большую со стороны катода L_2 . На частотах, близких к резонансной частоте контура, составленного из L и последовательного соединения двух указанных емкостей, такое включение действует как понижающий автотрансформатор, приводит к повышению напряжения на аноде L_1 и, следовательно, к снижению максимально допустимого усиления $K_{\text{иодоп}}$ и повышению входной емкости. По сути, на этих частотах схема перестает действовать как «каскадная». Применение последовательной индуктивности рационально только в усилителях, работающих в широком диапазоне частот (например, в блоке ПТК телевизионного приемника), при условии подробного анализа работы каскада на всех частотах диапазона.

В усилителях, работающих на одной фиксированной частоте, достаточно высокой для того, чтобы емкость C_{1-2} снижала усиление, правильнее устанавливать па-

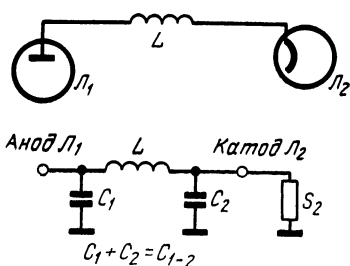


Рис. 3.34. Включение корректирующей индуктивности в схему ОК—ОС.

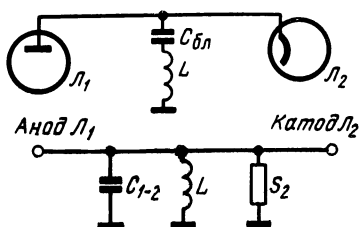


Рис. 3.35. Включение настраивающей индуктивности в схему ОК—ОС.

раллельную индуктивность, выбирая ее так, чтобы контур LC_{1-2} был настроен на рабочую частоту (рис. 3.35).

3.12.4. Транзисторный каскад в схеме с общим эмиттером (рис. 3.36). База подключена к контуру так, что почти все потери определяются входной проводимостью транзистора. Это позволяет пренебречь членом $g_{\text{конт}}/m^2$. Как показано в [35], модуль $y_{123} \approx \omega C_K$. Это довольно хо-

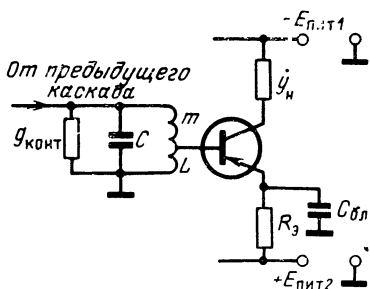


Рис. 3.36. Транзисторный усилитель ВЧ в схеме ОЭ.

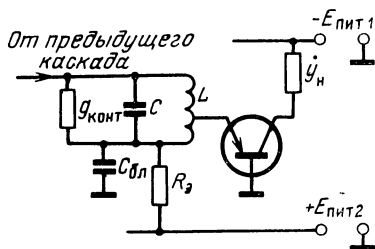


Рис. 3.37. Транзисторный усилитель ВЧ в схеме ОБ.

рошо согласуется с результатами расчета, приведенными в табл. 3.3. Для $(f/f_s) < 0,52$ отклонение модуля от указанной величины не превосходит -9% и только при $(f/f_s) = 1,7$ оно достигает -40% . Считая, что $\omega = \omega_0$ и C_K — значение емкости коллекторного перехода, оговоренное в технических условиях на транзистор, после подстановки в уравнение (3.33) получаем

$$K_{\text{удоп}} = \frac{0,1 g_{119}}{\gamma_m \omega_0 C_K}. \quad (3.40)$$

Зависимость γ_m от f_0/f_s дана в табл. 3.4.

Уменьшение связи контура с транзистором при одновременном увеличении затухания контура дополнительным резистором так, чтобы полоса

пропускания оставалась неизменной, увеличивает устойчивость каскада. В этом случае, пользуясь (3.34), легко получить уравнение

$$K_{\text{удоп}} = \frac{0,1}{\gamma_m m^2} \frac{C}{C_K} \frac{\Delta f_{0,7}}{f_0}. \quad (3.41)$$

При последовательном включении входного сопротивления транзистора в контур можно пользоваться этой же формулой, но с заменой множителя $1/m^2$ на $\rho^2 g_{119}^2$, на основании (3.34, а).

Если же уменьшить m , не производя дополнительного шунтирования, то второй член в сумме $g_{11} + (g_{\text{конт}}/m^2)$ будет возрастать и при «согласовании», когда $g_{11} = g_{\text{конт}}/m^2$, из (3.33) получим

$$K_{u_{\text{доп}}} = \frac{0,2g_{11\text{в}}}{\gamma_m \omega_0 C_K} \quad (3.42)$$

3.12.5. Транзисторный каскад в схеме с общей базой (рис. 3.37). Транзистор подключен к контуру так, что почти все потери определяются входной проводимостью транзистора.

Тогда $g_{\text{конт}}/m^2 = 0$; $y_{12\text{в}} = -(\dot{y}_{22\text{в}} + \dot{y}_{12\text{в}})$ в соответствии с рис. 3.10 и табл. 3.2. Если известны активная и реактивная составляющие каждой из проводимостей, входящих в $\dot{y}_{12\text{в}}$, то легко определить и ее модуль. Модуль этой проводимости может оказаться и меньше и больше модуля $y_{12\text{в}}$, так как комплексные проводимости $\dot{y}_{22\text{в}}$ и $\dot{y}_{12\text{в}}$ имеют разные знаки (см. табл. 3.3). Нельзя сводить расчет модуля $y_{12\text{в}}$ к суммированию модулей $y_{22\text{в}}$ и $y_{12\text{в}}$, как это ошибочно сделано в [49].

Подставляя приведенные значения (3.33), получаем для схемы ОБ

$$K_{u_{\text{доп}}} = \frac{0,1g_{11\text{в}}}{\gamma_m y_{12\text{в}}} = \frac{0,1g_{11\text{в}}}{\gamma_m (y_{22\text{в}} + y_{12\text{в}})} \quad (3.43)$$

Из табл. 3.3 следует, что общепринятую замену $g_{11\text{в}} \approx y_{21\text{в}}$ можно делать только на средних частотах для конкретного типа транзистора. При работе на весьма высоких частотах такая замена может дать ошибку в два раза.

В отличие от схемы ОЭ, даже для ориентировочного расчета $K_{u_{\text{доп}}}$ в схеме ОБ, необходимо знать y -параметры транзистора.

При уменьшении m до «согласования», т. е. когда $g_{\text{конт}}/m^2 = g_{11\text{в}}$, уравнение (3.43) преобразуется к виду

$$K_{u_{\text{доп}}} = \frac{0,2g_{11\text{в}}}{\gamma_m y_{12\text{в}}} \quad (3.44)$$

При еще большем уменьшении m устойчивость каскада продолжает улучшаться и когда начинает выполняться неравенство $g_{\text{конт}}/m^2 > g_{11\text{в}}$, уравнение (3.33) можно записать в виде

$$K_{u_{\text{доп}}} = \frac{0,1g_{\text{конт}}}{\gamma_m m^2 y_{12\text{в}}} \quad (3.45)$$

Таким образом, уменьшением коэффициента трансформации m можно получить любую величину допустимого коэффициента усиления по напряжению. Трудность заключается в том, чтобы получить от каскада достаточное усиление.

3.12.6. Транзисторный каскад в «каскадной» схеме ОЭ — ОБ (рис. 3.38). Входная проводимость такой комбинации $\dot{y}_{11э-б} = \dot{y}_{11э1}$ и подключение первого транзистора к контуру производится так же, как и в схеме ОЭ.

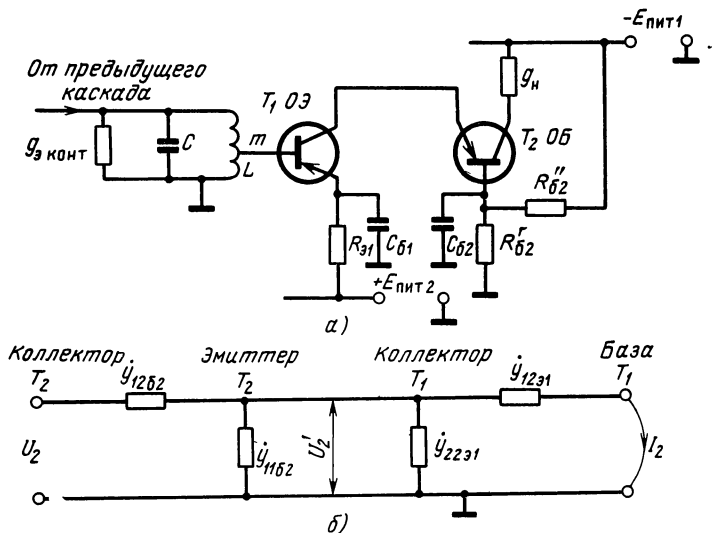


Рис. 3.38. Транзисторный усилитель в схеме ОЭ—ОБ:
а — принципиальная схема, б — эквивалентная схема цепи внутренней обратной связи

Проводимость обратной связи рассчитывается в соответствии с рис. 3.38,б следующим образом: напряжение на делителе, состоящем из проводимости $\dot{y}_{12э2}$ и $\dot{y}_{11э2} + \dot{y}_{22э1}$, будет равно

$$U'_2 = U_2 \frac{\dot{y}_{12э2}}{\dot{y}_{11э2} + \dot{y}_{22э1}};$$

ток через короткозамыкающую шину

$$I_{1,1} = U'_2 \dot{y}_{12э1} = \frac{\dot{y}_{12э2} \dot{y}_{12э1}}{\dot{y}_{11э2} + \dot{y}_{22э1}} U_2.$$

Отсюда проводимость обратной связи

$$\dot{y}_{12\phi-6} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{\dot{y}_{12\phi2}\dot{y}_{12\phi1}}{\dot{y}_{11\phi2} + \dot{y}_{22\phi1}}. \quad (3.46)$$

Пользуясь табл. 3.2, можно перевести параметры второго транзистора, включенного по схеме ОБ, в параметры включения ОЭ:

$$\dot{y}_{12\phi-6} = - \frac{(\dot{y}_{22\phi2} + \dot{y}_{12\phi2}) \dot{y}_{12\phi1}}{\dot{y}_{11\phi2} + \dot{y}_{21\phi2} + \dot{y}_{12\phi2} + \dot{y}_{22\phi2} + \dot{y}_{22\phi1}}. \quad (3.47)$$

Если пренебречь в сумме, стоящей в знаменателе, меньшими членами, то получится приближенное уравнение для модуля проводимости обратной связи в вариантах

$$y_{12\phi-6} = y_{12\phi1} \frac{y_{12\phi2}}{y_{11\phi2}} = y_{12\phi1} \frac{|\dot{y}_{22\phi2} + \dot{y}_{12\phi2}|}{y_{21\phi2}}. \quad (3.48)$$

Последнее приближение пригодно только для использования транзистора на низких и средних для него частотах.

Полными уравнениями (3.46) и (3.47) можно пользоваться для определения проводимости обратной связи, если известны активные и реактивные составляющие всех входящих в них проводимостей.

Приближенное уравнение (3.48) наглядно показывает, что проводимость цепи обратной передачи каскада ОЭ — ОБ в $y_{11\phi2}/y_{12\phi2}$ раз меньше проводимости каскада ОЭ. Это позволяет воспользоваться уравнениями, выведенными в п. 3.12.4, умножив их на указанное отношение. В результате для случая, когда почти все потери контура определяются входной проводимостью, уравнение (3.40) преобразуется к виду

$$K_{u_{\text{одоп}}} = \frac{0,1 g_{11\phi1} y_{11\phi2}}{\gamma_m \omega_0 C_{\kappa} y_{12\phi2}}. \quad (3.49)$$

Для случая, когда каскад имеет неизменную полосу пропускания $\Delta f_{0,7}$ входного контура при разных связях его с транзистором и разных шунтирующих резисторах, уравнение (3.41) записывается в виде

$$K_{u_{\text{одоп}}} = \frac{0,1}{\gamma_m m^2} \frac{C}{C_{\kappa}} \frac{\Delta f_{0,7}}{f_0} \frac{y_{11\phi2}}{y_{12\phi2}}. \quad (3.50)$$

Наконец, при уменьшении m до «согласования», когда $g_{11\Omega} = g_{\text{конт}}/m^2$, независимо от изменения $\Delta f_{0,7}$, уравнение (3.42) можно представить как

$$K_{\text{удоп}} = \frac{0,2g_{11\Omega}y_{11\Omega}}{\gamma_m\omega_0 C_K y_{12\Omega}} \quad (3.51)$$

3.13. Примеры расчета допустимых коэффициентов усиления транзистора в резонансных усилителях

Пользуясь расчетными формулами (табл. 3.5) и ориентировочными назначениями y -параметров транзистора 1Т313Б на частоте 60 МГц в режиме $I_0 = 5$ мА: $U_K = 5$ В, приведенными в табл. 3.3, определим максимально допустимый коэффициент усиления транзистора для различных его включений. Значения коэффициента γ_m для отношения $f_0/f_s = 0,5$ взяты из табл. 3.4. Чтобы обеспечить заданную степень удаленности от самовозбуждения, пользуемся графой «положительная обратная связь». Для получения заданной неискаженности частотной характеристики возьмем большую из двух цифр, независимо от знака обратной связи.

1. Включение ОЭ при большой связи контура со входом транзистора $g_{11\Omega} \gg g_{\text{конт}}/m^2$. Согласно формуле (3.40)

$$K_{\text{удоп}} = \frac{0,1g_{11\Omega}}{\gamma_m y_{12\Omega}} = \frac{0,1 \cdot 8,9}{0,28 \cdot 0,82} = 3,9$$

при заданной степени удаленности от самовозбуждения и

$$K_{\text{удоп}} = \frac{0,1 \cdot 8,9}{0,72 \cdot 0,82} = 1,5$$

при заданной неискаженности частотных характеристик.

2. Включение ОЭ при «согласовании», когда $g_{11\Omega} = g_{\text{конт}}/m^2$. При расчете по формуле (3.42) полученные выше цифры увеличатся в два раза, до 7,8 и 3,0. Замена $y_{12\Omega} = 0,82$ на $\omega_0 C_K = 0,95$ почти не изменит результаты расчета.

3. Включение ОЭ при постоянной полосе пропускания. Предположим, что контур, подключенный ко входу транзистора, имеет полосу пропускания $\Delta f_{0,7} = 6$ МГц. Для получения такой полосы контур обычно приходится шунтировать сопротивлением $R_m = 2$ кОм. Полагая, что это шунтирование определяется входной проводимостью транзистора $g_{11\Omega}$, необходимо иметь коэффициент трансформации

$$m = \sqrt{\frac{1}{g_{11\Omega} R_m}} = \sqrt{\frac{1}{8,9 \cdot 2}} = 0,24.$$

При этом входная емкость транзистора будет равна

$$C_{\text{вх}} = \frac{b_{11\Omega}}{\omega_0} = \frac{7,55 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} = 28 \text{ пФ},$$

а при пересчете в контур:

$$C'_{\text{вх}} = C_{\text{вх}} m^2 = 28 \cdot 0,24^2 = 1,6 \text{ пФ}.$$

Таблица 3.5

Формулы для расчета допустимых коэффициентов усиления транзистора в резонансных усилителях

Вариант применения	Допустимый коэффициент усиления	Номер формулы
Основная формула	$(1 - k_{уст}) \left(g_{11} + \frac{g_{конт}}{m^2} \right) \gamma_m y_{12}$	(3.33)
Основная формула для постоянной полосы пропускания	$\frac{(1 - k_{уст}) 2\pi C \Delta f_{0,7}}{m^2 \gamma_m y_{12}}$	(3.34)
Схема ОЭ при большой связи контура с транзистором	$\frac{0,1 g_{119}}{\gamma_m y_{129}} = \frac{0,1 g_{119}}{\gamma_m \omega_0 C_k}$	(3.40)
Схема ОЭ при постоянной полосе пропускания	$\frac{0,1}{\gamma_m m^2} \frac{C}{C_k} \frac{\Delta f_{0,7}}{f_0}$	(3.41)
Схема ОЭ при $m = \sqrt{\frac{g_{конт}}{g_{119}}}$	$\frac{0,2 g_{119}}{\gamma_m y_{129}} = \frac{0,2 g_{119}}{\gamma_m \omega_0 C_k}$	(3.42)
Схема ОБ при большой связи контура с транзистором	$\frac{0,1 g_{116}}{\gamma_m y_{126}} = \frac{0,1 g_{116}}{\gamma_m y_{229} + y_{129} }$	(3.43)
Схема ОБ при $m = \sqrt{\frac{g_{конт}}{g_{116}}}$	$\frac{0,2 g_{116}}{\gamma_m y_{126}}$	(3.44)
Схема ОБ при слабой связи контура с транзистором	$\frac{0,1 g_{конт}}{\gamma_m m^2 y_{126}}$	(3.45)
Каскодный усилитель ОЭ — ОБ при большой связи контура с первым транзистором	$\frac{0,1 g_{1191} y_{1162}}{\gamma_m y_{1291} y_{1262}}$	(3.49)
Каскодный усилитель ОЭ — ОБ при постоянной полосе пропускания	$\frac{0,1}{\gamma_m m^2} \frac{C}{C_k} \frac{\Delta f_{07}}{f_0} \frac{y_{1162}}{y_{1262}}$	(3.50)
Каскодный усилитель ОЭ — ОБ при $m = \sqrt{\frac{g_{конт}}{g_{1191}}}$	$\frac{0,2 g_{1191} y_{1162}}{\gamma_m y_{1291} y_{1262}}$	(3.51)

Полная емкость контура будет равна сумме емкостей:

$$C = C'_{вх} + C_{вых} + C_m = 1,6 + 8 + 5 = 14,6 \text{ пФ.}$$

Вводя эти данные в формулу (3.41), получаем

$$K_{удоп} = \frac{0,1}{\gamma_m m^2} \frac{C}{C_k} \frac{\Delta f_{0,7}}{f_0} = \frac{0,1}{0,28 \cdot 0,24^2} \frac{14,6}{2,5} \frac{6}{60} = 3,6$$

(при заданной удаленности от самовозбуждения).

4. Включение ОБ при большой связи контура со входом транзистора $g_{116} \gg g_{конт}/m^2$.

По формуле (3.43) определяем

$$K_{удоп} = \frac{0,1 g_{116}}{\gamma_m y_{126}} = \frac{0,1 \cdot 142}{0,72 \cdot 2,4} = 8,2.$$

5. Включение ОБ при равенстве $g_{116} = g_{конт}/m^2$.

В соответствии с (3.44) допустимое усиление возрастет в два раза, т. е. до величины $K_{удоп} = 16,4$. Еще большее усиление будет допустимо, если включить входную цепь транзистора последовательно в контур, подобрав соответствующим образом его волновое сопротивление ρ . Изменение фазы обратной связи позволяет взять множитель γ_m из другой графы и тогда

$$K_{удоп} = 16,4 \frac{0,72}{0,28} = 42$$

(только для заданной удаленности от самовозбуждения).

6. Включение ОЭ—ОБ при большой связи контура со входом первого транзистора $g_{119} \gg g_{конт}/m^2$.

По формуле (3.49) находим

$$K_{удоп} = \frac{0,1 g_{119} y_{1162}}{\gamma_m y_{1291} y_{1262}} = \frac{0,1 \cdot 8,9 \cdot 151}{0,9 \cdot 0,82 \cdot 2,4} = 77.$$

7. Включение ОЭ—ОБ при равенстве $g_{119} = g_{конт}/m^2$.

Согласно формуле (3.51) допустимое усиление возрастет в два раза. Во много раз больше будет допустимое усиление при последовательном включении входной цепи транзистора в контур (для заданной удаленности от самовозбуждения). Рассчитывать эти варианты нет смысла, так как получение такого большого усиления нереально, и на работу схемы ОЭ—ОБ (на данной частоте) внутренняя обратная связь почти не влияет.

3.14. Примеры расчета допустимых коэффициентов усиления лампы в резонансных усилителях

Пользуясь расчетными формулами табл. 3.6, определим максимально допустимый коэффициент усиления ламп повышенной надежности при разных включениях на частоте 60 МГц.

Триод 6С52Н-В (нулистор) имеет следующие параметры: $S = 10$ мСм; $C_{га} = 0,85$ пФ; $C_{ак} = 0,25$ пФ; $R_{вх} = 6$ кОм (на частоте 60 МГц). Тетрод 6Э12Н-В: $S = 11$ мСм; $C_{га} < 0,015$ пФ; $R_{вх} > 5$ кОм (на частоте 60 МГц).

Таблица 3.6

Формулы для расчета допустимых коэффициентов усиления лампы в резонансных усилителях

Вариант применения	Допустимый коэффициент усиления	Номер формулы
Основная формула	$\frac{(1 - k_{уст}) \left(g_{11} + \frac{g_{конт}}{m^2} \right)}{\gamma_m y_{12}}$	(3.33)
Общий катод (ОК) при $m = 1$	$\frac{0,2}{R_{экв} \omega_0 C_{га}}$	(3.35)
Общая сетка (ОС) при $m = 1$	$\frac{0,2S}{\omega_0 C_{га}}$	(3.36)
Общая сетка (ОС) при $m = \sqrt{\frac{g_{конт}}{S}}$	$\frac{0,4S}{\omega_0 C_{га}}$	(3.37)
Общая сетка (ОС) при слабой связи контура с лампой	$\frac{0,2g_{конт}}{m^2 \omega_0 C_{га}}$	(3.38)
Каскодный усилитель ОК — ОС при $m = 1$	$\frac{0,1S_2}{R_{экв} \omega_0^2 C_{га} C_{га2}}$	(3.39)

На основании замечания, приведенного в конце § 3.5, при расчете суммарной емкости будем учитывать емкость монтажа 0,03 пФ.

1. Включение ОК при непосредственном соединении контура с сеткой лампы при $m=1$ (3.35).

Для получения полосы пропускания $\Delta f_{0,7}=6$ МГц (см. п. 3.13.3) необходимо, чтобы выполнялось соотношение $R_{экв}=2$ кОм. При входном сопротивлении лампы $R_{вх}=5 \div 6$ кОм контур придется шунтировать резистором $R_{ш}$ сопротивлением 3—3,3 кОм. Для триода 6С52Н-В

$$K_{удоп} = \frac{0,2}{R_{экв} \omega_0 C_{га}} = \frac{0,2}{2000 \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 (0,085 + 0,03) \cdot 10^{-12}} = 0,3,$$

а для тетрода 6Э12Н-В

$$K_{удоп} = \frac{0,2}{2000 \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 (0,015 + 0,03) \cdot 10^{-12}} = 5,9.$$

2. Включение **ОС**. Рассмотрим два случая.

а) Если связь контура с лампой (коэффициент m) выбрана так, что все эквивалентное сопротивление контура $R_{\text{экв}}$ определяется входным сопротивлением триода, то

$$K_{\text{удоп}} = \frac{0,2S}{\omega_0 C_{\text{ка}}} = \frac{0,2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \cdot (0,25 + 0,03) \cdot 10^{-12}} = 19.$$

б) Если уменьшить m (337) так, чтобы соблюдалось равенство $S = g_{\text{конт}}/m^2$, или же, не изменяя m , шунтировать контур резистором так, чтобы достигнуть того же равенства, то допустимый коэффициент усиления возрастет в два раза, т. е. $K_{\text{удоп}}$ будет равен 38.

3. Включение **ОК—ОС**, каскодный усилитель на двух триодах 6С52Н-В при непосредственном соединении контура с сеткой первой лампы при условиях, оговоренных в п 1

$$\begin{aligned} K_{\text{удоп}} &= \frac{0,1S_2}{R_{\text{экв}} \omega_0^2 C_{\text{га1}} C_{\text{ка2}}} = \\ &= \frac{0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{2000 (2\pi \cdot 60 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,88 \cdot 0,28 \cdot 10^{-24}} = 14. \end{aligned}$$

ВНЕШНИЕ ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

4.1. Оценка необходимой степени экранирования и фильтрации

В гл. 3 были рассмотрены внутренние паразитные обратные связи, которые осуществляются через проводимость y_{12} усилительного прибора. При этом предполагалось, что внешние паразитные обратные связи отсутствуют. В настоящей главе разбирается действие только внешних паразитных обратных связей в предположении, что $k_{уст} > 0,9$ и внутренними обратными связями можно пренебречь.

В изготовленном образце усилителя трудно бывает определить, за счет какого вида связей — внутренних или внешних — получается неустойчивая работа и искажение амплитудно-частотных характеристик. В этой, казалось бы чисто экспериментальной задаче, первостепенное значение приобретает расчет. Если проверочный расчет внутренней обратной связи по формулам (3.33) — (3.51)

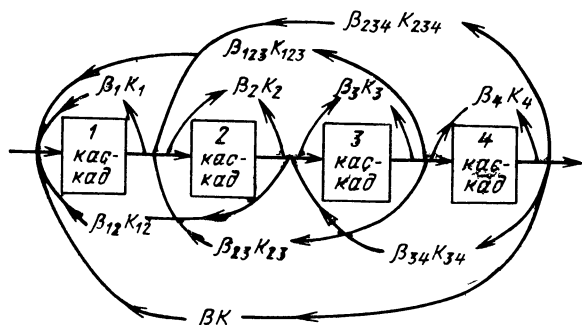


Рис. 4.1. Обратные связи в многокаскадном усилителе.

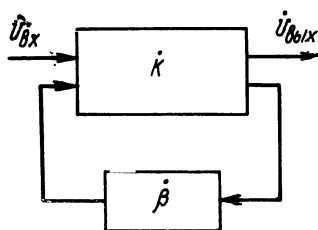


Рис. 4.2. Функциональная схема усилителя с обратной связью.

показывает, что все каскады имеют $k_{уст} > 0,9$, то это означает, что причиной неустойчивости работы усилителя является недостаточное экранирование и фильтрация проводов.

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 (рис. 4.1). К таким каналам можно отнести все виды обратной связи между выходной и входной 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 это явление отсутствует, рассмотрим условия устойчивой работы усилителя.

На рис. 4.2 показана функциональная схема усилителя с обратной связью. Он состоит из усилителя без обратной связи, коэффициент усиления которого равен K , и цепи обратной связи, передающей на вход часть выходного напряжения β усилителя.

В общем случае коэффициенты K и β являются комплексными величинами, зависящими от частоты.

Если на вход усилителя подать напряжение $\dot{U}_{вх}$, то выходное напряжение $\dot{U}_{вых}$ определится напряжением входа, усиленным в K раз, и выходным напряжением,

которое пройдет через элементы β и \dot{K} , т. е.

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K}\dot{U}_{\text{вх}} + \beta\dot{K}\dot{U}_{\text{вых}}.$$

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

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta\dot{K}} \dot{U}_{\text{вх}},$$

откуда находим коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (4.1)$$

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

В многокаскадных усилителях невозможно обеспечить только один из указанных видов обратной связи и, следовательно, нельзя добиться известных преимуществ, даваемых отрицательной обратной связью. Дело в том, что величина и фаза произведения $\beta\dot{K}$ зависят от частоты. В пределах полосы частот, пропускаемых усилителем, они изменяются настолько, что на некоторых частотах наблюдается положительная обратная связь, а на других — отрицательная.

Для получения неискаженных частотных характеристик при наличии обратной связи их иногда корректируют при настройке, повышая каким-либо способом усиление на одних частотах или снижая на других. В резонансных усилителях 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, применяемое 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, при смене и старении усилительных приборов; 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.*

Многокаскадный усилитель с множеством каналов обратной связи между любыми оконечными и промежуточными точками можно представить в виде комбинации отдельных усилителей (см. рис. 4.1), состоящих из одного, двух, трех и более каскадов, в которых имеется обратная связь только между входом и выходом с коэффициентами обратной связи

$$\beta_1 K_1, \beta_2 K_2, \dots, \beta_{12} K_{12}, \beta_{23} K_{23}, \dots, \beta K.$$

Практически напряжение с выхода усилителя на его вход может передаваться в результате действия следующих основных видов паразитных обратных связей:

а) через емкость между входной и выходной цепями усилителя. Этот вид связи получается при такой конст-

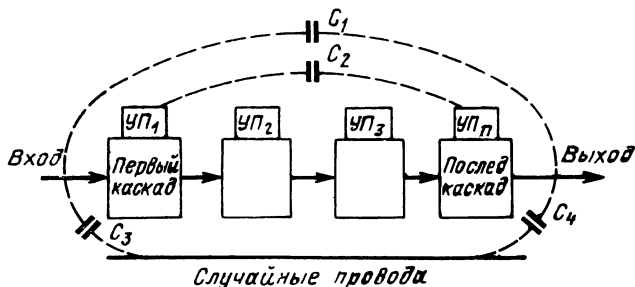


Рис. 4.3. Емкостная паразитная обратная связь в усилителе.

рукции усилителя, в которой провода входной цепи проходят вблизи выходных (емкость C_1 на рис. 4.3), отсутствуют экранирующие перегородки между транзисторными каскадами, 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 ;

б) через взаимоиндуктивности между контурами усилителя;

в) через провод питания коллекторов или анодов усилительных приборов;

г) через провод питания эмиттеров или управляющих сеток; такая цепь имеется не во всех усилителях;

д) через провода автоматического и ручного управления усилением, подключенные к различным точкам усилительных каскадов;

е) через шасси усилителя, являющееся одним из проводов, соединяющих различные точки усилителя *);

ж) через цепи накала ламп.

В различных усилителях перечисленные виды внешних паразитных обратных связей имеют различную значимость. В первую очередь, она определяется рабочими частотами. Если усилитель работает на достаточно высоких частотах (выше 10 МГц), то в нем можно ожидать появления всех видов внешней обратной связи (за исключением случая ж для транзисторных усилителей). При снижении рабочих частот прежде всего делается маловероятной связь вида е, так как чем больше отношение длины волны к линейным размерам усилителя, тем с большей точностью можно считать поверхность шасси эквипотенциальной. Затем уменьшается вероятность влияния всех видов емкостных связей, включая связь по посторонним проводам и по цепи канала. В многокаскадном усилителе низкой частоты вероятны только связи видов б, в и д.

Очевидно, что все паразитные напряжения поступают на вход усилителя в самых разнообразных фазах и суммируются геометрически. Учесть эти фазы не представляется возможным и мы будем рассматривать подавление внешних связей по каждой цепи отдельно.

Обсудим, какую часть выходного напряжения можно передавать на вход усилителя без особого ухудшения его параметров. Фаза произведения βK в пределах полосы пропускания многокаскадного усилителя изменяется значительно и, следовательно, на некоторых частотах напряжение обратной связи, поступающее с выхода через цепь обратной связи β , совпадает по фазе с входным

*) Некоторые авторы [10, 18 и 22] 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 разобран в § 4.12, где показано, что он приводит к неверным результатам, ограничивающим уменьшение размеров усилителя.

напряжением, а на других частотах прямо противоположно ему. В первом случае обратная связь действует как максимально глубокая положительная, а во втором — как отрицательная. В гл. 3, после разбора влияния внутренней обратной связи, было принято допустимым 10%-ное изменение усиления, вызванное этой неизбежной связью. Внешние обратные связи не являются неизбежными. Усложнением конструкции усилителя они могут быть снижены до любого уровня. При выборе допустимого изменения усиления, вызываемого каждой из внешних обратных связей приходится опять идти на компромисс между ухудшением параметров и усложнением и удорожанием усилителя. Во избежание увеличения влияния внешних паразитных связей при случайном совпадении фаз напряжений, поступающих по различным цепям обратной связи, включая и внутреннюю, допустимое изменение усиления следует снизить до 1%. Тогда даже в наихудшем случае можно считать, что основной цепью паразитной обратной связи будет внутренняя.

Введя этот допуск в (4.1), получим

$$1 \pm |\beta K| = 1 \pm 0,01.$$

Отсюда максимальное допустимое значение коэффициента передачи по каждой из цепей паразитной обратной связи будет равно

$$|\beta_{\text{макс}}| = 0,01/|K|. \quad (4.2)$$

Из этого соотношения следует, что любая фильтрующая цепь и любой междукаскадный экран должен давать ослабление по напряжению в

$$M > 100 K \text{ раз.} \quad (4.3)$$

Эффективность экранирования должна быть прямо пропорциональной коэффициенту усиления по напряжению. *Чем большее усиление имеется между какими-либо точками усилителя, тем лучше следует экранировать эти точки друг от друга.*

В рекомендуемой здесь оценке необходимой степени экранирования и фильтрации имеется некоторый запас, величину которого определить невозможно. Учитывая, что подавление обратных связей является тяжелой и кропотливой работой, желательно сохранить весь этот запас после начальной разработки первого образца, если

прибор выпускается небольшой партией. Если же прибор предназначен для крупносерийного или массового производства, то при отработке образцов следует проверить возможность некоторого упрощения экранировки и фильтрации проводов.

4.2. Паразитная обратная связь по основным цепям питания резонансных усилителей

К основным цепям питания усилительных приборов относятся источники напряжений, провода и фильтрующие детали, предназначенные для подачи напряжений питания на коллекторы, эмиттеры и базы транзисторов или на аноды, катоды и сетки ламп. В большей части усилителей имеется только один источник напряжения $E_{\text{пит}}$ для питания коллекторов транзисторов или анодов ламп. Остальные электроды усилительных приборов подключаются к тому же источнику различными способами. В некоторых усилителях, чаще транзисторных, применяются два источника напряжения. У одного источника с корпусом соединен плюс напряжения питания, и он служит для питания коллекторов транзисторов структуры $p-n-p$ и эмиттеров транзисторов $n-p-n$, у другого корпусом соединен минус, и он используется для питания коллекторов транзисторов $n-p-n$ и эмиттеров транзисторов $p-n-p$. При питании усилителя от двух источников обеспечивается высокая стабильность усиления и уменьшается величина тока, потребляемого от источников. В ламповых усилителях питание от двух источников применяется редко, только при необходимости иметь неизменность усиления в течение срока службы ламп и при их смене. Еще реже применяется питание от трех источников. Ниже разбираются принципы фильтрации в любой одной из основных цепей питания.

Обратная связь через цепи питания относится к паразитной связи через общее сопротивление (см. § 1.1). Внутреннее сопротивление источника питания, на выходе которого обычно включается конденсатор весьма большой емкости $C_{\text{фп}}$, настолько мало, что с ним большей частью можно не считаться во всем диапазоне рабочих частот усилителя. В этих условиях связь между точками с большой разницей в уровнях напряжения может воз-

нижнуть только за счет падения напряжения на общем участке провода питания ba_1a_2a , по которому проходит переменная составляющая тока всех усилительных приборов (рис. 4.4).

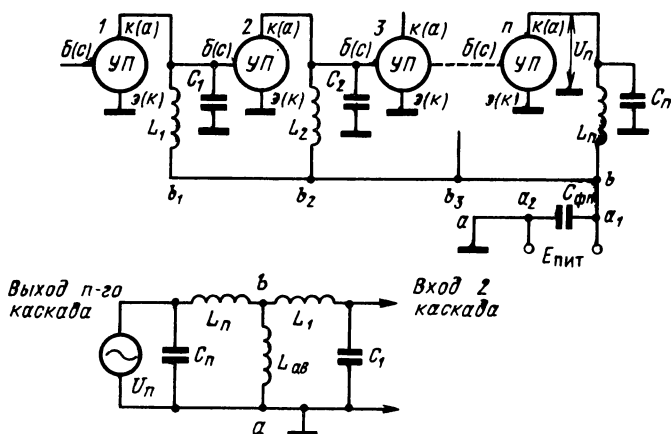


Рис. 4.4. Высокочастотная схема цепи последовательного питания.

При длине общего провода $ab=10$ см он имеет индуктивность L_{ab} около 0,1 мкГ. В резонансном усилителе контурные катушки L_1, L_2, \dots, L_n имеют индуктивность порядка 500 мкГ на частоте 465 кГц, 1 мкГ на частоте 30 МГц и 0,05 мкГ на частоте 200 МГц. Как видно из эквивалентной схемы, показанной на рис. 4.4, первый и последний контуры усилителя оказываются связанными друг с другом через общую индуктивность L_{ab} . Коэффициент связи принимает следующие значения:

на частоте 465 кГц

$$k_{CB} = 0,1 / (500 + 0,1) \approx 0,02\% ;$$

на частоте 30 МГц

$$k_{CB} = 0,1 / (1 + 0,1) \approx 9\%;$$

на частоте 200 МГц

$$k_{CB} = 0,1 / (0,05 + 0,1) \approx 67\%.$$

Такая связь между контурами приводит к передаче значительной части выходного напряжения усилителя U_n на вход 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 узкополосных усилителях. В широкополосных усилителях такая возможность отсутствует, так как у них сосредоточенная емкость в кон-

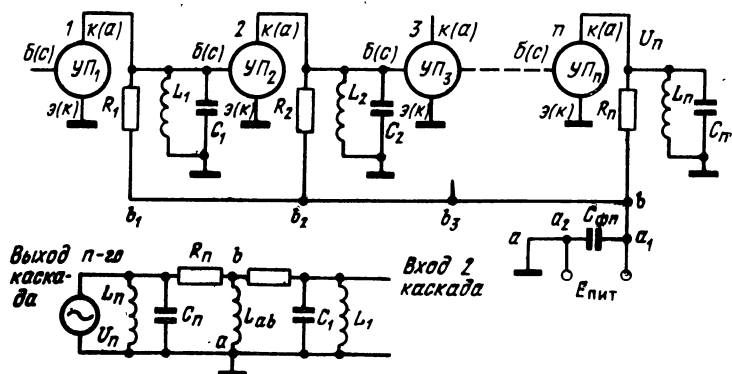


Рис. 4.5. Высокочастотная схема цепи параллельного питания.

туре мала или вовсе отсутствует, а у распределенной емкости всегда один электрод подключен к шасси.

Применяемая в широкополосных усилителях схема параллельного питания коллекторов или анодов дает лучшие результаты. Здесь (рис. 4.5) индуктивность L_{ab} последовательно в контуры не входит и на устойчивость настройки усилителя не влияет. Величина напряжения обратной связи, передаваемого из цепи последнего усилительного прибора на вход второго каскада, также уменьшается. При той же величине индуктивности общего провода $L_{ab} = 0,1$ мкГ его сопротивление на частоте 30 МГц $\omega_0 L_{ab} \approx 20$ Ом и на частоте 200 МГц $\omega_0 L_{ab} \approx 125$ Ом. В коллекторную или анодную цепь широкополосных усилителей обычно включаются резисторы R_1 , R_2, \dots, R_n сопротивлением примерно 1000 Ом. Напряжение на входе второго каскада будет составлять:

на частоте 30 МГц $20/(1000 + 20) \approx 2\%$;

на частоте 20 МГц $125/(1000+125) \approx 11\%$ от напряжения на коллекторе или аноде последнего каскада.

Для подавления обратной связи по цепи питания применяются развязывающие цепи, чаще всего включаемые по схеме рис. 4.6, которую будем называть «параллельной схемой фильтрации». Средний конденсатор $C_{фвч}$, включаемый параллельно конденсатору фильтра питания $C_{фл}$, шунтирует индуктивность $L_{аб}$ общего провода питания. Полезным такой конденсатор может быть только, если его сопротивление на рабочей частоте усилителя

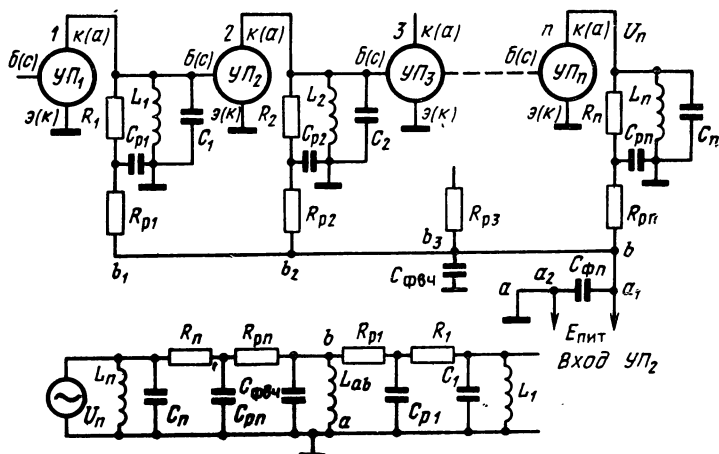


Рис. 4.6. Параллельная фильтрация цепи питания.

$1/\omega_0 C_{фвч}$ будет значительно меньше сопротивления $\omega_0 L_{аб}$. В противном случае из-за резонанса в цепи $C_{фвч}$ $L_{аб}$ подключение конденсатора может оказаться бесполезным и даже вредным. Эти соображения при $L_{аб} = 0,1$ мкГ приводят к необходимости применять конденсаторы емкостью больше 4 мкФ на частоте 465 кГц, больше 10 000 пФ на частоте 10 МГц, больше 1000 пФ на частоте 30 МГц и больше 250 пФ на частоте 50 МГц или не включать их вовсе.

Как следует из эквивалентной схемы (рис. 4.6), развязывающая цепь состоит из трех ячеек: $R_n C_{pn}$, $R_{pn} C_{фвч}$ (или $R_{pn} L_{аб}$ 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. Улучшить фильтрацию в этой схеме можно только за счет увеличения емкостей C_p и сопротивлений R_p , что связано с повышением напряжения питания, увеличением мощности, рассеиваемой на всех резисторах R_p , и увеличением габаритов конденсаторов и резисторов. Недостатком усилителя, состоящего из большого числа каскадов при такой схеме развязывания, является также наличие провода b_1b , 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 напряжение питания.

Цепи подачи напряжения на базы транзисторов или на экранирующие сетки ламп на рис. 4.4—4.6 не показаны для упрощения. Если они питаются от того же источника, то следует подключать их без дополнительных развязывающих цепей, используя основные. На рис. 4.7 показаны варианты такого включения, верные и неверные.

При недостаточности фильтрации с помощью трех ячеек (см. рис. 4.6) 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.

Параллельная схема фильтрации рис. 4.6 рациональна только для двухкаскадного усилителя. С увеличением числа каскадов пропорционально увеличивается число развязывающих деталей, а максимальное ослабление фильтруемого напряжения остается неизменным.

От указанных недостатков свободна последовательная схема фильтрации (рис. 4.8). В ней, прежде всего, отсутствует провод, проходящий вдоль всего усилителя. Он разделен на участки цепью развязывающих ячеек, к промежуточным точкам которой b_1 — b подключены усиленные каскады. Любые случайные наводки, возникающие в указанных точках, фильтруются так же, как и основная паразитная связь между каскадами. Фильтрующими ячейками разделены все каскады и чем дальше по

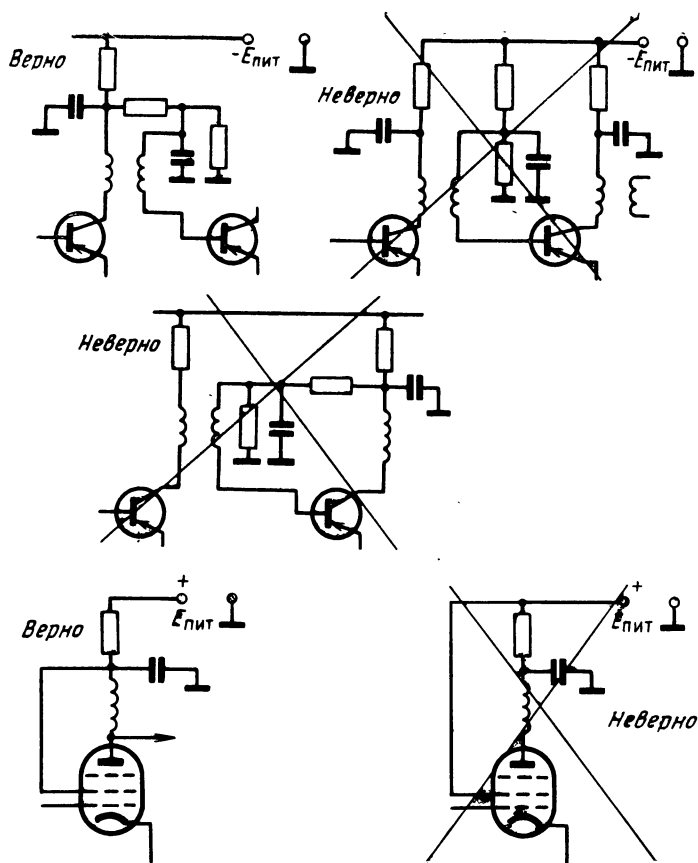


Рис. 4.7. Подключение цепей базы и экранирующей сетки к шине питания.

схеме они отстоят друг от друга, тем больше развязка между ними.

Через включенные последовательно в провод питания сопротивления Z_{p1} , Z_{p2} , ... протекает постоянная составляющая тока усилительных приборов. Это определяет выбор типа и величины сопротивления. Если применять резисторы, то величины их сопротивлений определяются допусаемым падением напряжений питания $E_{пит}$ и допусаемой мощностью, рассеиваемой на резисторе. Если эти условия приводят к недостаточным ве-

личинам сопротивлений резисторов, то вместо них следует применить дроссели, подобрав их по табл. 2.2. Постоянный ток, протекающий через Z_p , уменьшается по мере удаления от точки подключения источника питания $E_{\text{пит}}$. Поэтому возможно применение и комбинированной

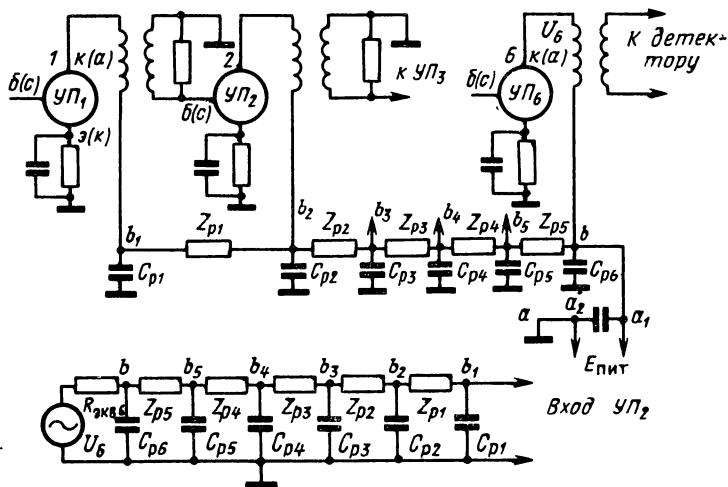


Рис. 4.8. Последовательная схема фильтрации цепи питания.

фильтрующей цепи: один-два дросселя в ячейках, ближайших к точке подачи напряжения $E_{\text{пит}}$, и резисторы в следующих ячейках.

Остальные вопросы проектирования фильтрующих ячеек освещены в примерах расчета.

4.3. Примеры расчета основной фильтрующей цепи питания в резонансных усилителях

Пример 1. Задание. Рассчитать фильтрующую цепь транзисторного широкополосного шестикаскадного усилителя на частоте $f_0 = 30$ МГц. Транзисторы включены по последовательной (каскадной) схеме ОЭ—ОБ и работают в режиме $I_0 = 5$ мА; $U_k = 4$ В. Для стабилизации режима применены делители, потребляющие дополнительный ток в каждом каскаде $I_{\text{дел}} = 5$ мА и эмиттерные сопротивления, на которых падает напряжение питания до 2 В. Напряжение источников питания $E_{\text{пит}} = 15$ В. Резонансное сопротивление контура $R_0 = 1$ кОм. Усиление по напряжению на каскад $K_{u1} = 7$, всего усилителя

$$K_u = K_{u1}^6 = 125 \cdot 10^3.$$

Расчет. Выбираем последовательную схему фильтрации (см. рис. 4.8) с пятью одинаковыми резисторами R_p . На них должно падать напряжение

$$\Delta E_{\text{пит}} = E_{\text{пит}} - 2U_k - U_a = 15 - 2 \cdot 4 - 2 = 5 \text{ В.}$$

Ток одного каскада

$$I_1 = I_a + I_{\text{дел}} = 5 + 5 = 10 \text{ мА.}$$

Падение напряжения на всей цепи

$$\Delta E_{\text{пит}} = 5V = I_1 R_p + 2I_1 R_p + 3I_1 R_p + 4I_1 R_p + 5I_1 R_p = 15I_1 R_p,$$

откуда

$$R_p = \frac{\Delta E_{\text{пит}}}{15I_1} = \frac{5}{15 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 33 \text{ Ом.}$$

Максимальная мощность рассеивается на последнем резисторе

$$P = (5I_1)^2 R_p = 50^2 \cdot 33 \cdot 10^{-6} = 0,08 \text{ Вт,}$$

что позволяет применять резисторы любых типов, вплоть до самых миниатюрных.

Фильтр должен давать ослабление (4.3) в

$$M = 100K = 100 \cdot 7^5 = 1,7 \cdot 10^6 \text{ раз.}$$

При емкости $C_p = 1000 \text{ пФ}$, имеющей на частоте $f_0 = 30 \text{ МГц}$ сопротивление $X_C = 5,3 \text{ Ом}$, все промежуточные ячейки будут ослаблять в 33/5,3 = 6,2 раза, первая ячейка фильтра ($R_{\text{экв}} = 1000 \text{ Ом}$ и C_{p6}) — в $1000/5,3 = 190$ раз и весь фильтр даст ослабление в

$$M = 190 \cdot 6,2^5 = 11 \cdot 10^6 \text{ раз,}$$

что в 5,6 раза превосходит необходимое.

Напряжение питания относительно корпуса в точке b будет $U_b = 15 \text{ В}$; в точке b_5 $U_5 = 15 - 50 \cdot 33 \cdot 10^{-3} = 15 - 1,65 = 13,35 \text{ В}$; в точке b_4 $U_4 = 13,35 - 40 \cdot 33 \cdot 10^{-3} = 13,35 - 1,32 = 12,03 \text{ В}$; в точке b_3 $U_3 = 12,03 - 0,99 = 11,04 \text{ В}$; в точке b_2 $U_2 = 11,04 - 0,66 = 10,38 \text{ В}$; в точке b_1 $U_1 = 10,38 - 0,33 = 10,05 \text{ В}$. Такое повышение напряжения питания по мере перехода от первого каскада к последнему может оказаться даже полезным. Если это повышение по каким-либо причинам будет неприемлемым, то его легко компенсировать изменением сопротивления резисторов в цепях эмиттеров.

Падение напряжения питания на развязывающих резисторах и рассеиваемую на них мощность можно уменьшить, если источник напряжения $E_{\text{пит}}$ подключить не к точке b , а к точке b_4 . Тогда максимальное падение напряжения будет на резисторе R_{p3} , через который протекает ток $3I_1 = 30 \text{ мА}$, и падение напряжения на нем уменьшится от 1,65 до 0,99 В. Напряжение на последнем каскаде будет несколько ниже, чем на среднем, что несущественно.

Падение напряжения питания на фильтрующих ячейках будет еще меньше, если все или часть развязывающих резисторов заменить дросселями. По табл. 2.2 можно взять наименьшие (по собственным частотам) дроссели из группы $l = 11 \text{ мм}$. По собственной частоте можно выбрать любой дроссель с индуктивностью меньше 50 мкГ. Учитывая, что индуктивность 5 мкГ имеет на частоте 30 МГц сопротивление 950 Ом брать дроссель с индуктивностью больше 5 мкГ не стоит, так как он и так увеличит развязку каждой ячейки в $950/33 =$

=30 раз, а дроссели небольшой индуктивности наматываются более толстым проводом, они надежнее и дешевле.

Пример 2. Задание. Рассчитать фильтрующую цепь транзисторного двухкаскадного усилителя промежуточной частоты. Усиление каскада по напряжению $K_{u1}=30$. Эквивалентное сопротивление части или всего резонансного контура между точками подключения коллектора и источника питания $R_{экв}=0,5$ кОм. Ток, потребляемый каскадом включая делитель питания базы $I_{э-с}=10$ мА. Усилитель получает входные сигналы от транзисторного преобразователя частоты через такую же цепь связи. Промежуточная частота $f_0=465$ кГц.

Расчет. Выбираем параллельную схему фильтрации (см. рис. 4.6). В ней $УП_1$ будем считать преобразователем частоты, $УП_2$ — первым каскадом усилителя промежуточной частоты, $УП_3$ — вторым каскадом этого усилителя. Фильтрации подлежит связь между коллекторами $УП_3$ и $УП_1$. Последний непосредственно (условно) связан с базой $УП_2$.

Фильтр должен давать ослабление

$$M=100K=100 \cdot 30^2=90\,000.$$

Примем $C_p=10\,000$ пФ; $R_p=100$ Ом, что дает потерю напряжения питания 1 В; $L_{аб}=0,1$ мкГ; $C_{фвч}$ — отсутствует.

Первая ячейка фильтра (считая от коллектора $УП_3$), состоящая из активного сопротивления $R_{экв}=0,5$ кОм и емкостного $X_c=34$ Ом, обеспечивает ослабление в $500/34=14,7$ раза. Вторая ячейка, состоящая из резистора $R_{p3}=100$ Ом и индуктивности с сопротивлением $X_L=0,3$ Ом, даст ослабление в $100/0,3=330$ раз. Третья ячейка фильтра, состоящая из сопротивлений $R_{p1}=100$ Ом и $X_c=34$ Ом, даст ослабление в $100/34 \approx 3$ раза. Ослабление всего фильтра $M=14,7 \cdot 330 \cdot 3=14\,500$ раз, что недостаточно. Чтобы получить заданное ослабление в 90 000 раз, нужно увеличить фильтрацию в 6,5 раза. Этого можно достигнуть или увеличением емкости конденсатора C_p в два раза, что увеличит число M в $2^3=8$ раз, или увеличением сопротивления R_p в три раза, и тогда M возрастает в $3^2=9$ раз. В последнем случае потеря напряжения питания увеличится до 2В. Чтобы избежать этого, можно питание делителей баз транзисторов отключить от фильтров и подключить к точкам b_1-b_3 . При этом нужно отдельно проверить достаточность ослабления по цепям базы.

4.4. Паразитная обратная связь по основным цепям питания в усилителях низкой частоты и в видеоусилителях

В усилителях низкой частоты и видеоусилителях возможны два вида паразитной обратной связи по основным цепям питания. Первый вид обратной связи получается за счет индуктивного сопротивления общего участка провода питания ab , как это показано на схеме рис. 4.4, в которой резонансные контуры можно заменить сопротивлениями или трансформаторами низкой частоты. Влияние этого вида паразитной обратной связи

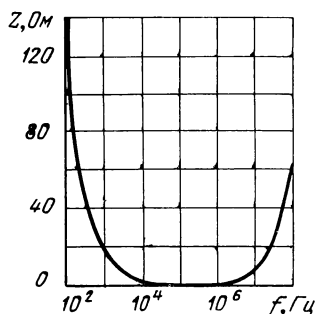


Рис. 4.9. Полное выходное сопротивление источника питания.

тивление 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. 4.9 показано, как изменяется сопротивление участка ab при изменении частоты от 10 до 10^8 Гц, если он имеет следующие данные: $L_{ab}=0,1$ мкГ; $C_{фп}=10$ 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 сопротивления дополнительных развязывающих резисторов R_p и конденсаторов C_p , включаемых по схеме рис. 4.6, так как их фильтрующие свойства уменьшаются при понижении частоты.

Вредное действие паразитной обратной связи на низких частотах проявляется в виде искажения частотной характеристики усилителя или его самовозбуждения на частотах около 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 не следует задаваться излишне малым значением нижней граничной частоты f_n и нельзя считать достижением

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 в видеоусилителях ведется теми же методами, что и в резонансных усилителях (см. § 4.2 и 4.3).

Второй вид паразитной обратной связи возникает в низкочастотной части пропускаемого усилителем спектра частот. С понижением частоты растет емкостное сопро-

получение величины f_n ниже требуемой. Наоборот, данные схемы следует выбирать так, чтобы усиление на частотах ниже f_n падало как можно круче.

Паразитная обратная связь получается через сопротивление общего участка провода ab , которое определяется внутренним сопротивлением источника питания постоянного току $R_{фп}$.

Поэтому любые меры снижения сопротивления $R_{фп}$ — уменьшение сопротивления дросселя фильтра, применение вентиля 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 одним из усилительных приборов, компенсируется обратным изменением, вызываемым другим усилительным прибором. 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.

4.5. Паразитная обратная связь по цепям подачи управляющих напряжений

В многокаскадном усилителе на электроды усилительных приборов некоторых каскадов подаются напряжения для регулирования усиления или стробирования. Через цепи подачи этих напряжений могут осуществляться паразитные обратные связи за счет тока, проте-

кающего в цепи 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 через цепи питания.

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 в них включаются фильтрующие ячейки, подобные ячейкам основной цепи питания. 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 каскады.

В некоторых типах многокаскадных усилителей на управляющие электроды *УП* подаются быстро изменяющиеся напряжения для кратковременного запирания, отпираия *УП* 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, составленной из последовательно включенных ячеек типа *RC* (рис. 4.10).

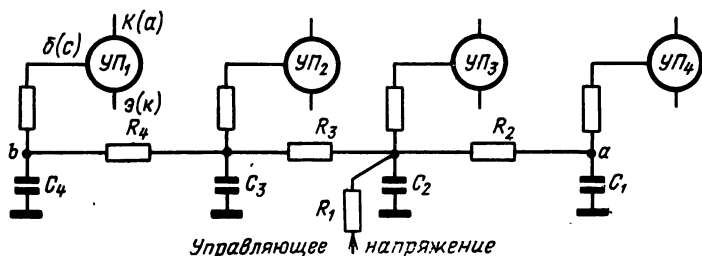


Рис. 4.10. Последовательная цепь развязки управляющих цепей с одновременным запираением и отпираением усилительных приборов.

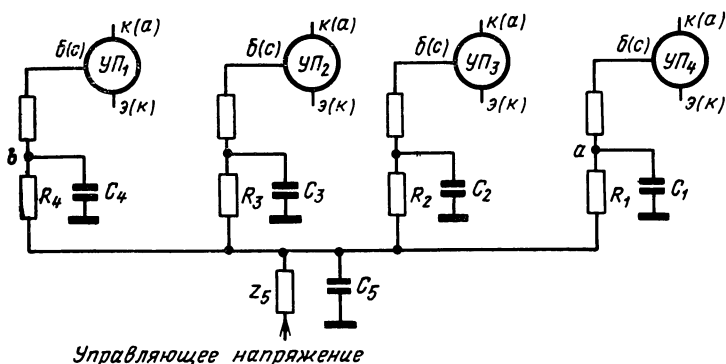


Рис. 4.11. Параллельная цепь развязки с одновременным запирающим и отпирающим усилительных приборов.

Недостатком такого варианта является то, что в каждой фильтрующей ячейке RC происходит задержка управляющего импульса, из-за чего усилительные приборы отпираются и запираются не одновременно. Приходится прибегать к параллельной схеме (рис. 4.11), которая, несмотря на большее число деталей, дает меньшее ослабление паразитной наводки. Действительно, считая источником наводки конденсатор C_1 , на котором получается максимальное напряжение от высокочастотного тока управляющего электрода $УП_4$, получаем, что в схеме рис. 4.10 между точками a и b имеется три раз-

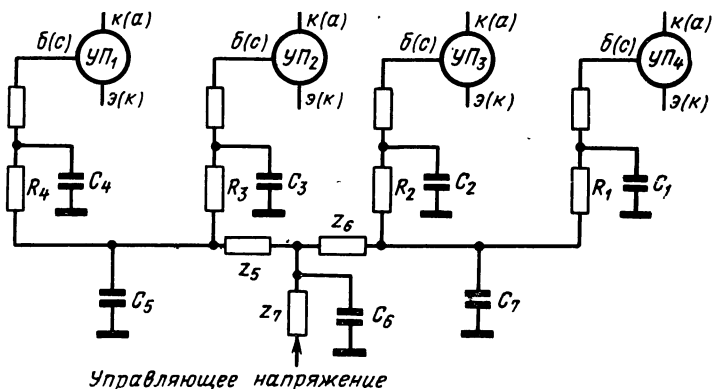


Рис. 4.12. Параллельно-последовательная цепь развязки с одновременным запирающим и отпирающим усилительных приборов.

вязывающие ячейки: R_2C_2 , R_3C_3 и R_4C_4 , а в схеме рис. 4.11 две: 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 a и b , то можно применить еще более неэкономичную схему (рис. 4.12), дающую излишнюю развязку, но обеспечивающую одновременное управление всеми усилительными приборами УП.

При проектировании развязки цепи управления с помощью элементов RC необходимо прежде всего определить степень влияния их на управляющий импульс. Тео-

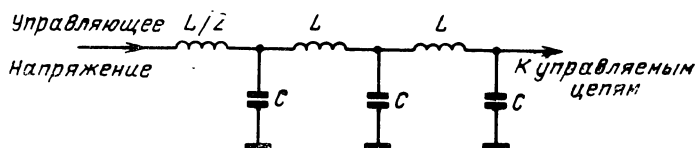


Рис. 4.13. Фильтр LC в цепи управления.

ретический анализ переходных характеристик многозвенных цепей RC весьма сложен и для практического использования затруднителен [16, 17]. Поэтому рекомендуется производить подбор элементов R и C в ячейках экспериментально. При этом необходимо учитывать, что емкости $C_1—C_4$ входят в резонансные контуры усилителя и их величины 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 мкс. При необходимости иметь меньшее время установления цепь RC оказывается непригодной и приходится прибегать к цепи, составленной из ячеек типа LC . Такая цепь (рис. 4.13) представляет собой Π -образный фильтр нижних частот, имеющий граничную частоту

$$f_v = 1/\pi \sqrt{LC}.$$

Переходная характеристика такого фильтра характеризуется временем установления

$$t_{у.} = 0,35/f_v = 0,35\pi \sqrt{LC} = 1,1 \sqrt{LC};$$

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. 4.11 и 4.12 с заменой в них сопротивлений на индуктивности.

Преимущество цепи LC перед цепью RC состоит в том, что она позволяет применять большие емкости $C_1—C_4$, это улучшает качество резонансных контуров усилителя и обеспечивает большую развязку.

Недостатком развязывающей цепи LC являются значительные выбросы в конце времени установления амплитуды, достигающие $\pm 10\%$ от установившегося значения (рис. 4.14). Другим недостатком цепи LC является ударное возбуждение, возникающее при работе усилителя высокочастотными импульсами и перегрузке его входными токами. В этом случае по дросселям протекает резко изменяющийся ток и на них индуцируется 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 резисторами, как показано на рис. 4.15. Сопротивление резистора следует выбрать из соотношения

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_{\text{пар}}}},$$

чтобы контур, образованный индуктивностью дросселя L и его собственной распределенной паразитной емкостью $C_{\text{пар}}$, стал аperiодическим. При этом амплитуда выбросов на управляющем импульсе падает в 1,5—2 ра-

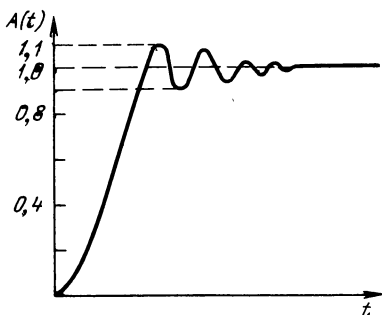


Рис. 4.14. Установление напряжения на выходе фильтра LC .

за, а время установления управляющего импульса возрастает в 1,5 раза.

Развязывающая цепь рис. 4.13 и 4.15 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 к управляемым цепям может прийти только после того, как он, отразившись от них, дойдет до источника управляющего напряжения, снова отразится и вернется об-

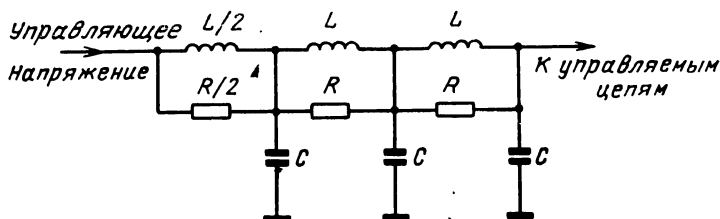


Рис. 4.15. Фильтр LCR в цепи управления.

ратно. Таким образом, первый отраженный импульс на выходе развязывающей LC-цепи 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 $\rho = \sqrt{L/C}$.

Если длительность управляющего импульса $\tau > 2t_3$, то к моменту прихода отраженного импульса он еще не успеет закончиться. Это приведет к растягиванию управляющего импульса на выходе развязывающей цепи и к искажению его среза, которое, однако, можно легко устранить 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 ρ невелико и согласующее со-

противление 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.

4.6. 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

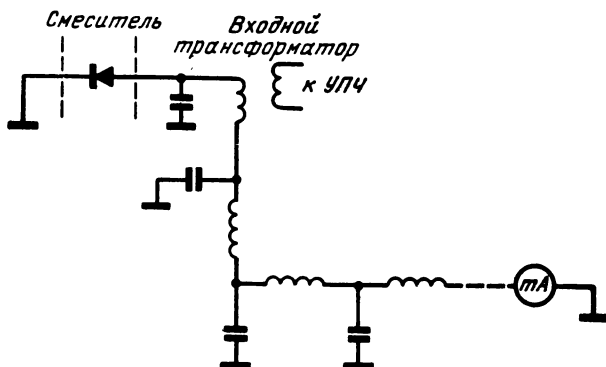
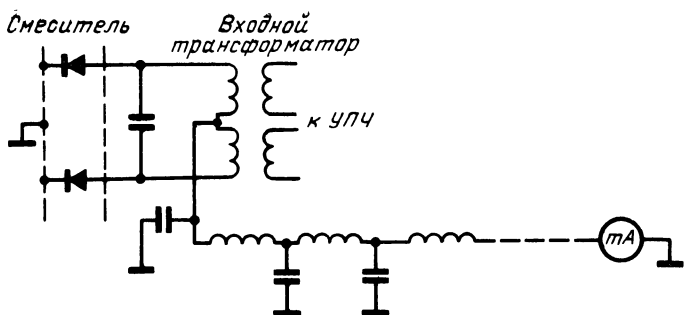


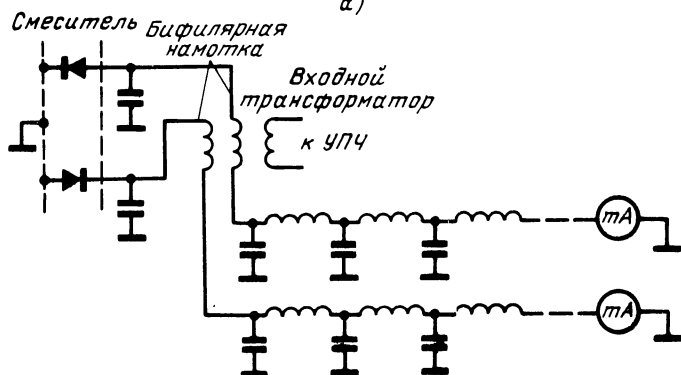
Рис. 4.16. Фильтрация цепи измерительного прибора в однотоковом смесителе.

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 чувствительной точке приемника — входу усилителя промежуточной частоты.

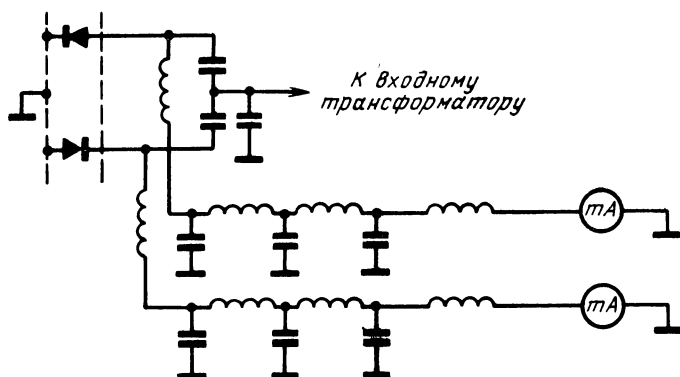
При отсутствии развязывающих фильтров достаточно незначительной наводки в цепи измерительного прибора от источников, работающих на частотах, близких к промежуточной, чтобы на приемнике получился повышенный уровень шума. Еще хуже получается при недоста-



а)



б)



в)

Рис. 4.17. 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.

точном экранировании 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. 4.16 и 4.17), 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.

Число ячеек фильтра и его данные рассчитываются с учетом необходимого ослабления, даваемого фильтром, которое определяется по формуле (4.3): $M > 100 K$, где K — полный коэффициент усиления по промежуточной частоте.

В этом расчете имеется запас, так как не учитывается коэффициент связи между измерительным прибором и выходным каскадом усилителя ПЧ, 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. Дроссель может быть выбран по табл. 2. 2.

4.7. Обратная связь через цепь питания накала ламп

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, предназначенным для работы на весьма высоких частотах. При использовании металлических ламп полную длину соединительных проводов от катода до шасси (рис. 4.18) 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 примерно 0,07 мкГ, имеющая на частоте 3 МГц реактивное сопротивление около 1,4 Ом и на частоте 30 МГц — около 14 Ом. Для пальчиковых и сверхминиатюрных ламп

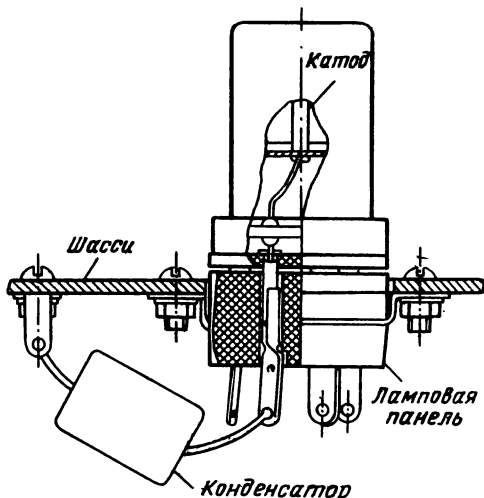


Рис. 4.18. Монтаж цепи катода металлической лампы.

(рис. 4.19) 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 3—10 пФ. Из-за этой емкости высокочастотное напряжение, оказавшееся почему-либо приложенным к цепи накала лампы (рис. 4.20,а), вызывает между сеткой и катодом напряжение

$$U_k = \omega^2 L_k C_{fk} U_H. \quad (4.4)$$

Ниже даются относительные величины этих напряжений в зависимости от частоты:

Частота, МГц	0,1	1	3	10	30	60	100
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

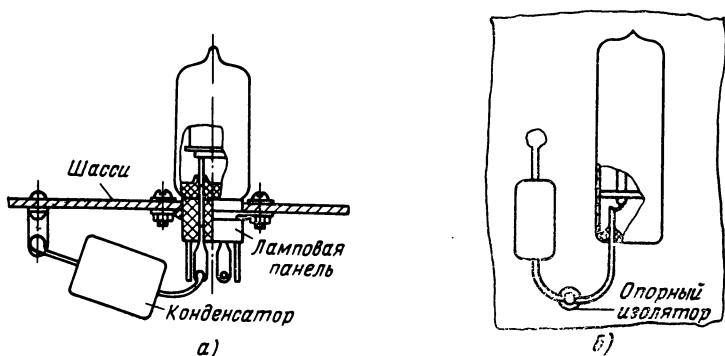


Рис. 4.19. Монтаж цепи катода:

а — пальчиковая лампа; б — сверхминиатюрная лампа.

Из приведенных цифр, рассчитанных для $L_k=0,035$ мкГ и $C_{fk}=5$ пФ (рис. 4.20), 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

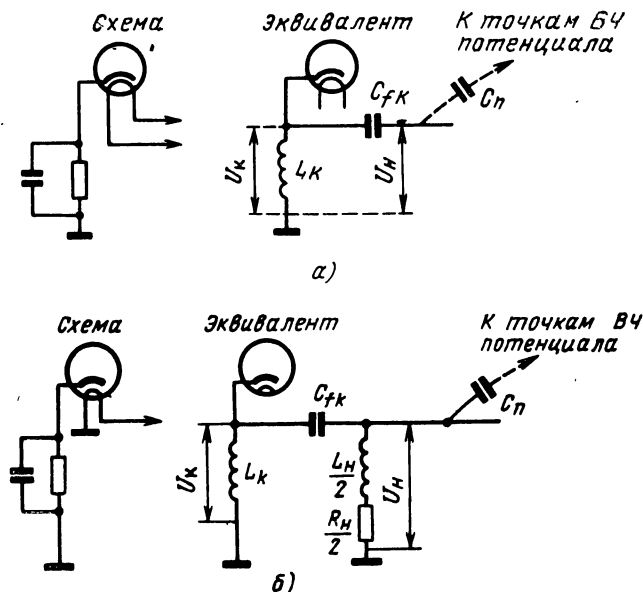


Рис. 4.20. Монтаж цепи накала:

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

схема этой цепи и плохое выполнение монтажа могут послужить причиной значительных обратных связей. Этот вид паразитной связи может быть отнесен к емкостной связи по случайному проводу, которым является цепь накала.

Снижения напряжения U_k , переходящего из цепи накала в цепь сетки, без изменения схемы цепи накала можно достигнуть только уменьшением величины паразитного напряжения U_n , возбуждаемого в цепи накала, так как остальные величины, входящие в выражение (4.4), 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_n 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 $L_n/2$ и половины сопротивления $R_n/2$ нити накала и соединительных проводов (рис. 4.20,б). Благодаря этому подключению составляется дополнительная цепь делителя напряжения, в последовательное плечо которого входит паразитная емкость C_n , связывающая цепь накала данной лампы с точками большого высокочастотного потенциала, а также индуктивности и емкости монтажных проводов. Параллельное плечо делителя состоит из индуктивности $L_n/2$ и сопротивления $R_n/2$.

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_n и сопротивления $R_n/2$. Рассматривая передачу напряжения от последнего каскада усилителя к первому, можно принять, что C_n является емкостью катод — подогреватель последней лампы усилителя, равной примерно 5 пФ.

Для большинства маломощных пальчиковых и сверхминиатюрных электронных ламп сопротивление нити накала в горячем состоянии $R_n=30$ Ом. При этих величинах емкости и сопротивления делитель вносит ослабление

$$M = \frac{2}{\omega C_n R_n} = \frac{2}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 30} = 700.$$

Таким образом, на частоте 3 МГц подключение к шасси одного из проводов накала только одной лампы уменьшит напряжение обратной связи в 700 раз, доведя его до $1/11 \cdot 10^6$ от напряжения на катode последнего каскада, против $1/16\,000$ 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 не только не избавляет от наводки, а, наоборот, 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. Кро-

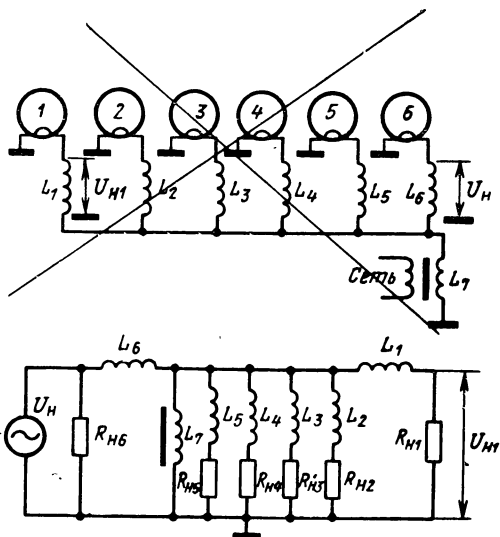


Рис. 4.21. Нерациональная параллельная схема включения дросселей в цепь накала каждой лампы.

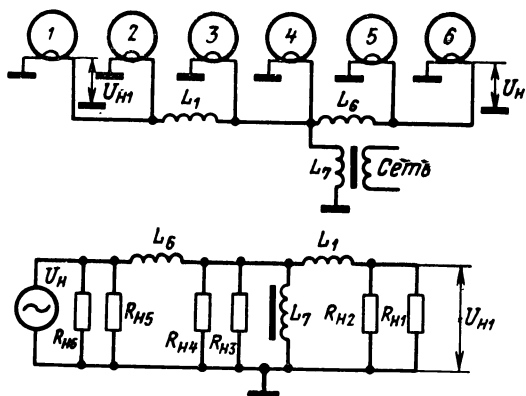


Рис. 4.22. Цепь накала с двумя дросселями.

ме 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. 4.21 показан иногда применяемый, но нерациональный вариант включения дросселей в цепь накала каждой лампы, на рис. 4.22 дана значительно более выгодная схема цепи накала, содержащая только два дросселя.

При анализе действия различных схем подавления паразитных связей, возникающих 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. 4.21 и 4.22 два варианта схем цепи накала шестикаскадного 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_n служит катодная цепь лампы 1. Из эквивалентных схем видно, что вариант рис. 4.22, в схему которого включены всего два дросселя, обеспечивает значительно большее ослабление напряжения, поступающего на катод лампы 1, чем вариант, показанный на рис. 4.21. Действительно, пренебрегая проводимостью вторичной обмотки трансформатора накала L_7 , видим, что в схеме рис. 4.21 шунтирующая цепь, состоящая из четырех параллельно включенных дросселей между L_6 и L_1 , имеет большое сопротивление, в то время как в схеме рис. 4.22 эта цепь, составленная из двух параллельно включенных нитей накала ламп, имеет малое сопротивление. Считая, что обе схемы эквивалентны двухъячеечному 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. 4.21 ослабление равно

$$M \approx \frac{1\,000}{250} \frac{1\,000}{30} = 130.$$

Для схемы рис. 4.22

$$M \approx \frac{1\,000}{15} \frac{1\,000}{15} = 4\,400.$$

Кроме значительно большего ослабления напряжения, передаваемого из цепи катода последней лампы в цепь катода первой лампы, схема рис. 4.22 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. 4.21, проходя вдоль всего усилителя, может служить причиной паразитной обратной связи по постороннему проводу (см. рис. 1.9). В схеме рис. 4.22 фильтрующие ячейки, составленные из дросселей и нитей накала ламп, снижают также любые случайные напряжения, передаваемые по общему проводу накала.

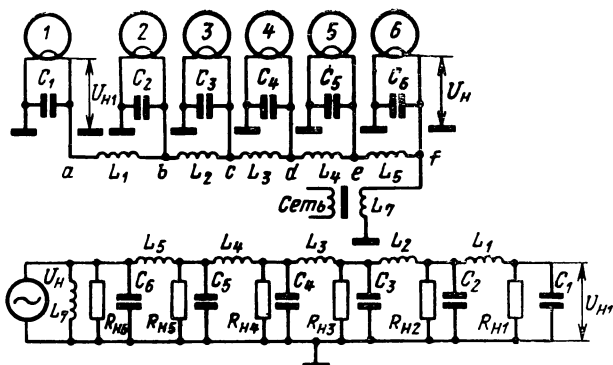


Рис. 4.23. Цепь накала с пятью фильтрующими ячейками.

При недостаточности фильтрации, даваемой схемой с двумя дросселями (рис. 4.22), 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. 4.23, где дроссели включены между накальными выводами всех ламп. Эта схема, эквивалентная много-ячеечному 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.

В схеме рис. 4.23 показаны конденсаторы C_1, C_2, \dots, C_6 , включенные параллельно нити накала каждой лампы. В большинстве случаев эти конденсаторы устанавливать не следует.

Для примера определим ослабление обратной связи, даваемое схемой рис. 4.23 для шестикаскадного усилителя на лампах 6Ж1П. Сопротивление нити накала лампы 36 Ом, индуктивность дросселя 0,3 мкГ, емкость конденсаторов 220 пФ. Рабочая частота усилителя 200 МГц.

На основании описанного выше приближенного метода расчета получим следующие величины ослаблений:

а) одна ячейка без конденсатора

$$M = \frac{\omega_0 L}{R_n} = \frac{2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 0,3 \cdot 10^{-6}}{36} = \frac{380}{36} = 10,6;$$

б) одна ячейка с конденсатором

$$M = \frac{\omega_0 L}{1/\omega_0 C} = 380 \cdot 2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 220 \cdot 10^{-12} \approx 106;$$

в) пять ячеек без конденсаторов

$$M = 10,6^5 = 1,3 \cdot 10^5;$$

г) пять ячеек с конденсаторами

$$M = 106^5 = 1,3 \cdot 10^{10}.$$

Расчет показывает, что ослабление, обеспечиваемое схемой с конденсаторами, в 10^5 раз больше. Несмотря на это, правильное выбрать вариант без конденсаторов, так как вносимое им ослабление достаточно велико, а установка пяти конденсаторов излишне усложняет монтаж.

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, так как потребуются учитывать полные сопротивления 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, лишь

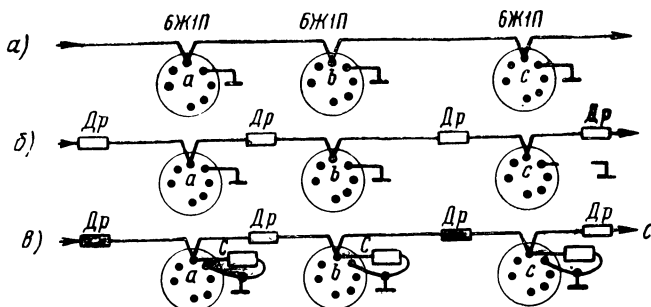


Рис. 4.24. Монтаж цепи накала трех каскадов широкополосного усилителя на пальчиковых лампах:

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

незначительно ослабит паразитные обратные связи. 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 увеличится от 3,6 до 24 Ом и оба сопротивления будут мало отличаться от сопротивления нити накала, равного 36 Ом. Ослабление каждой ячейки будет примерно 2—3, 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 ослабление обратной связи будет достаточным, то лучше обойтись без конденсаторов. Вводить конденсаторы следует в последнюю очередь, когда невозможно увеличить индуктивность дросселей.

Конструкция дросселей (см. табл. 2.2) по своим размерам мало отличается от малогабаритных 0,25-Вт непроволочных сопротивле-

ний. На рис. 4.24 и 4.25 показан монтаж цепи накала трех ламп усилителя. Как видно из рисунков, включение дросселей в провода $ab, bc \dots$ не усложняет монтаж усилителя, в то время как установка конденсаторов, особенно при использовании пальчиковых и сверхминиатюрных 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 возможность уменьшения размеров дросселей и увеличения их индуктивности. Максимальная величина индуктивности дросселя зависит также от его собственной распределенной емкости. Как показано в § 2.9, максимальное 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 $l = \lambda_0/3$. Дроссели накала с максимально возможным полным сопротивлением могут применяться только в усилителях, работающих на очень высоких частотах. На более низких (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. Большей частью дроссели наматываются на сердечниках из магнитоэлектрика. Их ориентировочные данные приведены в табл. 2.2.

На схеме рис. 4.23 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

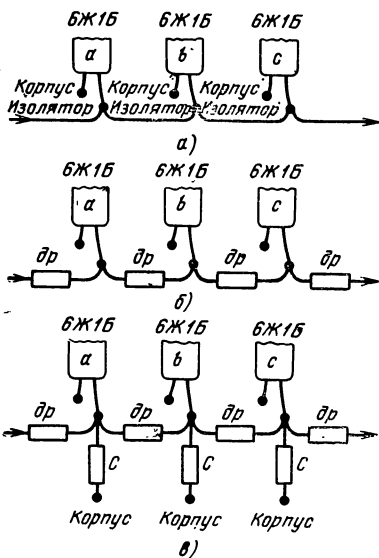


Рис. 4.25. Монтаж цепи накала трех каскадов широкополосного усилителя на сверхминиатюрных лампах:

a — без дросселей; b — с дросселями; $в$ — с дросселями и конденсаторами.

через дроссель L_3 , который может быть намотан более тонким проводом, 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 случаях, 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 неустраняемой 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 рассматриваются в гл. 5.

4.8. 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 боль-

200

шом 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 ГУПЧ. На выходе последнего включается детектор с видеоусилителем и выходным каскадом.

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 разделения усилителя на два — ПУПЧ и ГУПЧ, то весь усилитель придется устанавливать около смесителя. Недостаток места в блоке, содержащем волноводно-смесительную часть, является основным аргументом в пользу разделения усилителя на две части.

В качестве второго аргумента выдвигается предположение, что такое разделение усилителя облегчает борьбу с паразитными обратными связями благодаря наличию двух отдельных экранированных блоков, питаемых от различных источников питания (рис. 4.26). Разберем это предположение более подробно.

Как показано в § 4.1, для полностью устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы ослабление в любой цепи паразитной обратной связи было не менее $100 K$.

Для рассматриваемого случая (при $K = 3 \cdot 10^5$) это означает, что ослабление паразитных обратных связей, возникающих по цепям питания, должно быть не менее $3 \cdot 10^7$ 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

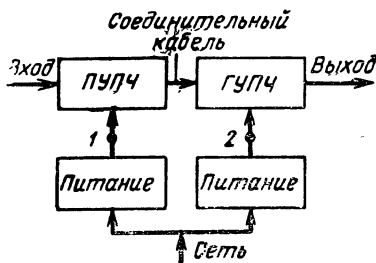


Рис. 4.26. Питание предварительного и главного усилителей промежуточной частоты от отдельных источников.

обоих источников питания могут быть на некоторых участках заключены в общие шланги или проходить вблизи других проводов. Достаточно небольшой емкости между ними, измеряемой долями пикофарады, чтобы ослабление паразитных 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. 4.26) 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, следует соответствующим образом рассчитать систему развязывающих цепей. 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 непосредственной 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 выпрямителей и трансформаторов накала (положение 1 переключателя на рис. 4.27). 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 исчезали и усилитель имел нормальную частотную характеристику. Тот же эффект получался при питании ПУПЧ от точек 1 и 2, если в провода питания ПУПЧ вводились дополнительные развязки.

Оба усилителя — предварительный и главный — соединяются согласованным коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75—100 Ом. В согласующем сопротивлении теряется изрядная доля энергии, и выходной каскад ПУПЧ является усилителем мощности.

Амплитудная характеристика ПУПЧ, снимаемая на конце согласованного кабеля, определяется работой этого каскада. Она может быть причиной недостаточного динамического диапазона всего усилителя, что особенно проявляется, когда ГУПЧ имеет логарифмическую амплитудную характеристику и, следовательно, динами-

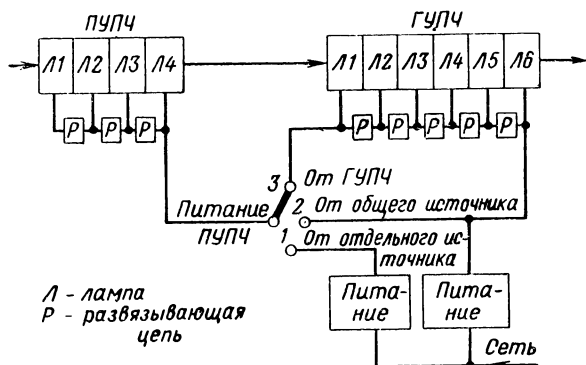


Рис. 4.27. Схема эксперимента с раздельным и общим питанием ПУПЧ.

ческий диапазон не ограничивает. Сказанное служит еще одним аргументом против разделения усилителя на два — ПУПЧ и ГУПЧ.

Применение в широкополосных усилителях промежуточной частоты транзисторов, интегральных схем и общая современная тенденция к миниатюризации и микроминиатюризации радиоэлектронных устройств снимает единственный оставшийся аргумент в пользу разделения усилителя — недостаток места около смесителя. По мнению автора, продолжающееся использование принципа разделения является анахронизмом, который поддерживается устаревшими методами проектирования аппаратуры. Под последними автор подразумевает излишнюю узкую специализацию разработчиков, действующих разобщенно и ограничивающих свою работу конструированием небольших, часто даже не функциональных узлов.

4.9. Конструкции усилителей низких и средних частот

Шасси, корпус или другое основание усилителя гальванически соединяет различные точки его схемы. Каждая деталь и провод усилителя имеют некоторую емкость относительно корпуса или соединяются с ним непосредственно. Под влиянием переменных напряжений на деталях усилителя по поверхностному слою шасси протекает множество токов в самых разнообразных направлениях. 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 путям, показанным на рис. 4.28. При этом величина тока, проходящего через поперечное сечение любой полоски 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.

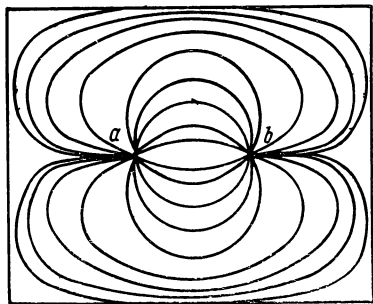


Рис. 4.28. Пути токов высокой частоты в поверхностном слое металлического листа.

Обратная связь через 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 сопротивления.

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 паразитной 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_3 . 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. Катушки помещаются в броневые сердечники из магнитодиэлектрика, резко уменьшающие их рассеивание, или 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 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.*

Таким образом, при конструировании усилителей низких и средних частот, вплоть до частот 5—10 Мгц, работающих на любых типах усилительных приборов, достаточно учесть приведенные рекомендации. В основном же конструктор может исходить из соображений снижения стоимости аппарата, удобства монтажа, регулировки, смены деталей и т. д., не придавая особого значения паразитным связям, *если подавление их учтено схемой.*

4.10. Конструкции широкополосных усилителей

Совершенно иначе обстоит дело в широкополосных усилителях высокой и промежуточной частоты, которые обычно работают на более высоких частотах, измеряемых десятками мегагерц. Здесь 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 выходу и входу двух соседних по принципиальной схеме усилительных приборов, размещать только в промежутке между ними, по возможности ближе к продольной осевой линии (рис. 4.29). Детали, провода

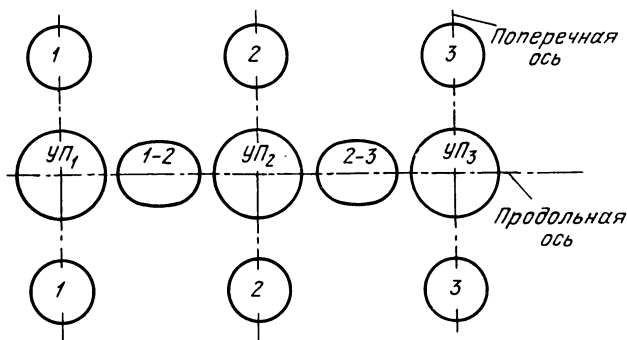


Рис. 4.29. Схема размещения деталей в широкополосном усилителе: УП₁, УП₂, УП₃ — усилительные приборы; 1, 2, 3 — районы размещения деталей, относящихся к одному усилительному прибору; 1-2, 2-3 — районы размещения деталей, относящихся к двум соседним усилительным приборам.

и точки присоединения к шасси, относящиеся к подсобным цепям (эмиттер, катод, делитель смещения и др.) одного усилительного прибора, следует размещать как можно ближе к его поперечной оси. В промежутке между усилительными приборами 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 удается выполнить, если расположить каскады один за другим по прямой линии в отдельном узле, устанавливаемом

мом на общем шасси приемника. Такую конструкцию принято называть линейкой промежуточной частоты. 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 вариантом конструктивного оформления усилителя. Действительно, здесь входной и выходной каскады расположены на максимально возможном расстоянии друг от друга, а наличие общего экрана изолирует усилитель 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 рассмотрено в § 2.5. Наиболее безопасным является закрывание первых одного-двух каскадов и последних одного-двух каскадов с детектором двумя отдельными крышками. Промежуточные каскады можно экранировать любым образом.

Не рекомендуется размещать широкополосный усилитель промежуточной частоты на общем шасси приемника, располагая усилительные приборы по прямой линии или под прямым углом друг к другу в виде буквы Г. В этих случаях, даже при расположении усилительных приборов 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 каскады 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 отдельных 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.*

Хорошо сконструированная линейка промежуточной частоты благодаря малой величине обратных связей работает вполне устойчиво. В серийном производстве при идентичном монтаже линейки дают высокую повторяемость параметров.

Обеспечение устойчивой работы широкополосного усилителя является основной, но не единственной трудностью, с которой приходится сталкиваться при конструировании. Другие трудности состоят в обеспечении необходимого охлаждения деталей и ламп усилителя,

*) 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 убереечь от паразитной связи в пределах одного-двух каскадов.

удобного доступа к монтажу, идентичности характеристик в производстве.

Известен ряд конструктивных вариантов широкополосных усилителей. На схематическом чертеже рис. 4.30 показан малогабаритный усилитель на сверхминиатюрных лампах серии Б. Усилитель собирается на шасси-плате 1 из посеребренной или луженой латуни, меди или металлизированного изоляционного материала. К плате 1 из посеребренной или отгибается угол 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 для охлаждения медной фольгой, припаяваемой к плате, и резисторы, шунтирующие контурные катушки. Резисторы припаяются 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 конструкции платы жесткости.

На нижней стороне платы помещаются все детали, находящиеся под малым высокочастотным потенциалом: резисторы и конденсаторы цепи катода, развязывающие дроссели, резисторы и конденсаторы цепей накала анода и сеток.

Достоинством этой конструкции является то, что в ней отсутствуют соединительные проводники, за исключением проводов питания и управления, а также проводов, идущих к разъемам. Элементы схемы припаиваются друг к другу на опорных точках или присоединяются к шасси. Разметка опорных точек и мест присоединения к шасси путем сверления отверстий под них по специальному шаблону обуславливает строгую идентич-

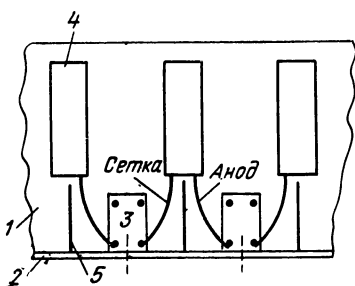


Рис. 4.30. Схематический чертеж установки основных деталей в малогабаритном резонансном усилителе на лампах серии Б.

ность монтажа и повторяемость параметров усилителя в производстве.

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. 4.31). Также применяются пластмассовые проходные изоляторы различной конфигурации, объединяющие несколько опорных точек, как показано

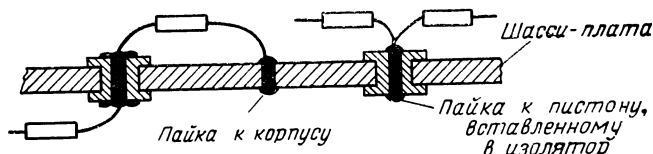


Рис. 4.31. Монтаж на шасси-плате из латуни или меди.

на рис. 4.32. 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.

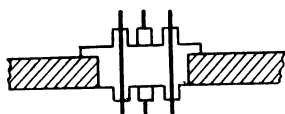


Рис. 4.32. Пластмассовый изолятор для подключения нескольких точек.

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. § 2.5). Поэтому для обеспечения устойчивости усилителя необходимо прежде всего обеспечить закрытие первых и последних каскадов усилителя с верхней стороны отдельными крышками, хорошо присоединяемыми к плате. Средняя часть усилителя с верхней стороны может быть закрыта только частично. Наконец, нижняя сторона может не закрываться вовсе, так как 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 входящих 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 частичные перегородки между катушками 5 (рис. 4.30). Основным достоинством описанной конструкции усилителя являются удобство монтажа и полная доступность деталей для проверки и ремонта. Возможность тщательной проверки всех деталей и паяк, а также минимальное их количество повышают надежность конструкции в целом. Также в ней обеспечивается хорошее охлаждение ламп путем теплопередачи на корпус. Охлаждение можно легко улучшить, если применить наружный обдув линейки или установить на ней радиаторы для получения большей поверхности охлаждения.

Удобное крепление крышек получается в Н-образном шасси (рис. 4.33, а) при том же расположении деталей на верхней и нижней части средней платы. Не следует делать сплошные перегородки поперек шасси, отделяющие все каскады друг от друга. Это приводит к узким, глубоким отсекам, затрудняющим монтаж и ремонт, и к увеличению числа проходных изоляторов. В то же время, для устранения паразитных связей сплошные перегородки не требуются. Такие перегородки (одну-две на всю линейку) имеет смысл ставить в местах стыка крышек. Тогда получают достаточно просторные и удобные отсеки.

Иногда применяют шасси более сложной конфигурации (рис. 4.33, б) со специальным отсеком для проводов питания. Такая конструкция осталась от прежних времен, когда применялась только параллельная схема

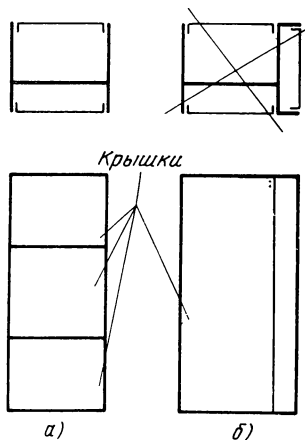


Рис. 4.33. Принципы конструкции шасси линеек:
а — рациональная Н-образная;
б — излишне усложненная.

фильтрации (см. рис. 4.6 и 4.21) и вдоль всего усилителя проходили провода питания, нарушавшие фильтрацию. В современной, последовательной схеме фильтрации провода питания разбиты на части фильтрующими ячейками, экранировать их от других деталей усилителя незачем и усложненная конфигурация шасси нецелесообразна.

Рациональная конструкция и размещение деталей в транзисторных широкополосных усилителях в принципе не отличается от разобранной выше. В таких усилителях, работающих на частотах 10, 30, 60 МГц и выше, большей частью используется каскодная схема $ОЭ—ОБ$, с успехом заменяющая экранированную лампу. На рис. 4.34 дан схематический чертеж размещения основ-

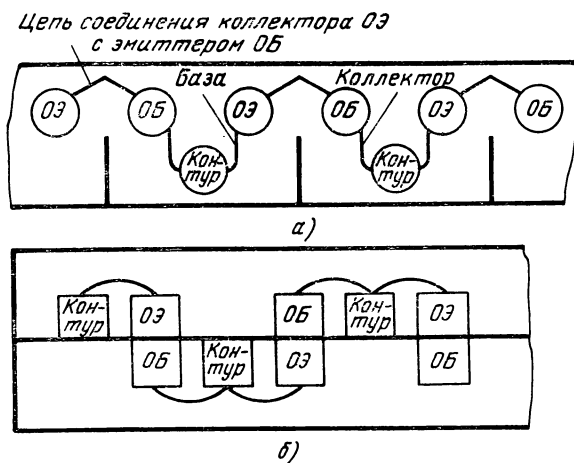


Рис. 4.34. Варианты размещения деталей в транзисторной линейке УПЧ, собранной по каскодной схеме $ОЭ—ОБ$:

а — с перегородками; б — без перегородок.

ных деталей в транзисторной линейке, подобный изображенному на рис. 4.30 и не требующий пояснений. По сравнению с линейкой на лампах серии Б выигрыш в габаритах невелик. Он получается за счет некоторого уменьшения ширины, при той же длине и толщине линейки. Преимущество транзисторных линеек не столько в габаритах, сколько в меньшем напряжении и мощности питания, в меньшем нагреве и в большем сроке службы. Как видно из примеров расчета, приведенных в конце

гл. 3, транзисторный каскад *ОЭ—ОБ* позволяет получать большее устойчивое усиление, чем каскад на экранированных лампах.

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, из-за чего вырастает число фильтрующих деталей. Ремонт и проверка деталей и паек в собранном усилителе представляют большие трудности. В целом эти конструкции менее надежны, чем первая.

Усилители на пальчиковых лампах отличаются от описанных только размещением ламп, которое должно быть таким, чтобы обеспечить удобство их замены. При этом ухудшаются условия охлаждения ламп, что показано в § 2.11. Более подробно с конструкцией и монтажом таких усилителей можно ознакомиться в книге [32].

Усилители, собранные на платах с печатным монтажом, предназначаются для массового автоматического производства, и обсуждение их выходит за пределы темы настоящей книги. Иногда печатные платы применяют и в мелкосерийном и единичном производстве, ссылаясь на лучшую повторяемость параметров. В описанных здесь конструкциях широкополосных усилителей вообще удастся обходиться без соединительных проводов в цепях, находящихся под большим высокочастотным потенциалом относительно корпуса. Это достигается непосредственным соединением деталей друг с другом или применением одного опорного изолятора. При конструировании на печатных платах в указанные цепи вводят печатные провода, иногда по необходимости, а часто для того, чтобы оправдать название. Это приводит к снижению качественных показателей линейки. В рассматриваемой в данном параграфе отрасли радиоэлектроники, в которой работа происходит на весьма высоких частотах, близких к граничным частотам, на которых вообще могут использоваться лампы и транзисторы, следует учитывать, что *любое конструктивное мероприятие, ведущее к удлинению проводов и увеличе-*

нию паразитной емкости, должно отвергаться. Можно предполагать, что дальнейшее развитие описанных конструкций с «навесным монтажом» будет идти не по линии совершенствования печатных конструкций и усложняющей монтаж «микроминиатюризации», а по линии применения специально разработанных интегральных схем.

Шасси линейки можно выполнять из меди, латуни и алюминия.

Применение алюминия нежелательно ввиду трудности его пайки. К шасси приходится приклепывать лепестки для припайки проводов, при этом в местах крепления лепестков на алюминии появляется пленка окиси, увеличивающая переходное сопротивление контакта. На лучшим 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.

4.11. Выбор и подключение к корпусу блокировочной емкости в цепи экранирующей сетки, подключение к корпусу антидинаatronной сетки

Указанные в справочниках электровакуумных приборов величины емкости C_{ag} , определяющие максимальное устойчивое усиление, гарантируются заводом только при коротком замыкании между экранирующей сеткой и катодом 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.

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. 4.35, где Z_c — сопротивление резонансного контура, подключенного к сетке лампы; C_{ag} — проходная емкость между управляющей сеткой и анодом; C_{a2} — емкость между анодом и

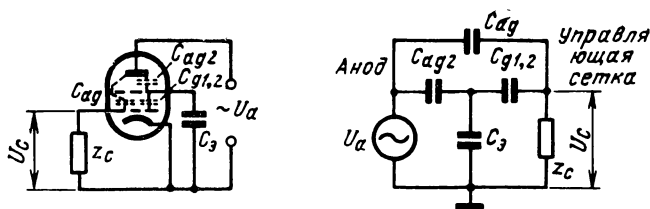


Рис. 4.35. Влияние емкости C_9 на устойчивость усилительного каскада.

экранирующей сеткой; $C_{g1,2}$ — емкость между управляющей и экранирующей сеткой и C_9 — 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_9 бесконечно большой, то напряжение обратной связи, зависящее только от остаточной проходной емкости C_{ag} , будет равно

$$\dot{U}_{c1} = \dot{U}_a \dot{Z}_c \left/ \left(\frac{1}{j\omega C_{ag}} + \dot{Z}_c \right) \right.$$

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

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

получаем

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

При конечной величине емкости C_9 , кроме напряжения \dot{U}_{c1} на управляющей сетке появится дополнительное напряжение

$$\dot{U}_{c2} = \dot{U}_a \frac{C_{ag2}}{C_{ag2} + C_9} \frac{\dot{Z}_c}{\frac{1}{j\omega C_{g1,2}} + \dot{Z}_c}.$$

Так как $C_9 \gg C_{ag2}$ и $\frac{1}{j\omega C_{g1,2}} > \dot{Z}_c$, то можно пренебречь в

знаменателе величинами C_{ag2} и \dot{Z}_c , несмотря на то, что последнее пренебрежение несколько снижает точность расчета.

Тогда

$$\dot{U}_{c2} = \dot{U}_a \frac{C_{ag2} C_{g1,2}}{C_9} j\omega \dot{Z}_c.$$

Чтобы паразитная обратная связь вследствие недостаточной величины емкости C_9 не ухудшала качества электронной лампы, необходимо выполнение условия $\dot{U}_{c2} \ll \dot{U}_{c1}$. Допустим, что обратная связь

изменяет напряжение на сетке на 10% относительно напряжения при $C_a = \infty$, т. е.

$$\dot{U}_{c2} = 0,1 \dot{U}_{c1}$$

или

$$\dot{U}_a \frac{C_{ag2} C_{g1,2}}{C_a} j\omega Z_c = 0,1 \dot{U}_a C_{ag} j\omega Z_c.$$

Решив это уравнение относительно C_a , получим

$$C_a = 10 \frac{C_{ag2} C_{g1,2}}{C_{ag}}.$$

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

$$C_a = 2,5 \frac{C_{вх} C_{вх}}{C_{ag}}, \quad (4.5)$$

из которого следует, что минимальная емкость C_a , 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 (4.5) для некоторых типов металлических, сверхминиатюрных и пальчиковых ламп.

Уравнение (4.5) выведено без учета экранирующего действия антидинаatronной сетки, которое не зависит от величины C_a . Несмотря на это, точность величин емкостей, приведенных в табл. 4.1,

ТАБЛИЦА 4-1

Минимальные величины емкости блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки

Тип лампы	Междуэлектродные емкости лампы, пФ			Емкость блокировочного конденсатора, пФ	Тип лампы	Междуэлектродные емкости лампы, пФ			Емкость блокировочного конденсатора, пФ
	C_{gk}	C_{ak}	C_{ag}	C_a		C_{gk}	C_{ak}	C_{ag}	C_a
6Ж3	8,5	7,0	0,003	50 000	6Ж9Б	7,5	3,0	0,055	1 000
6Ж4	10,0	6,0	0,015	10 000	6Ж10Б	6,5	4,5	0,05	1 500
6Ж8	6,0	7,0	0,005	21 000	6Ж11П	13,5	3,5	0,04	3 000
6К3	6,0	7,0	0,003	35 000	6Ж20П	8,6	2,5	0,04	1 300
6К4	8,5	7,0	0,005	30 000	6Ж23П	13,5	3,0	0,075	1 300
6Ж1Б	4,8	3,8	0,03	1 500	6Ж31Б	4,8	3,8	0,03	1 500
6Ж1П	4,7	2,8	0,035	1 000	6Ж33А	3,6	3,3	0,03	1 000
6Ж3П	6,5	1,5	0,025	1 000	6Ж40П	6,7	4,1	0,025	2 700
6Ж4П	6,3	6,3	0,0035	28 000	6К4П	6,4	6,7	0,0045	24 000
6Ж5Б	6,0	4,0	0,05	1 200	6К6А	3,6	3,3	0,03	1 000
6Ж5П	8,5	2,2	0,03	1 600	6К11Б	4,8	3,8	0,03	1 500
6Ж9П	8,5	3,0	0,03	2 100					

вполне достаточна для практического использования, так как значительный разброс величин C_a мало отражается на работе усилителя.

Если получаемое от каскада усиление значительно меньше максимального устойчивого, рассчитанного по формуле (3.11), то ми-

нимальная величина C_a может быть уменьшена 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} , требующую по уравнению (4.5) большой блокировочной емкости C_a и позволяют получить большое устойчивое усиление на относительно низких частотах.

При работе лампы в усилителях низкой частоты и в видеоусилителях минимальные значения величины C_a , определяемые из ус-

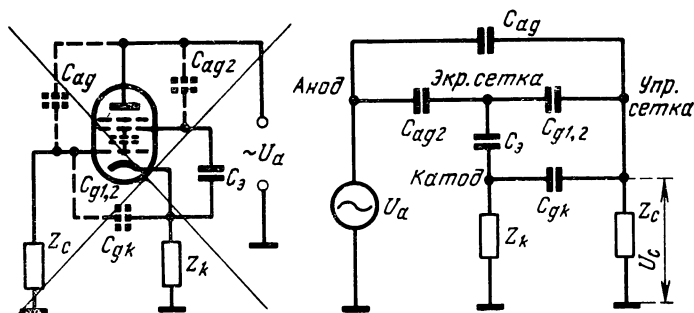


Рис. 4.36. Неверное подключение к катоду блокировочного конденсатора экранирующей сетки.

ловия допустимого искажения формы сигналов, получаются значительно больше величин, указанных в табл. 4.1.

В катодную цепь ламп обычно включается сопротивление автоматического смещения за счет анодного тока. В этом случае иногда производят ошибочное подключение конденсатора C_a непосредственно к катоду вместо шасси.

Как показано на эквивалентной схеме рис. 4.36, такое подключение создает дополнительную цепь обратной связи анода с сеткой через емкости C_{ag2} , C_a и $C_{вх}$. 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 катоде величина Z_k получается относительно большой вследствие влияния индуктивности катодной цепи.

Аналогичная картина получается при присоединении антидинатронной сетки к катоду. Из эквивалентной схемы рис. 4.37 видно, что и в этом случае получается дополнительная обратная связь через емкости C_{ag3} и C_{gh} , зависящая от величины Z_k .

Таким образом, конденсатор C_a и антидинатронную сетку следует всегда соединять с корпусом прибора. Чем выше рабочая частота каскада, тем более благоприятно действует такое соединение. В некоторых типах ламп антидинатронная сетка соединена с катодом внутри лампы и отдельного вывода не имеет. На частотах выше 10—20 МГц такие лампы применить нежелательно.

При подключении антидинатронной сетки к корпусу она получает небольшой отрицательный потенциал. В некоторых типах ламп от этого немного падает крутизна характеристики, с чем обычно не считаются.

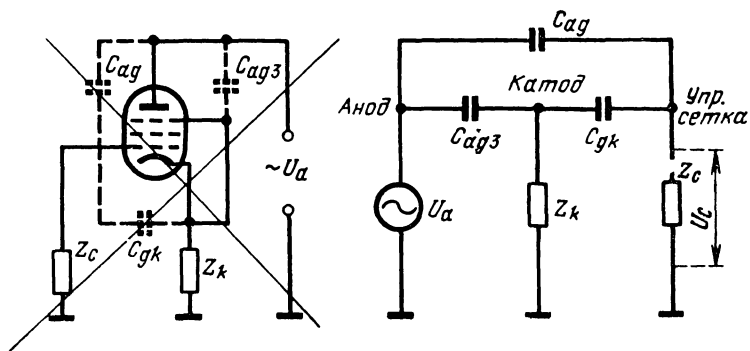


Рис. 4.37. Неверное присоединение антидинаatronной сетки к катоду.

При выборе типа конденсатора C_s и при монтаже цепей экранирующей и антидинаatronной сеток не следует забывать об индуктивности соединительных проводов и о собственной индуктивности конденсатора, которые могут резко исказить и усложнить рассмотренные здесь явления, особенно в усилителях, работающих на очень высоких частотах.

4.12. 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 усилительными приборами и, следовательно, к удлинению их входных и выходных цепей, 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 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 и 22] имеется попытка теоретически обосновать размеры широкополосного усилителя промежуточной частоты путем введения понятия «вол-

новодной 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 λ значительно больше критической $\lambda_{кр}$, то затухание на единицу длины приблизительно определяется из соотношения

$$\beta = 27,3/b \text{ дБ},$$

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 $\lambda \gg \lambda_{кр}$ 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 коробки-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 около 25—30 дБ.

Введение в волновод любых посторонних предметов резко увеличивает его затухание. Коробка усилителя промежуточной частоты на 30—50% своего объема заполнена

детальями, 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 несогласованных излучателя и приемника и из большого затухания, вносимого промежуточными деталями усилителя. Указанные добавления сводят на нет рассматриваемый расчет предельной длины усилителя.

Вообще термином «волноводная обратная связь» лучше не пользоваться, так как волноводом называется ограниченное металлом 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 attenuаторов формул, выведенных в теории волноводов, не означает, что предельный attenuатор является волноводом. Эти формулы применяются только потому, что они позволяют просто рассчитать имеющиеся в attenuаторе индуктивную и емкостную 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.

4.13. 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 при-

чиной 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 в таких усилителях составляется в основном из входной и выходной емкостей усилительных приборов и емкости монтажа. Все эти емкости имеют распределенный характер и протекающие через них токи достигают шасси в самых разнообразных точках. *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 входом и выходом усилительных приборов, должны располагаться на максимальных расстояниях от шасси, стенок и кожухов.

в) Провода, входящие в цепи входа и выхода усилительных приборов, должны иметь минимальный диаметр, допустимый по соображениям механической прочности. В этих цепях лучше применять жесткие, голые провода, не позволяющие выполнять произвольную укладку монтажа. Лучше всего в этих цепях обходиться совсем без проводов, применяя непосредственное соединение деталей друг с другом.

г) Для подключения контурных катушек и других деталей к входу и выходу усилительных приборов в основном не следует применять дополнительных подпорок, проходных и опорных изоляторов и других подобных конструкций. Применяемые в крайних случаях изоляторы должны иметь минимальную емкость на корпус, величину которой следует оговаривать в технических условиях.

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 пайку, то лучше лепестками не пользоваться, а производить припайку к наружной стороне шасси, как показано на рис. 4.38. 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 разделены на участки фильтрующими ячейками. Это относится и к постоянным проводам для подключения реле, измерительных приборов и др., которые также следует разделять фильтрующими ячейками или, в крайнем случае, тщательно экранировать от основных цепей усилителя.

Рекомендации, изложенные в пп. д) и е), противостоят 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 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

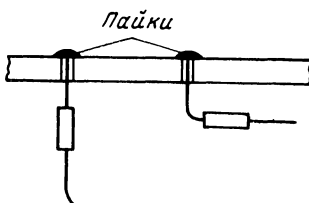


Рис. 4.38. Соединение деталей с корпусом путем припайки к наружной стороне шасси.

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 опытом конструктора и при отсутствии такового может привести к крупным ошибкам в монтаже, опасным и для низкочастотных схем.

4.14. Конструкция и монтаж фильтров сосредоточенной селекции

Фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) применяются в усилителях промежуточной частоты для разделения функций усиления и селекции. Они подключаются ко входу усилителя, до первого усилительного прибора, что снижает уровень помех от соседних станций и уменьшает опасность появления перекрестных искажений. Вторым преимуществом ФСС по сравнению с усилителями с одноконтурными или двухконтурными фильтрами, является лучшая прямоугольность частотной характеристики при том же числе контуров, что повышает общую избирательность приемника по соседнему каналу. Это получается потому, что в усилителях с распределенной селекцией все контуры шунтируются входными и выходными сопротивлениями усилительных приборов, а при необходимости расширения полосы еще и дополнительными резисторами. В ФСС в таком положении находятся только первый и последний контуры. Затухание всех промежуточных контуров определяется только их собственными потерями и может быть сделано достаточно малым.

Схемы, число ячеек и данные ФСС могут быть различными, в зависимости от требований. Вопросы расчета фильтров освещены во многих книгах, в частности в [33], в которой дается также список литературы.

В принципе ФСС может быть рассчитан почти на любую полосу пропускания и почти на любую величину ослабления за пределами этой полосы. Получение расчетных параметров на практике целиком определяется

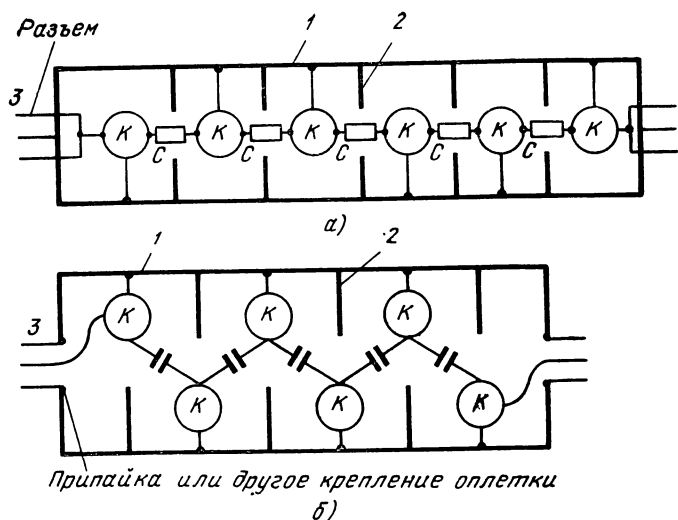


Рис. 4.39. Схематическое размещение деталей в фильтре сосредоточенной селекции.

конструкцией и монтажом фильтра, которые должны быть выполнены с учетом двух основных требований:

а) отсутствие паразитного прохождения сигналов помимо фильтра или отдельных его ячеек;

б) малые потери в промежуточных контурах фильтра.

Чем выше рабочая частота фильтра, тем труднее обеспечить первое требование. На высоких частотах, измеряемых десятками мегагерц, конструкция и монтаж фильтра должны составлять одно целое. Лучше всего, если фильтр представляет собой вставку в коаксиальный кабель. На рис. 4.39,а дано схематическое размещение и монтаж 6-звенного фильтра, вытянутого в одну линию. Сборка производится в корыте 1, в котором равномерно размещены впаянные или приваренные перегородки 2. Корыто прикрывается двумя или тремя отдельными крышками без губок или одной общей крышкой с губками (см. § 2.5). Разъемы 3 или другая заделка входного и выходного кабелей устанавливаются в торцах корыта. В варианте рис. 4.39,б сокращение длины фильтра получается благодаря шахматному расположению контуров k и расширению корыта.

При установке фильтра в усилитель желательно не ставить его рядом с усилительными приборами (рис. 4.40), а вытягивать всю систему в линейку. В принципе

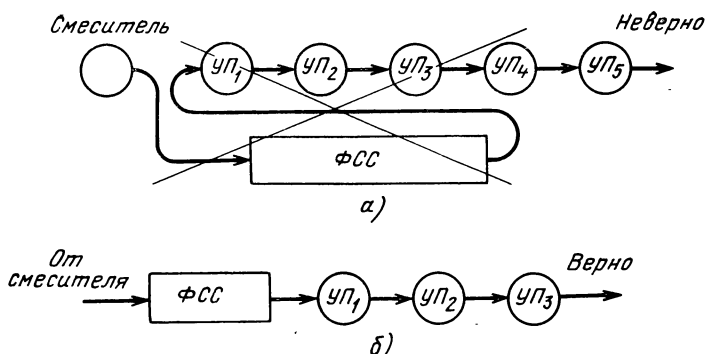


Рис. 4.40. Размещение фильтра сосредоточенной селекции на шасси усилителя.

соединять корпус фильтра с корпусом усилителя нежелательно (см. § 2.6), нужно соединить с корпусом около смесителя наружную оплетку входного кабеля. На частотах выше 10 МГц глубина проникновения тока в корпус фильтра весьма мала, наружную поверхность его можно считать эквипотенциальной и вреда от соединения корпусов не будет.

Для уменьшения собственных потерь, катушки контуров фильтра следует наматывать на каркасе из высокочастотного материала с малым углом потерь. Подстроечные сердечники не должны вносить большие потери. С той же целью корпус фильтра и перегородки между ячейками рекомендуется изготавливать из меди, желательно посеребренной.

Настраивать резонансные контуры лучше всего через специальную крышку с отверстиями, которую затем заменяют на глухую.

ФСС для низких частот полезно конструировать, так же как высокочастотные, что гарантирует их хорошую работу. Для контурных катушек можно использовать сердечники бронзового типа, это позволит ликвидировать внутренние перегородки. При большой глубине проникновения и малой толщине корпуса фильтра его следует изолировать от корпуса усилителя. К другим упрощениям конструкции фильтра следует подходить крайне осторожно. Особенно опасны всякие комбинации с общими платами и общими проводами присоединения к корпусу, которые могут резко ухудшить работу фильтра (см. рис. 2.35).

Глава 5

ПОДАВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНЫХ НАВОДОК И ФОНА СЕТИ ПИТАНИЯ

5.1. 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, электроннолучевой 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 сглаживающих ячеек и к небольшим изменениям в монтаже. Исключения составляют случаи, когда причиной наводки является недостаточное экранирование электрического и магнитного полей. В этом случае для устранения наводки может потребоваться переконструирование 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, привлечение к нему работников, занимающихся экспериментальной доводкой, привлечение к экспериментированию конструкторов могут значительно сократить сроки разработки радиоэлектронной аппаратуры. Правильно было бы качество конструкции оценивать временем, которое приходится затрачивать на экспериментальную доводку.

Из сказанного не следует делать вывод, что автор считает пренебрежением любую ошибку, ведущую к необходимости экспериментирования. Сложность разрабатываемой радиоэлектронной аппаратуры настолько велика, что без ошибок обходиться не удается. 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, некоторым покажется неуместным.

Экспериментальные работы по подавлению паразитных наводок следует начинать с «исследовательской части», целью которой будет нахождение источников и приемников 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

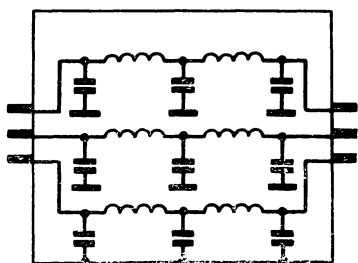


Рис. 5.1. Съемный фильтр для экспериментальных работ.

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 гл. 1 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 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 (рис. 5.1) 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 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 ее 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 вести 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.

5.2. Причины появления фона сети питания. Фон из-за недостаточного сглаживания напряжения питания

Фон сети переменного тока, от которой осуществляется питание радиоэлектронного прибора, является наиболее часто встречающейся паразитной наводкой. 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 ток, затухающие 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 коллекторного, эмиттерного,

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, обусловленный питанием цепей накала переменным напряжением. 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 напряжение накала, то он исчезает сразу после выключения, в то время как прибор перестает работать постепенно, по мере остывания ламп. Такой эксперимент удастся только при использовании 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 других источников питания создает большую часть наводки. Для этого удобно шунтировать в определенной последовательности все источники постоянных напряжений батареей конденсаторов большой емкости (примерно 100 мкФ) и наблюдать изменение уровня фона. Несколько менее удобно включение в проверяемый источник фильтрующей ячейки из дросселя или резистора и конденсатора, так как в этом случае сравнение уровня фона при старой и улучшенной фильтрации приходится производить с разрывом цепи тока. Если улучшение фильтрации всех источников постоянного напряжения не снижает заметно уровень фона, то можно считать, что он возникает по третьей причине — паразитной наводке через электрическое и магнитное поля.

Если выяснится, что фон возникает вследствие недостаточной фильтрации напряжения одного из выпрямителей, то следует с помощью осциллографа измерить амплитуду остаточного фона, поступающего на шину

питания усилительного прибора. При таком измерении на выходе источника питания должна быть включена 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 проверять 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

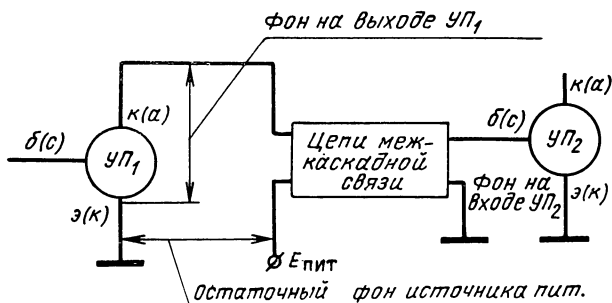


Рис. 5.2. Передача фона от источника питания коллекторов или анодов на управляющую сетку лампы или базу транзистора.

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 усилительных приборов выходные цепи одних из них соединяют с входными цепями других через различные элементы межкаскадной связи: цепи RC , трансформаторы, линии и т. д. Как видно из рис. 5.2, переменное напряжение остаточного фона, приложенное к выходу одного прибора, попадает на вход другого прибора через элементы межкаскадной связи.

Уровень фона на входе второго усилительного прибора определяется частотной характеристикой межкаскадной связи. В наихудшем случае все напряжение остаточного фона оказывается приложенным ко входу, а при использовании повышающего трансформатора оно может даже возрасти. В результате, чем большее усиление имеется на пути от входа какого-либо усилительного

прибора до выхода, на котором проявляется наводка фона, и чем выше идет частотная характеристика этого участка схемы в области низких частот, тем больше будет уровень фона. Борьбу с таким усилением фона, который иногда проектировщиками не учитывается, ведут путем включения в цепи питания некоторых усилитель-

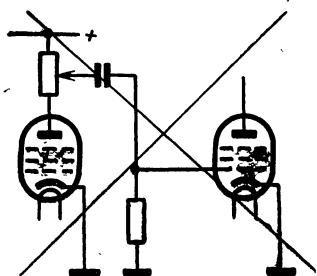


Рис. 5.3. Неправильное включение потенциометра регулировки амплитуды сигнала.

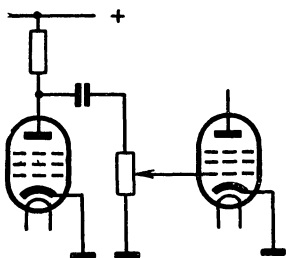


Рис. 5.4. Правильное включение потенциометра регулировки амплитуды сигнала.

ных приборов дополнительных фильтрующих ячеек типа RC , рассчитанных на снижение уровня фона на входах следующих за ячейками усилительных приборов. Кроме того, снижения фона можно добиться ухудшением частотной характеристики системы в области низких частот, если это допустимо.

Следует учитывать, что при подаче на базу, сетку, катод или эмиттер начального смещения от источника питания анодов или коллекторов через сопротивления, на эти электроды подается и напряжение остаточного фона напряжения питания $E_{пит}$. При наличии дополнительных фильтрующих ячеек к ним следует подключать и цепи смещения.

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, дешевым и надежным вариантом питания. Разбор различных схем фильтрации и использование 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 на-

пряжения для регулирования амплитуды сигнала, подаваемого на сетку лампы следующего каскада (рис. 5.3), изменяет в невыгодную сторону соотношение между напряжениями сигнала и фона. Поэтому потенциометр или делитель лучше включать в цепь сетки, как показано на рис. 5.4. Такое же ухудшение соотношения между сигналом и фоном может получиться в транзисторных устройствах при уменьшении выходного уровня включением делителя в цепь коллектора.

Борьба с фоном прямыми методами, т. е. уменьшением уровня фона источников и подавлением паразитных связей источников фона с его приемниками, приводит часто к необходимости повышения качества источников питания и других звеньев радиоэлектронного прибора, что требует дополнительных затрат и усложнения аппаратуры. Поэтому весьма заманчивыми кажутся различные компенсационные схемы подавления 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].

5.3. Фон сети питания при накале ламп переменным током. Присоединение к корпусу нескольких источников питания

В большинстве ламповых радиоэлектронных приборов один полюс цепи накала соединяется с корпусом прибора. Неправильное выполнение такого соединения может служить причиной появления в приборе значительного фона.

На рис. 5.5 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 выпрямителями 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 накала каждой лампы равно 0,5 А, то проходящий по уча-

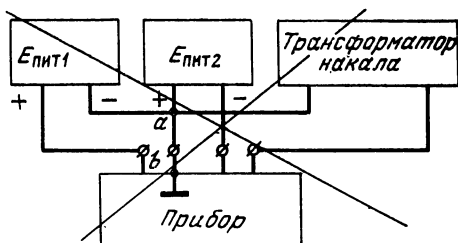


Рис. 5.5. Неправильное подключение к корпусу прибора источников питания.

стку ab ток равен 5А. 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. 5.6 изображена правильная схема подключения источников питания, в которой все присоединяемые к шасси провода имеют свои отдельные клеммы. Особенно целесообразно применять такую 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.

Рассмотренная паразитная передача части напряжения накала в цепи других источников питания относится к паразитной связи через общее сопротивление (см. § 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 нуль регулятора вертикального усиления. Оказалось, что один из выводов резистора, относя-

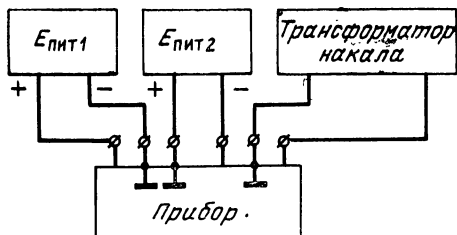


Рис. 5.6. Правильное подключение к корпусу прибора источников питания.

щегося ко 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. Для питания схем, построенных на полупроводниковых приборах, требуются небольшие напряжения, но значительно большие токи по сравнению с ламповыми схемами, особенно в выходных каскадах. В этих условиях применение общего провода питания может привести к увеличению уровня фона вследствие добавления к фону одного выпрямителя фона других. Кроме того, любые изменения тока, потребляемого от одного из выпрямителей, могут создавать 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 § 5.5. Для проверки правильности второго предположения определим падение напряжения, которое может получиться при пропускании тока 5А 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

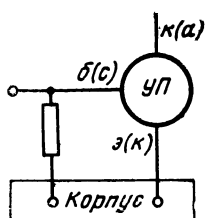


Рис. 5.7. Неправильное подключение к корпусу прибора деталей, относящихся к одному усилительному каскаду.

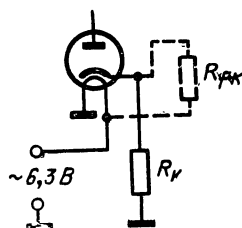


Рис. 5.8. Наводка фона через сопротивление промежутка катод — накал.

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. 5.7, 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 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 напряжением переменного тока является влияние проводимости промежутка подогреватель — катод, проявляющееся при накаливаемом катоде (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. 5.8), через который часть переменного напряжения накала передается в цепь катода. Наводимое на катоде напряжение фона тем больше, чем больше катодное сопротивление R_k . Так, при питании накала напряжением 6,3 В и сопротивлении $R_k=0,25$ МОм наведенное на катод напряже-

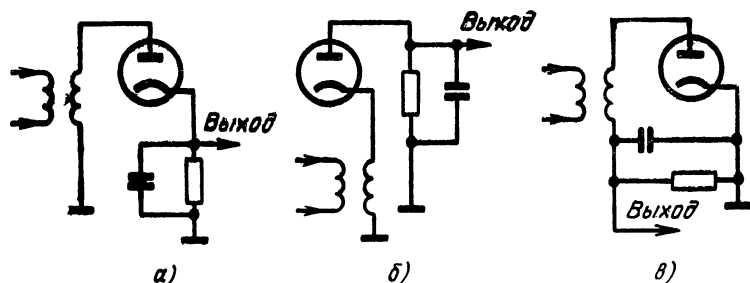


Рис. 5.9. Варианты включения детектора с вакуумным диодом.

ние 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 от отдельной обмотки трансформатора, хорошо изолированной от корпуса и от всех других обмоток.

Большие сопротивления в катоде применяются часто в схеме детектора в том случае, когда на его выходе получается напряжение положительной полярности (рис. 5.9,а). С точки зрения наводки фона значительно лучше схемы для получения напряжения отрицательного знака (рис. 5.9,б, в), в которых катод соединен с шасси непосредственно или через высокочастотную катушку.

Небольшие сопротивления в катоде 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 катодe могут дать заметный уровень фона. Так, например, при $R_k=200$ Ом и напряжении накала 6,3 В напряжение фона на входе каскада может достигнуть величины $(6,3 \cdot 200)/3 \cdot 10^6 = 0,4$ мВ, 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 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 переход на питание накала первых ламп усилителя напряжением постоянного тока 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 (электроннолучевая трубка с электростатическим отклонением, магнетрон, специальный выходной каскад), то для ее предохранения катод следует соединять коротко с одним полюсом отдельной цепи накала или со средней точкой любого вида (см. § 5.6). Если же от источника отрицательного напряжения питается несколько ламп, то один полюс цепи накала или ее среднюю точку следует соединить с минусом источника.

5.4. 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 индуцирует напряжение фона в любых катушках индуктивности, расположенных на его пути. Наводки фона 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° . 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 периодическое отклонение его в сторону. Для предохранения от такого влияния нужно удалять электронные лампы, относящиеся к первым каскадам усилителя низкой частоты на максимальное 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 трансформатора 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 электроннолучевую трубку под любым углом α с ее осью (рис. 5.10) в зависимости от взаимного расположения силового трансформатора и трубки.

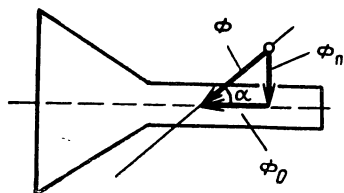


Рис. 5.10. Влияние магнитного потока рассеивания на электроннолучевую трубку.

Его всегда можно разложить на две составляющие Φ_0 и Φ_n , действующие соответственно вдоль и перпендикулярно оси трубки.

Осевая составляющая Φ_0 добавляется к магнитному потоку, создаваемому фокусирующей катушкой трубки, и производит синусоидальное из-

менение 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 Φ_n 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, по-

лучаемого 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 электроннолучевой трубки, так как часто осциллограф устанавливается рядом с другими приборами, содержащими силовые трансформаторы.

5.5. Монтаж сети питания переменным током

Существенное значение имеет правильный монтаж в приборе проводов, по которым подводится напряжение сети питания. Как показано в § 2.6, для уничтожения магнитного поля проводов 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. 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. 5.11), то через заземление уравнивающие токи не текут, по обоим проводам в противоположных направлениях текут одинаковые токи и внешнее магнитное поле проводов сети питания, проложенных внутри прибора, близко к нулю.

Другой часто встречающийся случай показан на рис. 5.12. 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. 5.11) 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

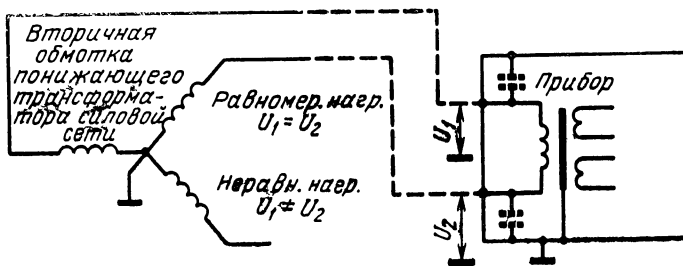


Рис. 5.11. Питание прибора от трехфазной сети.

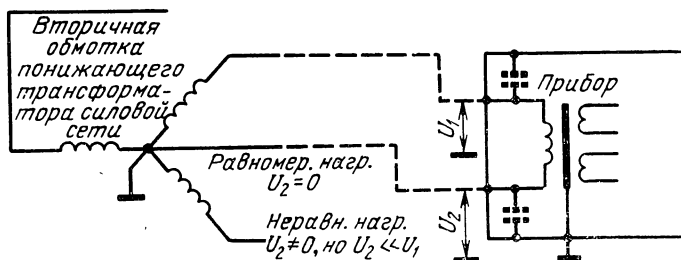


Рис. 5.12. Питание прибора от трехфазной сети с нулевым проводом.

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.

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 и жгутах.

Асимметрия сети питания может служить причиной наводки фона и через электрическое поле. Пусть (рис. 5.13) 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

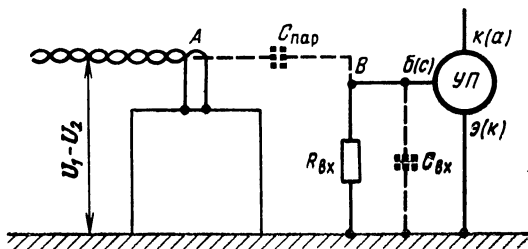


Рис. 5.13. Наводка фона электрическим полем при асимметрии сети питания.

провод (точка А) имеет небольшую паразитную емкость $C_{\text{пар}}$ относительно чувствительной к фону точки В (например, база или сетка первого каскада усилителя низкой частоты с большим усилением), то напряжение в точке В будет определяться действием делителя, составленного из емкости $C_{\text{пар}}$ и параллельного соединения емкости $C_{\text{вх}}$ и сопротивления $R_{\text{вх}}$ точки В относительно корпуса.

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. Питание усилителя осуществляется от сети переменного тока 50 Гц с асимметрией на 20% от напряжения сети 220 В, т. е. на 45 в. Коэффициент усиления примем равным 1000. Заметным будем считать напряжение фона на выходе, равное 1 В. Отсюда следует, что для получения заметного фона на вход первого каскада нужно подать напряжение 1 мВ и делитель $C_{\text{пар}}$, $C_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вх}}$ должен ослаблять напряжение в 45 000 раз.

Если взять величину сопротивления в цепи 0,5 МОм, то сопротивлением емкости $C_{вх}$ на частоте 50 Гц можно пренебречь. Тогда в делителе $C_{пар}$, $R_{вх}$ емкость $C_{пар}$ должна иметь сопротивление

$$1/\omega C_{пар} = 45\,000 \cdot 0,5 \cdot 10^6 \text{ Ом},$$

откуда

$$C_{пар} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 45 \cdot 0,5 \cdot 10^9} = 0,14 \text{ пФ}.$$

Таким образом, для возникновения 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 (см. 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 рез-

ко асимметричными относительно корпуса прибора. Кроме того, в преобразователе обычно используется не синусоидальное напряжение промышленной частоты 50 Гц, а напряжение частотой в несколько килогерц при резко искаженной форме напряжения, которое может даже иметь вид меандра. Все это увеличивает возможность паразитных наводок на основную схему прибора.

5.6. Однопроводный и двухпроводный монтаж цепи накала

Цепь накала ламп в большинстве случаев монтируется как однопроводная (рис. 5.14) с использованием в качестве обратного провода корпуса прибора. Применяется также двухпроводная схема цепи накала с при-

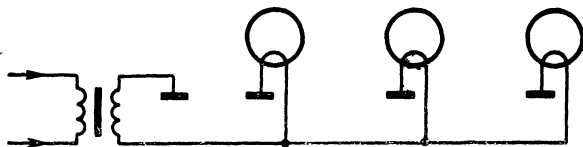


Рис. 5.14. Однопроводная цепь накала.

соединением к шасси средней точки накальной обмотки трансформатора (рис. 5.15,а) или с искусственной средней точкой, получаемой с помощью двух постоянных резисторов $R_1=R_2=50 \div 100$ Ом (рис. 5.15,б), или с помощью переменного резистора, позволяющего точно подобрать среднюю точку (рис. 5.15,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 лампами через емкость подогреватель — катод (см. § 4.7).

Преимуществом двухпроводной цепи накала является уменьшение возможности наводки фона магнитным полем, создаваемым током накала, и электрическим полем, обусловленным напряжением накала.

Очевидно, что применять двухпроводную цепь накала имеет смысл тогда, когда заведомо известно, что однопроводная цепь вызовет 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 электроннолучевыми трубками, на которые возможна непосредственная наводка магнитным полем цепи накала.

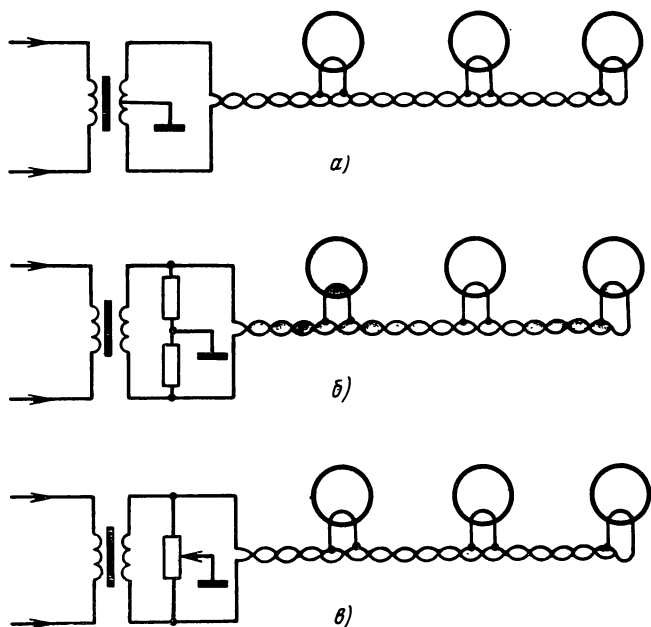


Рис. 5.15. Двухпроводные цепи накала.

Посмотрим, при каком усилении на частоте сети питания получится 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 не имеет входного трансформатора. Диаметр монтажных проводов 0,5 мм. По табл. 1.1 находим индуктивности этих прямых проводов: в цепи на-

кала $L_1=0,26$ мкГ, в цепи сетки $L_2=0,12$ мкГ. Взаимоиндукция равна

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = 0,1 \sqrt{0,26 \cdot 0,12} = 0,018 \text{ мкГ}.$$

Если по цепи накала течет ток $I=5A$, то при частоте напряжения сети 50 Гц на сетке первой лампы усилителя индуцируется э. д. с. $E = I \omega M = 5 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0,018 \times 10^{-6} = 30$ мкВ.

Отсюда следует, что для получения на выходе усилителя заметного фона напряжением 1В нужно, чтобы он имел редко применяемое усиление $K = 1/(30 \cdot 10^{-6}) = 33\,000$.

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 $K=4\,000$.

Применение в усилителе низкой частоты входного трансформатора сильно увеличивает наводку. Так, если сеточная обмотка входного трансформатора имеет индуктивность $L_2=100$ Г, 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, равная 5 мкГ, будет в $5/0,018=280$ раз больше взаимоиנדукции цепей без трансформатора. Во столько же раз увеличится э. д. с. фона, наведенная в цепи сетки первой лампы усилителя. Она будет равна 8,5 мВ при частоте сети 50 Гц и 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 (см. рис. 5.13), рассмотренной в предыдущем параграфе. Только эта наводка будет в $45/6,3=7$ раз меньше в соответствии с меньшим напряжением в цепи накала. Пользуясь приведенными там цифрами, легко подсчитать, что для получения заметного фона в усилителе низкой частоты с коэффициентом усиления $K=1\,000$ достаточно между цепью накала и сеткой первой лампы иметь паразитную емкость $C_{\text{пар}}=0,14 \cdot 7 \approx 1$ пФ при частоте сети 50 Гц и $C_{\text{пар}} \approx 0,12$ пФ при частоте сети 400 Гц.

Из этих цифр следует (см. табл. 1.4), 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 электроннолучевыми 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, составляющее 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 двухпроводной симметричной 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 § 5.3.

д) Влиянием однопроводной цепи накала на электроннолучевые 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.

5.7. Наводка и излучение помех через сеть питания прибора

Провода сети питания, входящие внутрь прибора, имеют различные 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. 5.16 изображены действительная и эквивалентная схемы паразитной связи двух приборов, питающихся от общей сети. На рис. 5.17,а показан прием помех через сеть питания, в которой наводятся высокочастотные напряжения, излучаемые удаленным генератором высокой частоты. На рис. 5.17,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».

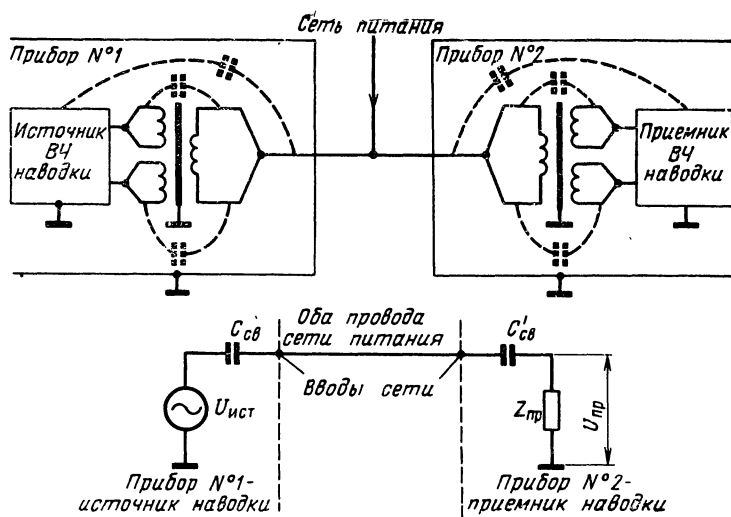


Рис. 5.16. Схема связи двух приборов по сети питания.

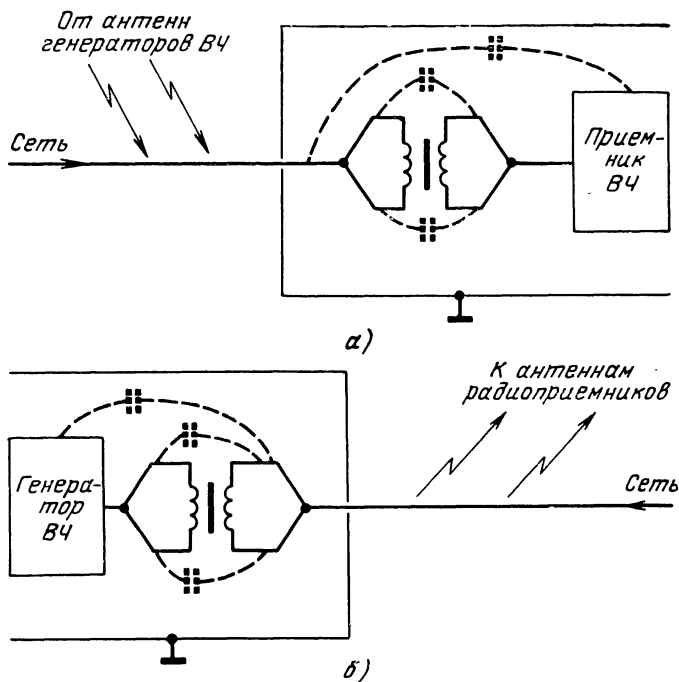


Рис. 5.17. Сеть питания как приемная и передающая антенны.

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 (см. § 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. 5.18,а), так как на приемнике наводки индуктируются разные по величине и обратные по знаку напряжения. Маловероятно также проникновение симметричной наводки через силовой трансформатор пу-

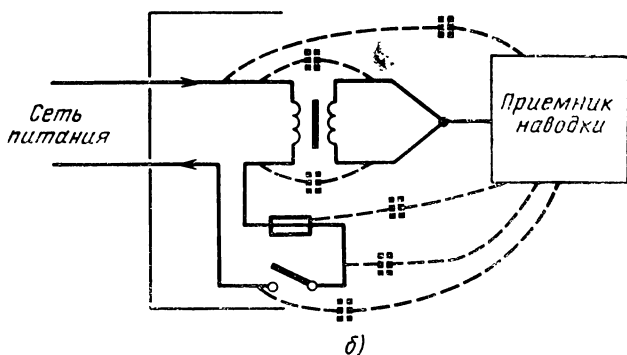
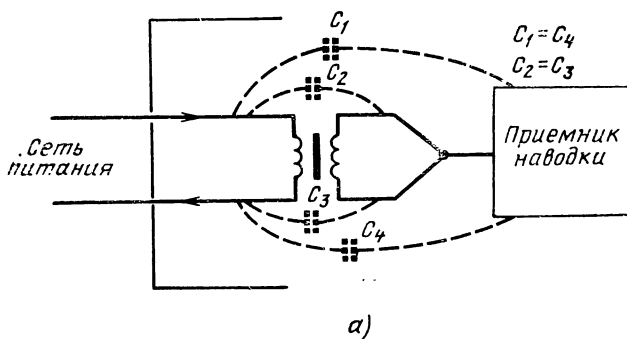


Рис. 5.18. Симметричное распространение наводки по сети питания.

тем передачи напряжения, наведенного в первичной обмотке, во вторичную, так как силовой трансформатор совершенно не приспособлен для работы на частотах, отличных от частоты сети питания.

Симметричное распространение наводки опасно только при асимметрии приемника наводки относительно проводов сети питания. Так, например (рис. 5.18,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 также и на симметричную. Поэтому в дальнейшем симметричная наводка не рассматривается.

Из эквивалентной схемы рис. 5.16 следуют два метода борьбы с наводками помех через сеть питания прибора, которые применяются раздельно, а в более важных случаях — совместно.

Первый метод заключается в максимально возможном уменьшении паразитной емкостной связи между проводами сети вместе с первичной обмоткой силового трансформатора и другими частями прибора. Для этого служат меры, рекомендованные в § 5.4 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. 5.16, добавим на ней блокировочный конденсатор $C_{б1}$ (рис. 5.19,а) в месте ввода сети питания в прибор (источник наводки). Получится допол-

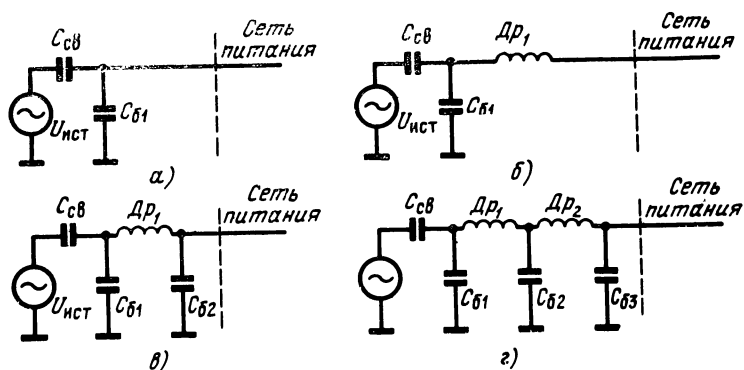


Рис. 5.19. Включение фильтрующих ячеек на вводе сети питания в источник наводки.

нительный делитель напряжения из конденсаторов $C_{\text{св}}$ и $C_{\text{б1}}$, 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 $C_{\text{б1}}$ будет неопределенным, зависящим от случайных обстоятельств.

Для повышения эффективности действия конденсатора $C_{\text{б1}}$ необходимо, чтобы указанное полное сопротивление было как можно больше. Включение в схему последовательного дросселя $Др_1$ (рис. 5.19,б) оставит ту же неопределенность, так как полное сопротивление дросселя вместе с сетью может быть любым. Только при добавлении еще одного конденсатора и при правильном его подборе (рис. 5.19,в) можно быть уверенным, что первый делитель из конденсаторов $C_{\text{св}}$ и $C_{\text{б1}}$ действует нормально. Второй же делитель из дросселя $Др_1$ и конденсатора $C_{\text{б2}}$ дает различные результаты при различных случайных соотношениях в сети. Для того чтобы вто-

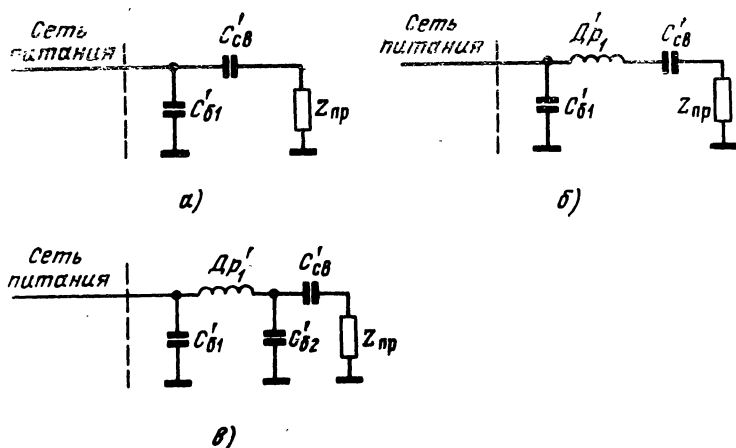


Рис. 5.20. Включение фильтрующих ячеек на вводе сети питания в приемник наводки.

рой делитель работал уверенно, необходимо добавить третий из дросселя $Др_2$ и конденсатора $C_{б3}$ (рис. 5.19,з).

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 $Др_1$ 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 $C'_{б1}$ (рис. 5.20,а) составляет делитель с полным выходным сопротивлением сети питания по высокой частоте, дающий неопределенные результаты. Добавление дросселя $Др'_{р1}$ (рис. 5.20,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 $Др'_{р1}$ 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

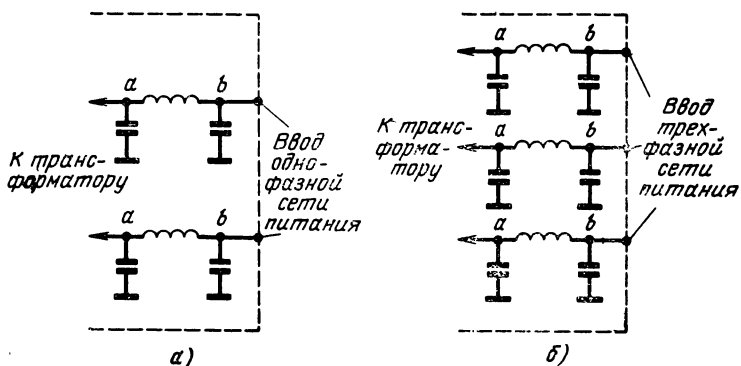


Рис. 5.21. Фильтры на вводах сети питания.

рисунков включенными в однопроводную сеть прохождения помехи, увеличивается в два или три раза. Так, схема (рис. 5.19,б) при использовании ее в двухпроводной сети питания (рис. 5.21,а) состоит из двух дросселей и четырех конденсаторов и в трехфазной сети (рис. 5.21,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 (см. § 2.10). В ряде случаев особенно удобно применять специальные проходные конденсаторы.

5.8. 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 видеопульсов, 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 видеопульсами, получающимися в результате детектирования импульсов высокой частоты в перегруженных усилительных каскадах и в других нелинейных сопро- тивлениях.

Источники и пути прохождения таких наводок были рассмотрены в § 1.7—1.13.

Первым этапом работы по подавлению импульсных наводок является выяснение конкретных их источников и путей связи с приемником наводок.

Для этого необходимо:

а) Поочередно отключать всевозможные цепи и ча- сти устройств до полного исчезновения помехи или ее уменьшения.

б) Уменьшать крутизну скачков напряжения, под- ключая сглаживающие фильтры к различным точкам, в которых наблюдаются скачки, добиваясь этим умень- шения наводки и изменения формы наводимого импуль- са.

в) Увеличивать длительность импульсов в различных цепях, наблюдая, как они искажаются на выходе прием- ника наводки с тем, чтобы выяснить, не происходит ли их дифференцирование или интегрирование (если они по- ступают непосредственно на видеоусилитель) или раз- деление на два (если они проходят через усилитель вы- сокой или промежуточной частоты и детектор), рис. 1.18 и 1.29.

г) Выключать в приемнике наводки последовательно, начиная от входа (антенны), различные каскады и дру- гие цепи, добиваясь исчезновения наводки.

д) Шунтировать конденсатором большой емкости с короткими выводами различные цепи, по которым мо- жет передаваться наводка, и добиваться ее уменьшения.

В результате первого этапа работы должна быть со- ставлена четкая схема, хотя бы одного канала связи, по которому проходит помеха. При этом должны быть из- вестны 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.

1. 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. Шунтирование общего сопротивления большой емкостью 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 резисторов и конденсаторов или дросселей и конденсаторов. При связи через малую паразитную емкость или взаимоиндуктивность (см. рис. 1.28, а и б) 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 выходного тока управляемых УП, 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 входной 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 электроннолучевой 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 помех в цепи, находящейся перед первым нелинейным элементом приемника (усилительным прибором или детектором). Избирательность преселектора, состоящего из одного или двух контуров, оказывается недостаточной при подаче на него высокочастотных импульсов большой мощности.

Если радиоприемник загово проектируется для совместной работы с мощными импульсными генераторами высокой частоты, то он должен быть снабжен специальным многоконтурным переселектором, 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 ввод антенны одно- или двухъячеечный 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 проводами, входящими в приемник извне, и деталями высокочастотной части приемника, чтобы мешающий импульс поступил в приемник минуя преселектор или антенный фильтр. 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 высокочастотными импульсами весьма невысок (см. § 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.

В электронных цифровых вычислительных машинах и в других сложных устройствах электронной техники наблюдаются большие уровни импульсных наводок. Особенно сильно они проявляются в быстродействующих системах, работающих импульсами со временем установления краев $t_y \approx 10$ нс. Высшая граничная частота спектра таких импульсов $f_v = 0,35/t_y = 35$ МГц соответствует частотам широкополосных усилителей, промежуточной частоты, специфика конструкций которых подробно разобрана в гл. 4. В то же время конструкции сложных электронных импульсных устройств выполняются без учета их работы на столь высоких частотах. Отсутствуют экраны и развязывающие ячейки; провода, несущие импульсы, относящиеся к различным цепям, увязываются в общие жгуты с проводами питания и подключаются к общим разъемам; отдельные ячейки выполняются на печатных платах с большой емкостью монтажа, связывающей импульсные цепи. В этих условиях сколько-нибудь удовлетворительную работу быстродействующих машин можно объяснить только тем, что они допускают примерно в 10^5 раз больший уровень помех по напряжению, чем широкополосный усилитель промежуточной частоты. Можно предполагать, что про-

стейшие конструктивные мероприятия, учитывающие работу машины на высокой частоте и сводящиеся к введению развязывающих фильтров и к выделению проводов, относящихся к высшим и низшим уровням импульсов, снизят уровень помех до величины, обеспечивающей нормальную работу.

Кроме изложенных здесь способов подавления наводок, пригодных для любых систем, для сложных систем имеется еще ряд рекомендаций, с которыми можно познакомиться в [30, 31 и 34].

5.9. Применение двойных ламп

Среди собранных в одном баллоне двойных ламп имеется большое число триодов (буква Н на втором месте условного обозначения) и несколько типов триодпентодов (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 использовании их в широкополосных резонансных и видеусилителях следует проверить отсутствие паразитного влияния частей 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 бо-

лее 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 двойной лампы можно получить только после временной установки двух отдельных ламп и проверки с ними параметров прибора.

5.10. 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. 5.22). Эти

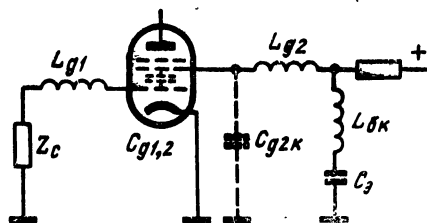


Рис. 5.22. Генерация усилительного каскада на СВЧ.

индуктивности, соединенные параллельно с емкостью экранирующая сетка — 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 сетка — катод. Оба контура связаны через емкость сетка — экранирующая сетка $C_{g1,2}$, 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

неблагоприятном соотношении настроек обоих контуров 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 и т. д. Иногда эта же генерация, изменяя режим работы усилителя, может послужить причиной обратных связей по основной частоте.

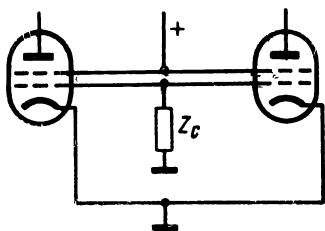


Рис. 5.23. Генерация усилительного каскада на СВЧ при параллельном соединении ламп.

С уничтожением такой генерации одновременно пропадет искажение частотных характеристик усилителя.

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. 5.23) соединительные провода между управляющими и экранирующими сетками обеих ламп представляют собой отрезок симметричной линии, включенной по двухтактной схеме, применяемой обычно в генераторах ультракоротких волн.

Такую же схему двухтактного генератора СВЧ легко увидеть в схеме эмиттерного и катодного повторителя с параллельным выключением усилительных приборов, если учесть индуктивности и емкости соединительных проводов между коллекторами, анодами, сетками и базами.

Самовозбуждение на СВЧ наблюдается также в транзисторных каскодных усилителях *ОЭ—ОБ*. Оно легко устраняется шунтированием цепи, соединяющей коллектор схемы *ОЭ* с эмиттером схемы *ОБ*, резистором с сопротивлением 100—500 Ом через блокировочный конденсатор на корпус. Проводимость такого резистора значительно меньше входной проводимости схемы *ОБ* и его включение на работе усилителя не отражается. Причины самовозбуждения каскодной схемы твердо не установлены. Скорее всего, что в коллекторной цепи транзистора *ОЭ* получается паразитный резонансный контур, на-

строенный на СВЧ и имеющий малое затухание, так как большая входная проводимость транзистора *ОБ* включена в него последовательно. В результате на СВЧ усилитель перестает работать как каскодный.

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 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 всех электродов усилительных приборов, что часто способствует исчезновению генерации. При втором пути наиболее действительным способом подавления генерации является включение последовательного резистора с сопротивлением 10—200 Ом в цепь управляющей сетки лампы или базы транзистора. 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 эмиттерные и катодные повторители, можно вводить сопротивления

в коллекторные и анодные цепи. Антипаразитные резисторы следует подключать непосредственно к вводам электродов. 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 усилительных приборов. Поэтому, если заново смонтированный каскад не генерирует, следует все же включить антипаразитные резисторы для повышения надежности.

Учитывая, что паразитному самовозбуждению на СВЧ особенно подвержены схемы с параллельным соединением усилительных приборов и что борьба с таким самовозбуждением весьма затруднительна, для таких схем следует считать обязательным включение антипаразитных резисторов во все управляющие сетки или базы.

5.11. Паразитные обратные связи на гармониках собственной частоты усилителя

Обратная связь на гармониках может возникнуть в сложном устройстве, состоящем 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. 5.24) гармоника промежуточной частоты

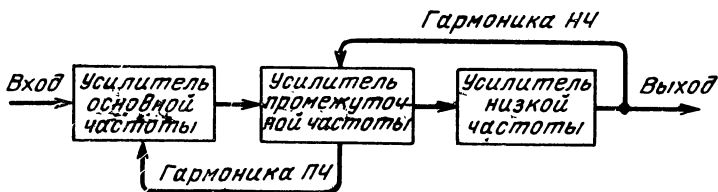


Рис. 5.24. Паразитная обратная связь на гармониках.

ты, выделяющаяся при нелинейном режиме одного из каскадов усилителя промежуточной частоты или получающаяся на выходе детектора, может попасть на вход приемника по цепям паразитной обратной связи любого вида. Если усилитель высокой частоты оказывается на-

строенным 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 устройство.

5.12. 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. 5.25 показаны расчетная и экспериментальная частотные характеристики усилителя. Подъем усиления на одних частотах и спад на других вызваны различными фазами

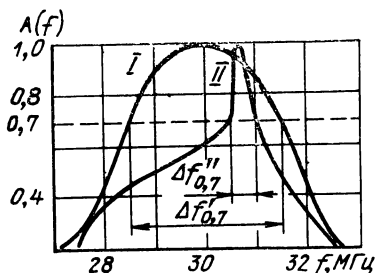


Рис. 5.25. Расчетная и экспериментальная частотные характеристики резонансного усилителя.

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.

Вторым примером могут служить изображенные на рис. 5.26 частотные характеристики усилителя низкой частоты, которые показывают, что паразитная обратная связь приводит к преждевременному спадаению или к нежелательному резкому подъему усиления высоких ча-

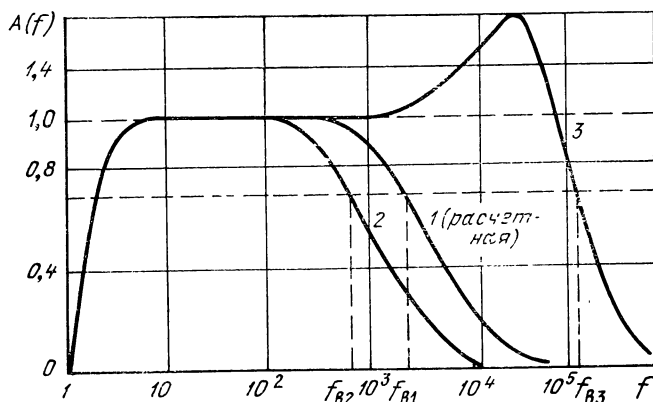


Рис. 5.26. Частотные характеристики усилителя низкой частоты:
1 — расчетная; 2 — преждевременный спад усиления; 3 — резкий подъем усиления в области высоких частот.

стот. В результате граничная частота усилителя f_v может сильно отличаться от расчетной как в сторону низких, так и в сторону высоких частот.

Из выражения для коэффициента усиления усилителя с обратной связью $K_{oc} = K / (1 - \beta K)$ следует, что отношение $K / K_{oc} = 1 - \beta K$ при неизменной величине β 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 β 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 электроннолучевой 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 благоприятно на одной частоте, блокировка может 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 внешних обратных связей они всегда получают несколько различными из-за того, что регулирование усиления связано с изменением входных и выходных проводимостей усилительного прибора.

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 радиолюбительской, а иногда и в инженерной практике 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. Заземле-

ние 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 вход первого каскада, вход второго каскада 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 коллекторов, эмиттеров, анодов и сеток, связь вследствие неправильного размещения деталей и соединения их с корпусом, не соответствующего рис. 4.29, и в последнюю очередь на индуктивную связь между катушками;

- в) для усилителей низкой частоты и видеоусилителей — на искажение характеристик из-за неправильного учета входной проводимости усилительного прибора, связь через общее сопротивление источников питания, паразитную генерацию на СВЧ, особенно для параллельно соединенных усилительных приборов.

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 повышенных напряжениях питания. Это гарантирует надежную работу усилителя при использовании усилительных приборов, параметры которых близки к верхней границе допусков.

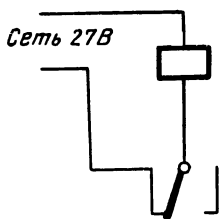


Рис. 5.27. Включение реле, работающего как зуммер для проверки экранирования прибора.

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 отпусканием (рис. 5.27) 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. Брейтбарта. 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, v. 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 приемники (расчет и проектирование). Изд-во «Советское радио», 1959.
19. Ефимов А. П. Выбор материала для электромагнитного экранирования помещений. «Радиотехника», 1958, № 11.
20. Kunze Elmar. Stabilität und Aufbau von Zwischenfrequenzverstärken. 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., Мурин 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 приемно-усилительных ламп. Изд-во «Советское радио», 1964.
27. Лэнди Р., Дэвис Д., Альбрехт А. Справочник радиоинженера. Госэнергоиздат, 1961.
28. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах. Связьиздат, 1959.
29. Шапиро Д. Н. Основы теории и расчета усилителей высокой частоты на транзисторах. Связьиздат, 1962.
30. Эрглис К. Э. Системы соединений, развязок и заземлений узлов и блоков ядерно-электронной аппаратуры. «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 4.
31. Эрглис К. Э. Защита электронной аппаратуры и измерительных систем от внешних помех. «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 3.
32. Волин М. Л. Паразитные связи и наводки. «Советское радио», 1960 и 1965.
33. Калихман С. Г.; Левин Я. М. Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. Изд-во «Связь», 1969.
34. Пекелис В. Г., Симхес В. Я. Паразитные связи и наводки в быстродействующих ЭЦВМ. Изд-во «Наука и техника», Минск, 1967.
35. «Транзисторы». Параметры, методы измерений и испытаний. Под ред. Бергельсона И. Г., Каменецкого Ю. А. и Николаевского И. Ф. Изд-во «Советское радио», 1968.
36. Куликовский А. А. Устойчивость активных линейризованных цепей с усилительными приборами новых типов. Госэнергоиздат, 1962.
37. Акулов И. И., Баржин В. Я., Валитов Р. А. и др. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. Изд-во «Связь», 1964.
38. Чистяков Н. И. Транзисторные резонаторные усилители. Изд-во «Связь», 1964.
39. Куликовский А. А. Линейные каскады радиоприемников. Госэнергоиздат, 1958.
40. Шуцкой К. А. Транзисторные усилители высокой частоты. Изд-во «Энергия», 1967.
41. Перцов С. В., Шуцкой К. А. Усилители радиочастоты. Изд-во «Энергия», 1969.
42. Шор К. Г. Каскодная схема на транзисторах и ее шумовые свойства. «Радиотехника», 1967, № 10.
43. Смогилев К. А., Вознесенский И. В., Филиппов Л. А. Радиоприемники СВЧ. Воениздат, 1967.
44. Палшков В. В. Радиоприемные устройства. Изд-во «Связь», 1965.
45. Рогинский В. Ю. Экранирование в радиоустройствах. Изд-во «Энергия», 1970.

46. Барулин Л. Г. Резонансные усилители на транзисторах. Изд-во «Связь», 1969.
47. Демьянов В. В. и Акулиничев И. Т. Резонансные усилители на лампах и транзисторах. Изд-во «Энергия», 1970.
48. «Транзисторы». Справочник под общей редакцией И. Ф. Николаевского. Изд-во «Связь», 1969.
49. Симонов Ю. Л. Гл. 7. кн. «Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах». Изд-во «Советское радио», 1968.
50. Спиридонов Н. С. и Вертоградов В. И. Дрейфовые транзисторы. Изд-во «Советское радио», 1964.
51. Николаевский И. Ф. и Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. Изд-во «Советское радио», 1971.

Предметный указатель

- Антипаразитные резисторы 101, 118, 264
Асимметричная наводка 241—244, 249—255
Асимметрия приемника наводки 252
— сети питания 243
— частотных характеристик 143
Блокирующий конденсатор 77, 79, 81, 176, 180, 197, 214, 216, 252
Блуждающие токи 59, 204
Ввод сети питания 253, 255
Взаимоиндуктивность между проводами 43 (таблица)
Видеоусилитель 38, 98, 99, 115, 181, 269
Воздушная прослойка 85, 86, 89
Время установления 22, 23, 186
Входная емкость 95, 98, 102, 104, 122, 124, 127 (таблица)
— проводимость 112, 115, 117, 121, 124, 127 (таблица)
— сопротивление 95, 97, 98
Выходное сопротивление источника питания 182
Глубина проникновения 54, 56 (таблица), 58, 65, 67
Губки 62
Двухфазный повторитель 102
Держатели для сверхминиатюрных ламп 88, 89
Дифференцирующая цепь паразитной связи 40
Длительность наводимых импульсов 22, 25
Дроссель ВЧ 76, 78 (таблица), 179, 187, 195, 197, 199
Емкость блокировочная — см. блокирующий конденсатор
— — в цепи экранирующей сетки 214, 216 (таблица)
— между двумя проводами 43 (таблица)
— — проводом и корпусом 43 (таблица)
— катод — подогреватель 192
Заземление 241, 268
Затухающая серия ВЧ импульсов 22, 24, 35
Затухающий колебательный процесс 15, см. также ударное возбуждение
Звон 15, см. также ударное возбуждение
Избирательность приемника по ВЧ импульсам 34
Излучение помех через сеть питания 249
Изоляторы проходные 210
Иммитансный критерий устойчивости 93, 138
Индуктивность прямого проводника 42 (таблица)
Индукция 10, 53
Интеграл Фурье 16, 27, 33
Интегрирующая цепь паразитной связи 40
Искажение частотных характеристик 103, 105, 142, 144, 150, 151, 152, 182, 191, 262, 265
Искровая помеха 24
Источник наводимого напряжения 4, 13, 16, 227
Каскодная схема 155, 157, 160, 164, 166, 212
Катодный повторитель 100, 114
Компенсационные схемы 183, 233
Конвекция воздушная 85
Конструкции усилителей 204—214
— ФСС 224
Корректирование частотных характеристик 169
Кожух общий 210
Крышка экрана 51, 60, 210, 268
Коэффициент устойчивости 106, 139, 151, 152

- трансформации 138
- Лучеиспускание** 84
- Магнитопровод** 70
- Материал шасси** 214
- Методика экспериментирования** 227—229
- Монтажа емкость** 43 (таблица) 222
 - правила 79—83, 221—224, 244
- Монтаж дросселей ВЧ** 77
 - проводов сети питания 241
 - фильтрующих ячеек 79
 - усилителя 92, 177, 198, 208—214
 - цепи накала 199
 - цепи основного питания 177
- Наводка асимметричная** 250
 - видеоимпульсов 24—32, 38
 - в системах, содержащих нелинейные элементы 37
 - высокочастотная 13, 14, 15, 32
 - на гармониках 14, 264
 - импульсов ВЧ 36
 - меандра 27—32
 - от скачка переменного напряжения 32
 - — постоянного напряжения 15
 - симметричная 251
 - паразитная (определение) 3
 - помех через сеть питания 249—252
 - фона магнитным полем 239—240, 248
 - — электрическим полем 243, 245, 247
- Надежность** 79, 89, 181, 202, 208, 213, 233, 264
- Накал постоянным током** 238
 - электронной трубки 238
- Нейтрализация** 105, 183
- Неустойчивость усилителя** 168
- Обдув** 85, 89, 211
- Обратная разность** 93
 - связь на гармониках 264
 - — определение 168, 265
- Ослабление фильтром и экраном (необходимое)** 172
- Отдельные источники питания** 183, 201
- Ошибки проектирования** 227

- Окраска охлаждаемой поверхности** 85, 86, 87
- Отверстия в экранах** 52, 59, 60, 69, 87
- Охлаждение ламп** 83—89
 - транзисторов 89, 90
 - малогабаритных устройств 211, 214
- Параллельное подключение входа усилительного прибора** 138
- Параметры транзистора** 109, 112, 119
 - — высокочастотные (таблица) 127
- Перегородки экранирующие** 45, 50, 59, 60, 62, 208, 211, 212, 218, 221, 225, 241, 257
- Переходные характеристики развязывающих фильтров** 186
- Питание от бортсети постоянного тока** 44
 - усилительных приборов последовательное и параллельное 174
- Плотность тока** 54, 65
- Поверхностный эффект** 53—57, 58, 65, 82, 204
- Повторяемость параметров в производстве** 170, 210, 213
- Подавление генерации на СВЧ** 263
 - импульсных наводок 255—260
 - наводки при двойных лампах 260
 - наводок 229
 - обратных связей в усилителях 265
 - — — на гармониках 264
- Подключение источников питания** 233—238
 - — — в лабораторных установках 234
 - к корпусу 49—52, 63, 64, 81—83, 206—213, 217, 222—223, 234—235
- Поле магнитное** 46, 47, 52—57, 238—241
 - электрическое 46, 47, 48—52, 238
 - электромагнитное 46, 47, 219

Порядок подавления импульсных наводок 256
 — — обратных связей 269
 — экспериментальных работ 227—230
 Последовательное подключение входа усилительного прибора 141
 Поток рассеивания 69—71, 240
 Приемник наводимого напряжения 4, 14, 16, 18, 24, 28, 31, 37, 227
 Проверка качества экранирования 270
 Развязывающие цепи 45, 74, 186, 189, 202
 Размеры усилителей 218—221
 Размещение деталей 206, 269
 Распределение температур на баллоне лампы 85
 Расстройка контуров усилителя 106, 138, 151, 169
 Регулирование усиления 106, 169, 233
 Самовозбуждение на СВЧ 261
 — повторителя катодного 101
 — эмиттерного 118
 — усилителя 3, 15, 100, 103, 105, 106, 191, 194, 262
 Связь в двойных лампах 260
 — волноводная 12, 219, 221
 — емкостная 7, 38—42, 48, 83, 221
 — индуктивная 9, 38—42, 221
 — по посторонним проводам 11, 170
 — через запертый усилительный прибор 41
 — — общее сопротивление 5—7, 38—42, 173
 — — электромагнитное поле 12, 219
 Силовой трансформатор 69, 239—244, 252
 — — влияние на электронные приборы 240
 — — размещение 241, 252
 Симметричное распространение наводки 251—252
 Скачок переменного напряжения 32, 36
 — постоянного напряжения 15, 24
 Сопротивление в катode 237—238

Спектральный метод 17—18
 Спектр дискретный 27—28
 — импульсного генератора ВЧ 37
 — непрерывный 17
 — скачка переменного напряжения 32—33
 — — постоянного напряжения 17
 Степень черноты 85
 Стыки в экранах 49—53, 74
 Таблица 1.1 сопротивление и индуктивность прямого провода 42
 — 1.2. индуктивность прямого провода 43
 — 1.3. емкость провода параллельного корпуса 43
 — 1.4. емкость между параллельными проводами 43
 — 1.5. взаимоиנדуктивность между двумя параллельными проводами 43
 — 2.1. глубина проникновения 56
 — 2.2. дроссели ВЧ 78
 — 3.1. y - и h -параметры транзистора 109
 — 3.2. y -параметры схем ОБ и ОК через параметры ОЭ 112
 — 3.3. y -параметры транзистора 1Т313Б на ВЧ 127
 — 3.4. коэффициент γ_m для расчета входной проводимости 133
 — 3.5. формулы для расчета допустимых коэффициентов усиления транзистора 163
 — 3.6. формулы для расчета допустимых коэффициентов усиления лампы 165
 — 4.1. емкости блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки 216
 Температура баллона лампы 85—89
 Теплоотдача 84, 90
 Теплопроводность 85, 88, 89, 90, 214
 Токи Фуко (вихревые) 53—56, 58, 69, 74
 Токи в шасси 204, 222, 235
 Ударное возбуждение 15, 187, 255—256

Удлинение проводов 213
 Усилители — см. оглавление гл. 3 и 4
 Устойчивость ламповых усилителей ВЧ 106—107, 154—157, 164—166 (таблица и примеры)
 — резонансных усилителей 138—142
 — транзисторных усилителей ВЧ 158—161, 162—164 (таблица и примеры)
 Фильтрация — см. развязывающие цепи
 — в первичной обмотке силового трансформатора 253—255
 —, расчет ослабления 75, 76, 172
 — цепей накала 195—200
 —, измерения тока смесителя 189—191
 — питания УП 176, 179—181
 — управления 184—188
 Фильтр для экспериментальных работ 228
 Фильтр нижних частот 186, 191
 — сосредоточенной селекции 224—226
 Фильтрующие ячейки, выбор элементов 76—79
 Фона передача на вход УП 231
 Фон сети питания 229—240
 Цепи развязывающие, фильтрующие — см. развязывающие цепи
 Цепи питания УП 173, 179, 181, 191
 Частотная характеристика приемника наводки 18, 19, 22, 27, 28, 31, 32
 — — по импульсам 34
 — — по импульсам при перегрузке 38

Частотных характеристик искажение — см. искажение частотных характеристик
 Четырехполюсники 18, 108
 Шасси 7, 89, 204, 206, 210, 214 (материал), 219, 226
 Щели в экранах — см. отверстия
 Экран 44, 54
 — двухслойный 71, 72, 74
 — для пальчиковой лампы 86
 — — сверхминиатюрной лампы 87—89
 — — транзистора 89—90
 — многослойный 72, 73
 — электростатический 69, 74
 Экрана материал 53—56, 67, 70
 — толщина 52, 55—56, 67, 72
 Экранирование 45
 — в вычислительных машинах 259
 — высокочастотного магнитного поля 53
 — катушек 67
 — магнитного поля низкочастотного 52, 69—74
 — — шунтированием 53
 — обмоток в трансформаторах 74
 — осциллографа 241
 — полное 47, 65, 74
 — проводов 63—67
 — радиоприемников и усилителей 90
 — усилительных приборов 83—90
 — электрического поля 47, 57, 63, 69
 — оценка по отдельным цепям 172
 Экранирующая оболочка кабеля 64
 Эффективность экранирования 70—73, 172
 Экспериментирование 45, 92, 227—229, 230, 267
 Эмиттерный повторитель 116

Оглавление

Введение	3
--------------------	---

Глава 1.

ИСТОЧНИКИ НАВОДИМЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ПУТИ ИХ НАВОДКИ

1.1. Паразитная связь через общее сопротивление	5
1.2. Паразитная емкостная связь	7
1.3. Паразитная индуктивная связь	9
1.4. Паразитная емкостная и индуктивная связи с участием посторонних проводов	11
1.5. Паразитная связь через электромагнитное поле и вол- новодная связь	12
1.6. Источники и приемники высокочастотной наводки на основной частоте и гармониках	13
1.7. Скачок постоянного напряжения или тока как при- чина высокочастотной наводки	15
1.8. Ударное возбуждение приемника наводки	19
1.9. Прохождение видеопульсов через широкополосные радиоприемники и усилители высокой частоты	24
1.10. Прохождение видеопульсов малой скважности че- рез узкополосные радиоприемники и усилители высо- кой частоты	27
1.11. Скачок переменного напряжения или тока как причина высокочастотной наводки	32
1.12. Наводка импульсов высокой частоты на ненастроенные радиоприемники и усилители	36
1.13. Наводка видеопульсов на видеоусилители и импульс- ные устройства	38
1.14. Справочные данные о сопротивлении, емкости, индук- тивности и взаимоиндуктивности соединительных про- водов	42

Глава 2.

ЭКРАНИРОВАНИЕ И РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ЦЕПИ.

2.1. Основные определения и физические представления	44
2.2. Принципы экранирования электрического поля	47
2.3. Принципы экранирования магнитного поля	52
2.4. Одновременное экранирование магнитного и электри- ческого полей	57
2.5. Конструкции крышек экранов	60
2.6. Экранирование проводов. Кабели	63
2.7. Экранирование высокочастотных катушек	67

2.8. Экранирование низкочастотных и силовых трансформаторов	69
2.9. Развязывание цепей и фильтрация напряжений в проводах	74
2.10. Монтаж фильтрующих ячеек	79
2.11. Экранирование и охлаждение усилительных приборов	83
2.12. Постановка задачи при экранировании усилителей и радиоприемников	90

Глава 3.

ВНУТРЕННИЕ ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

3.1. Влияние паразитных обратных связей на работу усилителей	92
3.2. Входное сопротивление электронной лампы	95
3.3. Влияние внутренних обратных связей на работу ламповых усилителей низкой частоты, видеоусилителей и катодных повторителей	98
3.4. Влияние внутренних обратных связей на работу ламповых резонансных усилителей высокой и промежуточной частоты	104
3.5. Наибольшее устойчивое усиление лампового резонансного усилителя с общим катодом	106
3.6. Входная проводимость активного четырехполюсника	108
3.7. Влияние внутритранзисторных обратных связей на работу усилителей низкой частоты, видеоусилителей и эмиттерных повторителей	115
3.8. Ориентировочное определение высокочастотных y -параметров транзистора	119
3.9. Активная составляющая входной проводимости резонансного усилителя	128
3.10. Устойчивость резонансных усилителей. Обобщенное рассмотрение	138
3.11. Связь коэффициента устойчивости с искажением амплитудно-частотных характеристик в резонансных усилителях	142
3.12. Устойчивость резонансных усилителей. Частные случаи	153
3.13. Примеры расчета допустимых коэффициентов усиления транзистора в резонансных усилителях	162
3.14. Примеры расчета допустимых коэффициентов усиления лампы в резонансных усилителях	164

Глава 4.

ВНЕШНИЕ ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

4.1. Оценка необходимой степени экранирования и фильтрации	167
4.2. Паразитная обратная связь по основным цепям питания резонансных усилителей	173
4.3. Примеры расчета основной фильтрующей цепи питания в резонансных усилителях	179
4.4. Паразитная обратная связь по основным цепям питания в усилителях низкой частоты и в видеоусилителях	181
	279

4.5. Паразитная обратная связь по цепям подачи управляющих напряжений	183
4.6. Фильтрация наведенных напряжений в цепях измерения тока смесителя в приемниках сантиметровых волн	189
4.7. Обратная связь через цепь питания накала ламп	191
4.8. Разделение усилителей промежуточной частоты приемников сантиметровых волн на ПУПЧ и ГУПЧ	200
4.9. Конструкции усилителей низких и средних частот	204
4.10. Конструкции широкополосных усилителей	206
4.11. Выбор и подключение к корпусу блокировочной емкости в цепи экранирующей сетки, подключение к корпусу антидинаatronной сетки	214
4.12. Габаритные размеры широкополосных резонансных усилителей	218
4.13. Правила монтажа усилителей различных типов	221
4.14. Конструкции и монтаж фильтров сосредоточенной селекции	224

Глава 5.

ПОДАВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНЫХ НАВОДОК И ФОНА СЕТИ ПИТАНИЯ

5.1. Общие принципы и методика экспериментирования	227
5.2. Причины появления фона сети питания. Фон из-за недостаточного сглаживания напряжения питания	229
5.3. Фон сети питания при накале ламп переменным током. Присоединение к корпусу нескольких источников питания	233
5.4. Фон сети питания, наводимый магнитными полями	239
5.5. Монтаж сети питания переменным током	241
5.6. Однопроводный и двухпроводный монтаж цепи накала	245
5.7. Наводка и излучение помех через сеть питания прибора	249
5.8. Подавление импульсных наводок	255
5.9. Применение двойных ламп	260
5.10. Паразитная генерация отдельных усилительных каскадов на сверхвысокой частоте	261
5.11. Паразитные обратные связи на гармониках собственной частоты усилителя	264
5.12. Определение и подавление паразитных обратных связей в усилителях	265
Литература	271
Предметный указатель	274

90 н.

«СОВЕТСКОЕ РАДИО»