

Э. Ред

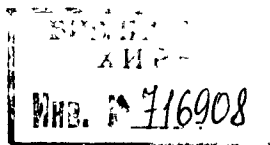
Справочное пособие ПО ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СХЕМОТЕХНИКЕ

Схемы, блоки, 50-омная техника

Перевод с немецкого
канд. техн. наук С. Н. Шибалова

под редакцией
канд. техн. наук Ю. А. Лурье

ЭНН



Москва «Мир»
1990

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Предлагаемая вниманию читателей книга Э. Реда «Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике» освещает основные вопросы разработки высокочастотных устройств приемопередающей аппаратуры. В ней описываются принципы действия различных элементов и функциональных узлов, приводится большое число практических схем приемников, передатчиков, а также цифровых синтезаторов частоты, из которых состоят современные радиостанции (трансиверы).

Отдельное описание узлов, входящих в состав приемопередатчика, т. е. смесителей, фильтров, задающих генераторов, усилителей и др. с конкретными техническими данными и характеристиками, а также большое количество вариантов построения различных трактов позволяет быстро оценить ситуацию и выбрать оптимальные решения при проектировании. Теоретическая часть представлена кратко и носит чисто практический характер, что не перегружает читателя.

Автор описывает элементарные устройства: трансформаторы, ответвители, фильтры, диодные смесители, усилители. Помимо традиционных трансформаторов с магнитной связью он приводит также сведения о трансформаторах на линиях с электромагнитной связью, используемых для согласования низких импедансов мощных транзисторов с нагрузками в широком диапазоне частот. На рисунках даны схемы расположения обмоток, являющиеся своего рода наглядным пособием и упрощающие конструирование трансформаторов.

В книге рассмотрены синфазные и противофазные гибридные соединения (ответвители), которые находят широкое применение в технике связи для деления и суммирования мощностей. Дан также анализ различных фильтров (полосовых, ФНЧ, ФВЧ при различных аппроксимациях) и их характеристики: рассмотрены фильтры Чебышева, Баттерворта, Кауэра и др. В зависимости от конкретной задачи, для решения которой предназначен тот или иной фильтр, даются рекомендации по правильному выбору типа фильтра в различных местах тракта. При этом приводится порядок расчета, который доведен до уровня номограмм, что позволяет легко и быстро выбирать требуемую АЧХ (амплитудно-частотную характеристику) и обеспечивать необходимое подавление нежелательных частот. В концентрированном виде изложены важные с практической точки зрения рекомендации по проектированию фильтров. В книге также уделено значительное внимание кварцевым фильтрам в виде как решетчатых, так и лестничных структур. Приведены (в зависимости от назначения) рекомендации по выбору фильтров и расчетные формулы для их проектирования. Достаточно подробно рассмотрены вопросы проектирования диодных смесителей разных типов: балансных, кольцевых и др. При этом анализируются смесители для различных значений входной мощности.

Большое внимание уделяется усилителям. Рассматриваются разные типы усилителей в различных режимах работы. Приведенные характеристики позволяют быстро оценить необходимые параметры усилителей в широком диапазоне частот. Конкретные схемы каскадов как на биполярных, так и на полевых транзисторах с указанием номиналов элементов упрощают проектирование. Аналогичные устройства обсуждаются в той или иной мере в работах [1–13], но в них отдельные функциональные узлы (усилители, фильтры и др.) обычно рассматриваются в теоретическом плане и в большинстве случаев анализируются изолированно без связи с конкретными устройствами, в которых они применяются. Изложение в книге ведется с практических позиций, при этом учитывается роль данного устройства в зависимости от требований, предъявляемых к приемнику в целом.

Автор дал общий подход к проектированию приемников при различных уровнях внешнего шума и для разных диапазонов частот, а также привел важнейшие характеристики приемников, такие, как коэффициент шума, динамический диапазон, определяемый с позиции интермодуляционных искажений, и др.

Рассмотрены также варианты построения передатчиков. Представлены разнообразные схемы гетеродинных трактов кварцевых генераторов. Для упрощения конструирования приведены фотошаблоны некоторых устройств. Изучаются цифровые синтезаторы частоты, являющиеся неременным атрибутом современных приемопередатчиков. Естественно, что этому вопросу в книге уделено значительное внимание. Приводятся варианты схем построения синтезаторов, оцениваются достоинства и недостатки той или иной схемы в зависимости от предъявляемых к синтезатору требований, а также фазовые шумы различных синтезаторов.

Из указанных выше устройств состоит радиостанция (трансивер), которая может работать в различных режимах: телеграфном, в режиме с подавлением несущей, в однополосном режиме и др.

Приведен ряд интересных схемных решений, особенно при устранении помех и наводок; показаны способы решения неординарных задач, возникающих в практической работе.

При этом, как и в другой книге этого же автора «Схемотехника радиоприемников. Практическое пособие» (М.: Мир, 1989), расчеты в гл. 2 доведены до уровня графиков, номограмм и таблиц, позволяющих даже тем, кто не обладает хорошей теоретической подготовкой, проводить необходимые расчеты при конструировании как приемопередающего устройства в целом, так и его отдельных узлов.

Глава 3 книги носит чисто справочный характер и весьма информативна. В ней приведены аналитические выражения, номограммы и графики для расчета различных элементов (катушек трансформатора, емкостей, индуктивностей и др.), требуемых для конструирования приемопередающих устройств. Даны номограммы и характеристики для расчета коэффициента стоячей волны (КСВ), эквивалентной шумовой температуры приемного устройства и других величин, необходимых разработчику при проектировании приемопередающих систем. Большинство рассмотренных в книге устройств широко используется в любой связной аппаратуре. Приведенные схемы, функционально законченные узлы, блоки имеют входное/выходное сопротивление, равное 50 Ом. 50-омная техника широко применяется в настоящее время в приемопередающей аппаратуре и имеет ряд достоинств, одно из которых заключается в том, что она позволяет без затруднений осуществить замену некоторых устройств на другие с требуемыми характеристиками.

Методическое построение книги дает возможность после краткого ознакомления со схемами проследить их применение и местоположение в различных трактах. Материал в книге изложен весьма удачно, причем каждая глава книги носит самостоятельный характер.

Книга может послужить хорошим пособием при разработке и конструировании различных устройств — от элементарных до функционально законченных, т. е. от смесителей, усилителей, фильтров и др. до сложных блоков передатчиков, приемников, цифровых синтезаторов частоты и т. д.

Книга будет весьма интересна широкому кругу инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и проектированием приемопередающих устройств и входящих в них элементов. Она полезна студентам вузов и техникумов при курсовом проектировании, а также квалифицированным радиолюбителям.

Ю. А. Лурье

Литература

1. Шумилин М. С. и др. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. – М.: Радио и связь, 1987.
2. Муравьев О. Л. Радиопередающие устройства связи и вещания. – М.: Радио и связь, 1983.
3. Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980.
4. Петровский В. Н. и др. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1986.
5. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – М.: Связь, 1972.
6. Радиоприемные устройства/Под ред. Барулина Л. Г. – М.: Радио и связь, 1984.
7. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств/Под ред. Дулина В. Н. и др. – М.: Энергия, 1987.
8. Поляков В. Т. Трансиверы прямого преобразования. – М.: ДОСААФ СССР, 1984.
9. Зарубежные интегральные микросхемы широкого применения (справочник)/Под ред. А. А. Чернышева. – М.: Энергоиздат, 1984.
10. Отечественные полупроводниковые приборы и зарубежные аналоги. – М.: Энергия, 1978.
11. Буга Н. Н. и др. Радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1988.
12. Манасевич В. А. Синтезаторы частоты: Пер. с англ. – М.: Связь, 1979.
13. Гассанов Л. Г. и др. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. – М.: Радио и связь, 1988.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Каждая из трех глав этого справочника охватывает широкий круг вопросов, богато иллюстрирована и практически не связана с другими.

В гл. 1 дается введение в так называемую 50-омную технику. Все устройства, относящиеся к этой технике, имеют общую черту: их схемные функции реализованы в виде модулей, имеющих одинаковое входное/выходное сопротивление, а именно 50 Ом. Примерами таких модулей могут служить фильтры, широкополосные смесители и усилители, которые вследствие стандартизации входных/выходных параметров очень просто соединяются друг с другом, образуя сложные радиоэлектронные и измерительные системы. В этой главе приведены также многочисленные данные о конструкции устройств, способах измерения параметров, размерах печатных плат и монтаже на них радиоэлементов.

В гл. 2 приводятся разнообразные схемы устройств приемной, передающей и измерительной техники. Все схемы относятся к реально функционирующей аппаратуре и пригодны для практического использования. Наряду с любительскими конструкциями здесь представлены профессиональные промышленные и военные разработки. Приведенные схемы находят чрезвычайно широкое применение: от простых устройств до сложнейших систем, функционирующих в диапазоне от звуковых до сверхвысоких частот и обрабатывающих как аналоговые, так и цифровые сигналы. В описании приводятся подробные сведения о номиналах, параметрах схем, расчетные соотношения, необходимые при проектировании, а также топология печатных плат и варианты монтажных схем. При этом используется важная особенность 50-омной техники: возможность «разделить» сложное устройство на подсистемы, которые можно проектировать независимо друг от друга. В гл. 2 излагаются разнообразные подходы к проектированию и приводятся соответствующие методики, основанные на количественных и качественных рекомендациях.

В гл. 3 собраны очень разнообразные по тематике практически необходимые данные, справочные материалы, примеры конструкции ВЧ-элементов и методы их расчета. Все эти сведения очень важны для практической деятельности радиоконструктора.

Все сказанное выше позволяет читателю составить представление о содержании и тематике книги.

Книга такого типа отвечает требованиям профессионалов и позволяет им «подсматривать через замочную скважину конкуренции», полупрофессионалы получают точные сведения о том, что им было известно до сих пор только в общих чертах. Научные работники, занимающиеся поисками нового и неизвестного, найдут много полезного при знакомстве с данной книгой, да и студенты, утомленные теорией, далекой от практики, получают замечательный обзор актуальных проблем, ожидающих их в будущем. Радиолюбители тоже проявят интерес к содержанию книги.

Теперь бросим краткий взгляд за кулисы специальных проблем: подробные принципиальные схемы промышленных и военных приборов, представляемые их изготовителями или пользователями, как правило, невозможно опубликовать вследствие обоснованных или необоснованных запретов. Тем не менее автор сделал все возможное, чтобы читатель получил в свое распоряжение упомянутый материал. Если вы все же заметите отсутствие той или иной информации, попытайтесь разыскать ее в других источниках, но не забывайте, что при подготовке книги автор не имел права нарушать рамки закона.

Резюме

Данная книга содержит исключительно интересный и актуальный материал из практики специалистов по ВЧ-технике и может непосредственно использоваться в работе. Книга пригодна также для повышения уровня читателей без научно-инженерной подготовки, так как в ней систематически изложены основы соответствующих областей знаний без привлечения сложного математического аппарата.

Э. Ред

PS: Книги пишут чаще всего для того, чтобы прославиться. У этой книги другая цель: она должна принести пользу и доставить радость своему читателю. Она может долго служить Вам, читатель, если вы по своему желанию будете уточнять, развивать и детализировать материал, изложенный в ней, принимая во внимание все то, что относится к области ВЧ-техники. Все вышесказанное обращено и к производителям, и к продавцам радиоэлементов.

Э. Ред

Внимание!

При освещении в книге различных тем основные теоретические положения не приводятся. Соответствующую информацию можно получить из книг, список которых помещен в конце книги.

Сокращения и сокращенные слова разъясняются в разд. 3.4.

В математических соотношениях в основном используются базовые единицы: В, А, Вт, Ом, Гц и т. д. Отступления от этого правила сразу же отмечаются.

Важные замечания

При включении в эту книгу схем устройств и методов их проектирования не принималось во внимание патентное право. Преследовались исключительно учебные цели и делалась ориентация на любительские применения, поэтому эти схемы не должны использоваться в промышленном производстве¹⁾.

Все схемы и технические сведения подготовлены автором чрезвычайно тщательно, и при их воспроизведении они подвергались эффективному контролю. Но несмотря на это, не исключены ошибки. Издательство «Францис» не предоставляет гарантий и не может нести юридической или какой-либо другой ответственности за последствия, которые могут произойти вследствие ошибочных данных. Автор и издательство заранее благодарны за сообщения об ошибках.

¹⁾ В противном случае следует брать разрешение у возможных владельцев лицензий.

1. 50-ОМНАЯ ТЕХНИКА

50-омные функциональные блоки – это надежные стандартные профессиональные системы (рис. 1.1.)

Далее мы обсудим основы 50-омной техники. Твердое усвоение основополагающих понятий позволит вам при проектировании представить исходные данные таким образом, чтобы ограничиться незначительным числом несложных расчетов или использовать номограммы и рисунки для решения конкретной прикладной задачи, т. е. осуществить то, что называется «ближпроектирование». Следует отметить, что во многих приводимых ниже функциональных блоках входное/выходное сопротивление может несколько отличаться от 50 Ом.

1.1. Широкополосные трансформаторы

50-омные блоки имеют внутри себя цепи с сопротивлением, часто значительно отличающимся от 50 Ом и лежащим в пределах 1–500 Ом. К тому же необходимо, чтобы вход/выход 50-омного звена был симметричным или несимметричным. В этом смысле согласование должно выполняться относительно входов/выходов сигнала.

Для взаимного соединения ВЧ-блоков целесообразно использовать различные пассивные устройства, обладающие широкой полосой пропускания, свободной от резонансов, а именно аperiодические трансформаторы, выполненные в виде традиционных согласующихся трансформаторов (с магнитной связью) или трансформаторов на линии¹⁾. Для оптимального использования полоса их рабочих частот должна быть выбрана несколько больше ширины спектра сигнала. Обмотки трансформатора размещаются чаще всего на тороидальном или трубчатом сердечнике из феррита, обладающем соответствующими

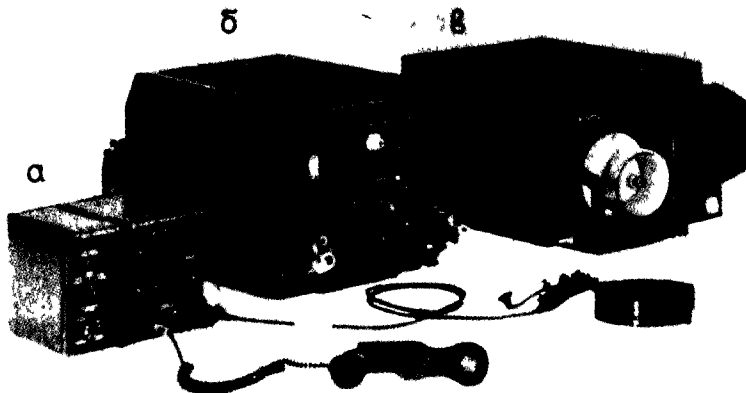


Рис. 1.1. Военный КВ-приемопередатчик, в ВЧ- и ПЧ-каскадах которого используются преимущественно 50-омные блоки. Это позволяет без труда соединять между собой его модули и, кроме того, дает возможность вносить отдельные изменения в модули для их модернизации в соответствии с прогрессивными техническими решениями или для образования различных модификаций. На рисунке изображены два контрольно-измерительных блока (а), собственно приемопередатчик (б) и антенный блок (усилитель мощности) (в).

¹⁾ То есть трансформаторов с электромагнитной связью между обмотками, образованными отрезками длинных линий [1, 2]. – *Прим. ред.*

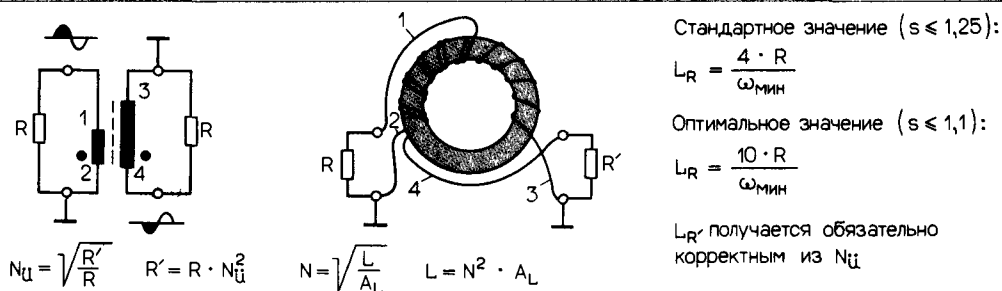


Рис. 1.2. Схема трансформатора и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при произвольном значении коэффициента трансформации Z_{II} . Приведенные здесь расчетные формулы находят широкое применение.

частотными и мощностными свойствами с относительно высокой начальной магнитной проницаемостью μ_i и высоким коэффициентом индуктивности A_L .

Тщательный выбор размеров трансформатора приводит к тому, что вносимое им затухание A_i будет менее 0,8 дБ, как правило 0,3–0,6 дБ, реже 0,1–0,3 дБ при сопротивлениях ≤ 250 Ом, на частотах ≤ 50 МГц. При этом коэффициент стоячей волны (КСВ) не превышает 1,25 ($s \leq 1,25$).

Прежде всего скажем немного о согласующих трансформаторах. Они позволяют получить желаемый коэффициент трансформации Z_{II} , значение которого может выбираться в широких пределах. Полоса рабочих частот составляет около пяти октав при сопротивлениях ≤ 250 Ом. На более высоких частотах следует учитывать ухудшение коэффициента трансформации Z_{II} и уменьшение полосы пропускания, вызванные влиянием паразитной распределенной емкостной связи, а также значительное увеличение вносимого затухания A_i .

Эквивалентная электрическая схема и расположение обмоток на тороидальном сердечнике трансформатора для произвольного Z_{II} приведены на рис. 1.2. В данном случае можно включать трансформатор в режиме без поворота фазы. Этот трансформатор можно использовать и с двусторонней симметричной нагрузкой.

Расчетные соотношения, представленные на рис. 1.2, справедливы для всех случаев. Обмотки трансформаторов выполняются скрученными между собой проводами с целью получения оптимального коэффициента связи (на рисунках для наглядности показано параллельное расположение проводов). Обязательно соблюдайте верную фазировку включения обмоток, обращайтесь внимание на концы, обозначенные точками.

На рис. 1.3 представлены схема и расположение обмоток на тороидальном сердечнике для двух трансформаторов, у которых $Z_{II} 1:| > 1... < 4|$. В этом устройстве используется так называемая квазилиния, и поэтому оно обладает очень широкой полосой рабочих частот¹⁾. Конструкция на основе коаксиального кабеля предпочтительнее в каскадах усиления мощности. В данном случае поворот фазы невозможен.

Схема и расположение обмоток на тороидальном сердечнике согласующего трансформатора с $Z_{II} 1:4:9$ представлена на рис. 1.4. Поворот фазы невозможен; для преодоления этого недостатка можно использовать вариант схемы, изображенный на рис. 1.2.

Схема и расположение обмоток на тороидальном сердечнике трансформатора, согласующего симметричную и несимметричную нагрузки с $Z_{II} 1:|2:2|$, изображена на рис. 1.5. Такую схему можно применять и в случае симметричной нагрузки с обеих сторон.

Схема еще одного симметризирующего трансформатора и расположение его обмоток

¹⁾ Практически электрическую длину линии выбирают значительно меньше $\lambda/4$ ($\approx 0,05 - 0,15$) $\lambda[2]$. – Прим. ред.

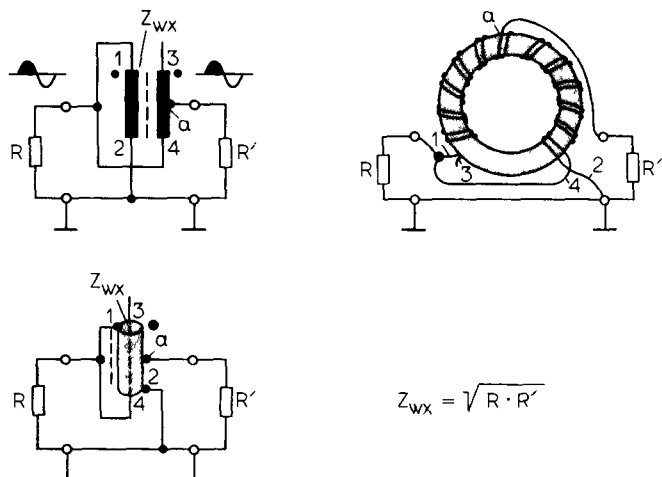


Рис. 1.3. Схемы двух трансформаторов и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u ($1 < 1 < 4$)

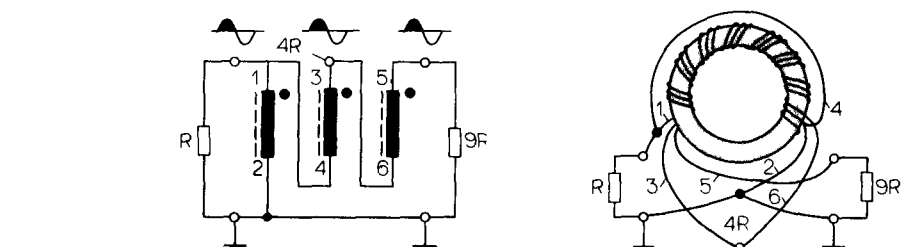


Рис. 1.4. Схема трансформатора и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u ($1:4:9$)

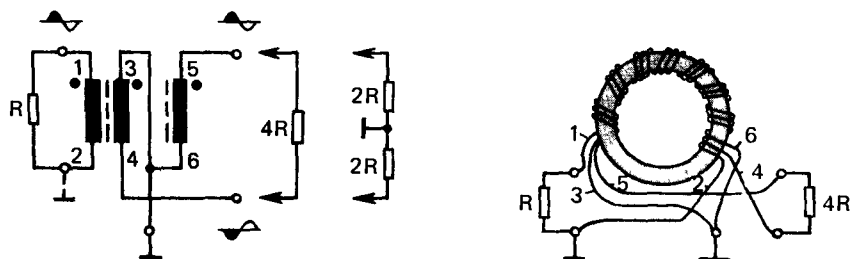


Рис. 1.5. Схема симметрирующего трансформатора и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u ($1:2:2$).

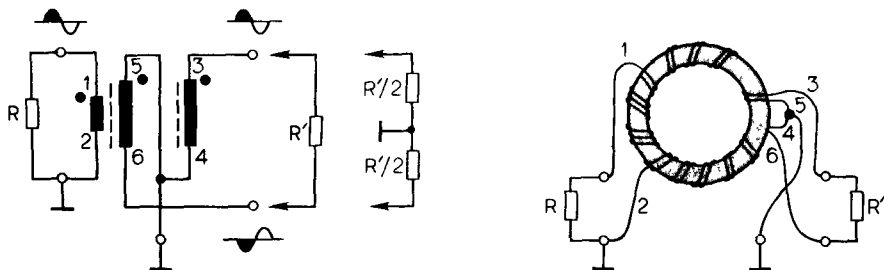


Рис. 1.6. Схема симметрирующего трансформатора и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u ($1:2:2$).

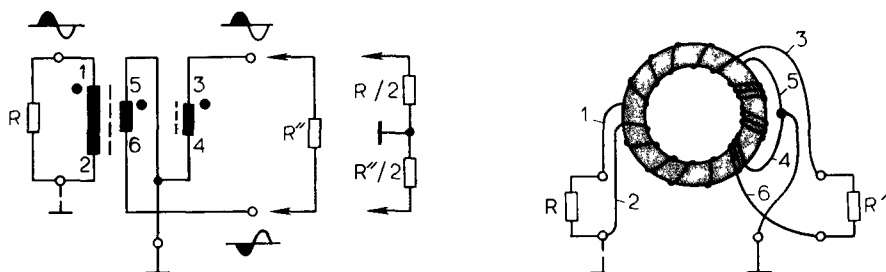


Рис 17 Схема симметрирующего трансформатора и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации $Z_{\text{ц}} (1 < |2/2|)$

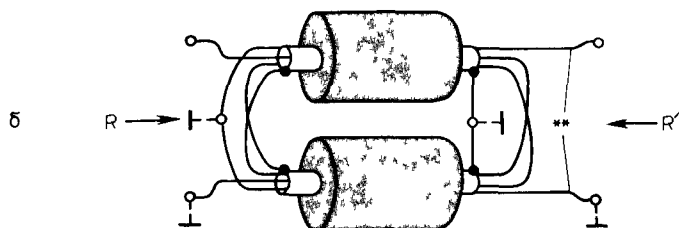
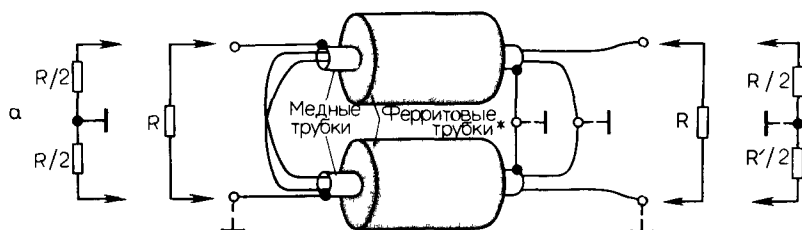
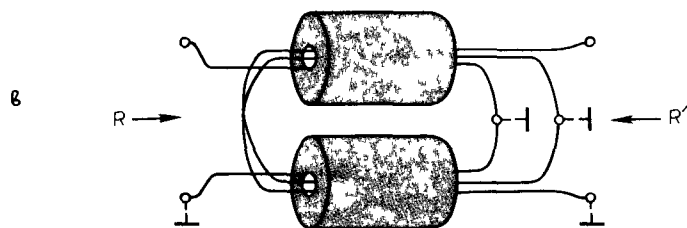


Рис 18 Схема согласующего трансформатора и расположение обмоток на трубчатом сердечнике при произвольном значении коэффициента трансформации $Z_{\text{ц}}$ Трансформатор используется для передачи больших мощностей



* Или набор ферритовых колец ** Для наглядности обмотка R показана содержащей только один виток

изображены на рис 16 Этот трансформатор имеет $Z_{\text{ц}} 1 > |2/2|$ Мы можем применять данную схему в случае симметричной нагрузки с обеих сторон

На рис 17 представлены эквивалентная схема и расположение обмоток симметрирующего трансформатора с $Z_{\text{ц}} 1 < |2/2|$ Эту схему можно использовать и в случае симметричной нагрузки с обеих сторон

Схема и расположение обмоток на трубчатом сердечнике трансформатора с произвольным Z_u см. на рис. 1.8. Эту схему можно применять для передачи больших мощностей, в особенности при сопротивлениях ≤ 50 Ом в оконечных каскадах и возбуждателях передатчиков. Возможно как синфазное, так и противофазное включение нагрузки. Трансформатор может использоваться в однотактном режиме (класс А) в качестве симметрирующего трансформатора или как симметричный с обеих сторон (см. рис. 1.8, а).

На рис. 1.9–1.12 представлены схемы и формулы для расчета емкостной компенсации



$$L_B = \frac{\omega_{\max} \cdot L_S}{\bar{R}} \quad C_1 = \frac{C_B}{\omega_{\max} \cdot \bar{R}}$$

$$C_B = \omega_{\max} \cdot C_1 \cdot \bar{R} \quad C_2 = N_u^2 \cdot C_1$$

Для $\frac{X_{LS}}{\bar{R}} > 0,18 \text{—} 0,44$; $X_{LS} = \omega_{\max} \cdot L_S$

Рис. 1.9. Эквивалентная схема и формулы для расчета компенсирующих элементов трансформатора.

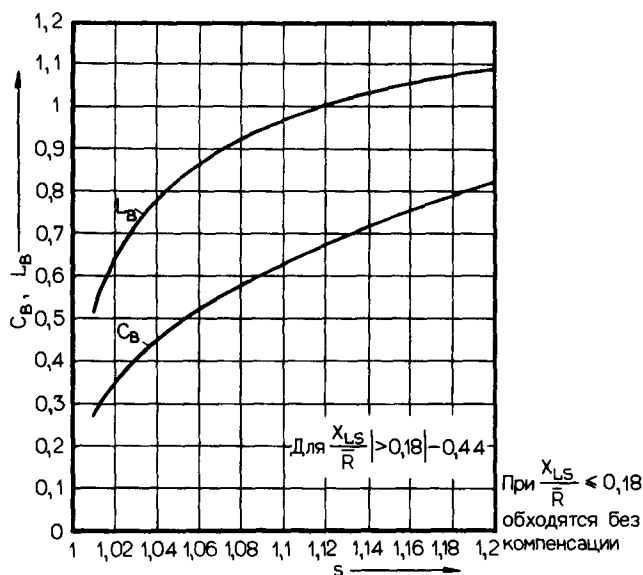
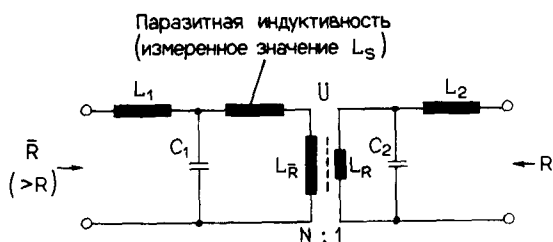


Рис. 1.10. Номограмма для определения компенсирующих емкостей (к рис. 1.9)



$$L_B = \frac{\omega_{\max} \cdot L_S}{\bar{R}}$$

$$C_1 = \frac{C_B}{\omega_{\max} \cdot \bar{R}}$$

$$C_B = \omega_{\max} \cdot C_1 \cdot \bar{R}$$

$$L_2 = \frac{L_1}{N_u^2}$$

$$L_1 = \frac{L_{1B} \cdot \bar{R}}{\omega_{\max}}$$

$$C_2 = N_u^2 \cdot C_1$$

Для $\frac{X_{LS}}{\bar{R}} > 0,44 \text{—} 1,09$; $X_{LS} = \omega_{\max} \cdot L_S$

Рис. 1.11. Эквивалентная схема и формулы для определения компенсирующих элементов трансформатора в широком диапазоне частот.

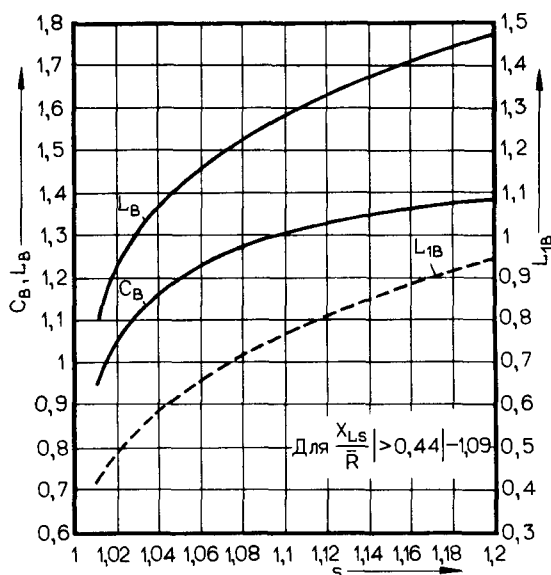


Рис. 1.12. Номограмма для определения компенсирующих емкостей и индуктивностей (к рис. 1.11).

индуктивных составляющих рассеяния трансформаторов в высокочастотной области рабочих частот. Критерием, используемым при компенсации, является максимальная рабочая частота $f_{\max}$, на которой измеряется L_s высокоомных обмоток при короткозамкнутых низкоомных обмотках. Исходной величиной при расчете компенсации является L_s , а также допустимое значение КСВ (s). Вначале следует определить величины L_B и C_B , соответствующие заданному s , и, наконец, необходимо рассчитать значения C_1/C_2 или $L_1/C_1/C_2/L_2$; как правило, вычисленное значение L_2 столь мало, что им можно пренебречь. При компенсации симметрирующих трансформаторов наличие среднего симметрирующего отвода симметричной обмотки не принимается во внимание (за исключением измерений).

Относительно компенсации согласующих традиционных трансформаторов следует, во-первых, отметить, что при сопротивлениях > 50 Ом она необходима только для обеспечения чрезвычайно широкой полосы пропускания. С другой стороны, трансформаторы, используемые в каскадах усиления мощности при сопротивлениях $\ll 50$ Ом, должны компенсироваться всегда, даже при небольших полосах пропускания; при сопротивлениях < 10 Ом в диапазоне $f_{\max} \approx 30$ МГц, типичном для широкополосной коротковолновой техники, результирующее значение емкости C_2 может достигать величины 1 нФ (!). Поэтому индуктивности обмоток (см. рис. 1.2) следует по возможности снижать.

И наконец, упомянем о трансформаторах на линии (с электромагнитной связью). Они в отличие от согласующих трансформаторов (с магнитной связью) должны иметь коэффициент трансформации, выраженный отношением квадратов целых натуральных чисел, таких, как 1^2 , 2^2 , 3^2 и т. д., что соответствует значениям Z_{Π} 1:1, 1:4, 1:9 и т. д. Это ограничение можно рассматривать как недостаток; с другой стороны, трансформаторы данного типа обладают очень широкой полосой рабочих частот, достигающей десяти октав при сопротивлениях нагрузок ≤ 500 Ом¹⁾.

¹⁾ На низких частотах трансформатор на линии переходит в трансформатор с магнитной связью между обмотками [2]. — Прим. ред.

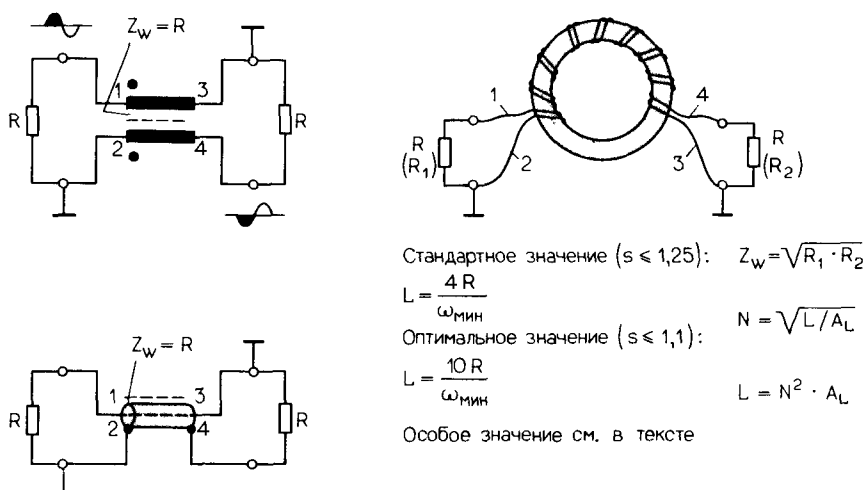


Рис. 1.13. Схемы двух трансформаторов на линии для противофазного включения нагрузок и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации $Z_{\bar{u}}$ (1:1). Приведенные здесь формулы находят широкое применение.

Схемы и эскизы размещения обмоток на тороидальном сердечнике для двух фазоинверсных трансформаторов при $Z_{\bar{u}}$ 1:1 приведены на рис. 1.13. Синфазное включение нагрузок в данном случае невозможно, так как теряется функция линии. К неудовлетворительным результатам приводят попытки использовать этот тип трансформатора в качестве симметрирующего. Разновидность трансформатора, выполненного на коаксиальных кабелях, применяется в основном в каскадах усиления мощности.

Формулы, приведенные на рисунке, имеют широкое применение при проектировании. Конструктивная реализация линии с волновым сопротивлением Z_w будет описана ниже. Всегда обращайтесь на точки, обозначающие фазировку обмоток трансформатора, и подключайте многообмоточные структуры, строго соблюдая полярность.

На рис. 1.14 приведены электрические схемы и размещение обмоток на тороидальном сердечнике для двух симметрирующих трансформаторов с $Z_{\bar{u}}$ 1:1. Линия и вспомогательная обмотка выполняются с согласованным числом витков. Оптимальная конструкция трансформатора реализуется при использовании тороидального сердечника.

Схемы и размещение обмоток на тороидальном сердечнике для двух других симметрирующих трансформаторов с $Z_{\bar{u}}$ 1:1 изображены на рис. 1.15. Эти схемы имеют средний отвод (С) с симметричной обмотки (в отличие от схем на рис. 1.14). Обе линии должны обладать почти согласованными индуктивностями и размещаться на одном сердечнике.

Электрическая схема и расположение витков на тороидальном сердечнике для двух трансформаторов с $Z_{\bar{u}}$ 1:4 приведены на рис. 1.16. Поворот фазы невозможен.

На рис. 1.17 представлены схемы и расположение обмоток для двух симметрирующих трансформаторов с $Z_{\bar{u}}$ 1:|2:2|. Обе линии секции 1:4 должны содержать удвоенное количество витков по сравнению с обмотками секции 1:1. Если данная схема используется при симметричной нагрузке с обеих сторон, секция 1:1 может отсутствовать. Оптимальная конструкция трансформаторов реализуется при использовании тороидального сердечника.

Схемы и размещение обмоток на тороидальном сердечнике для двух симметрирующих трансформаторов с $Z_{\bar{u}}$ 1:|1/8:1/8| представлены на рис. 1.18. Обе линии секции 4:1 должны содержать половинное число витков по сравнению с обмотками секции 1:1. И в данном случае при использовании устройства с симметричными нагрузками с обеих

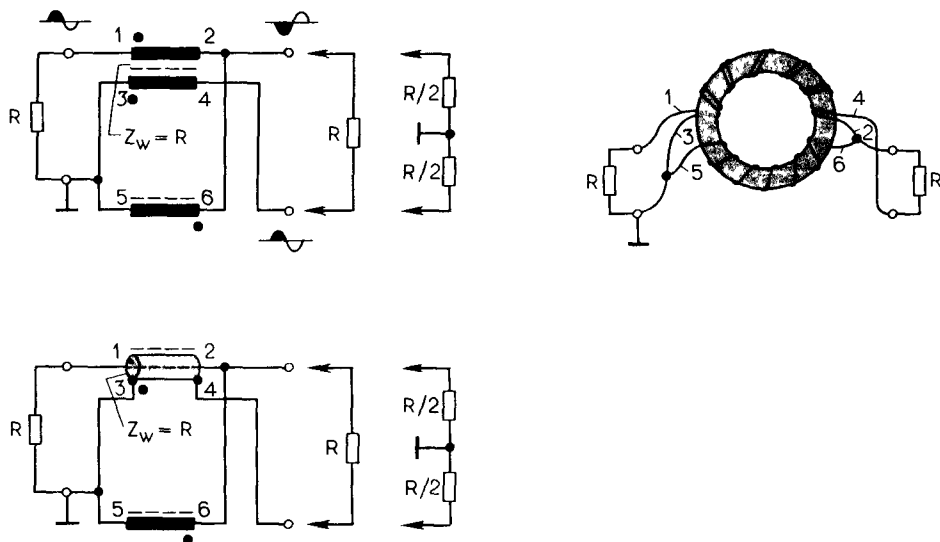


Рис. 1.14. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:1).

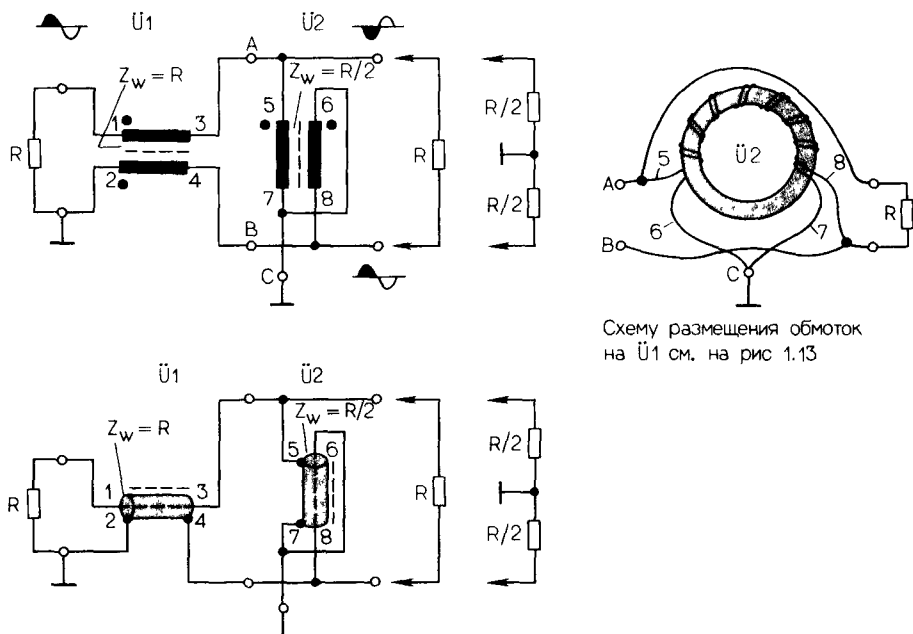


Рис. 1.15. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:1).

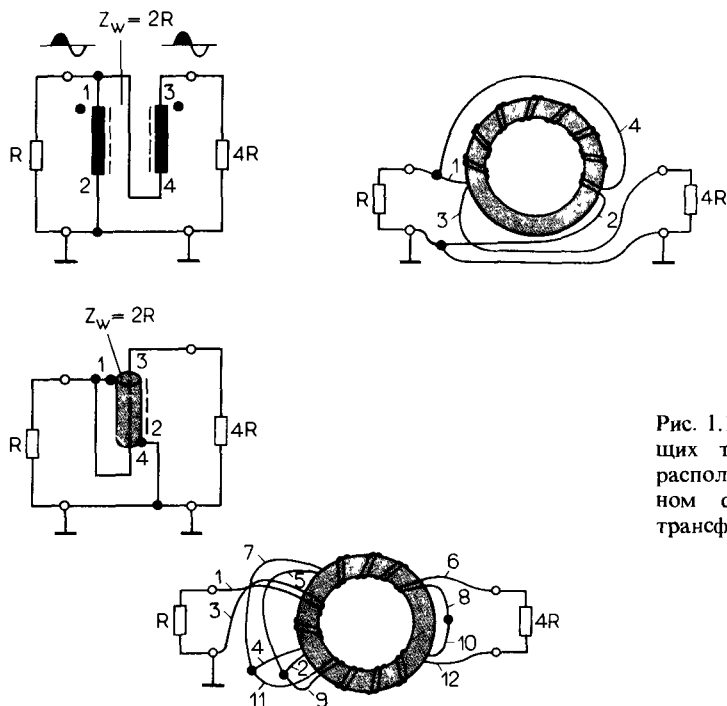


Рис. 1.16. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_{11} (1:4)

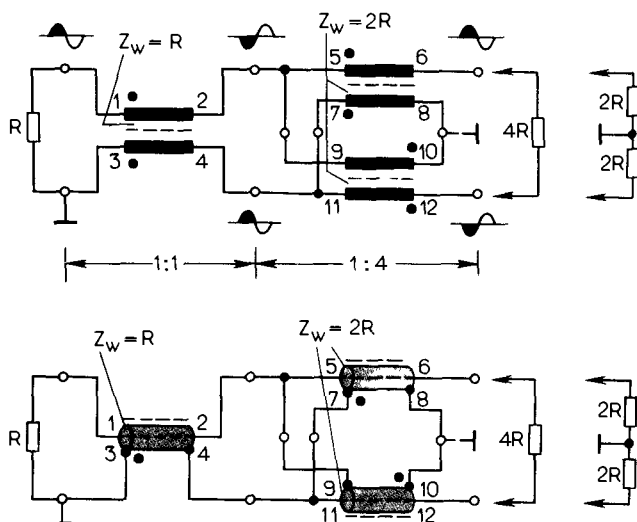


Рис. 1.17. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_{11} (1:2:2).

сторон секция 1:1 может отсутствовать. Оптимальная реализация предполагает, что в конструкции трансформатора используется тороидальный сердечник.

Схемы и расположение обмоток на тороидальном сердечнике для двух трансформаторов с Z_{11} 1:9 показаны на рис. 1.19. Участок цепи, обозначенный цифрами 5–8, содержит обмотки с удвоенным числом витков по сравнению с обмотками 1–4. Синфазное включение нагрузок невозможно.

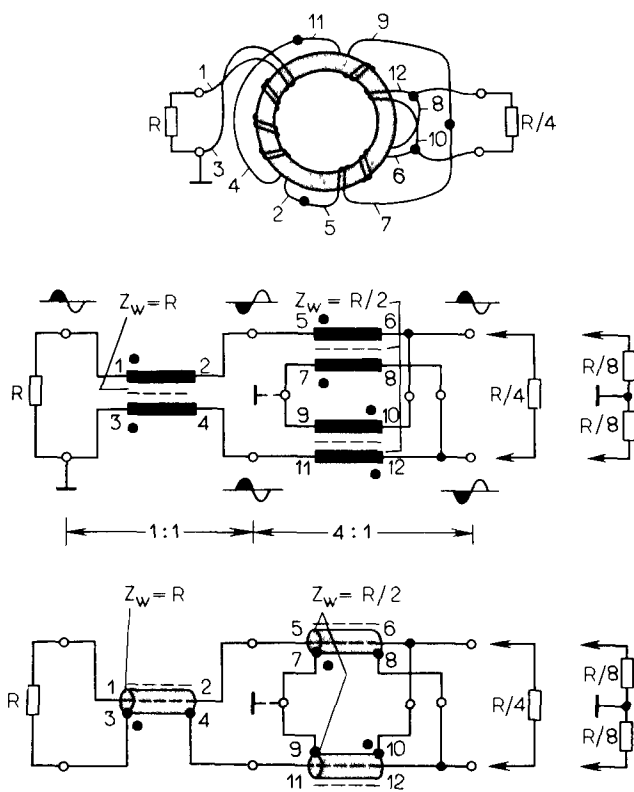


Рис. 1.18. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:1/8:1/8).

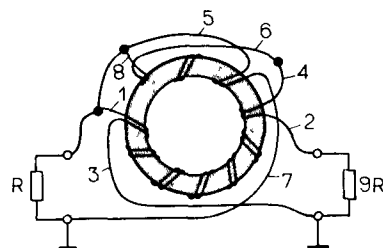
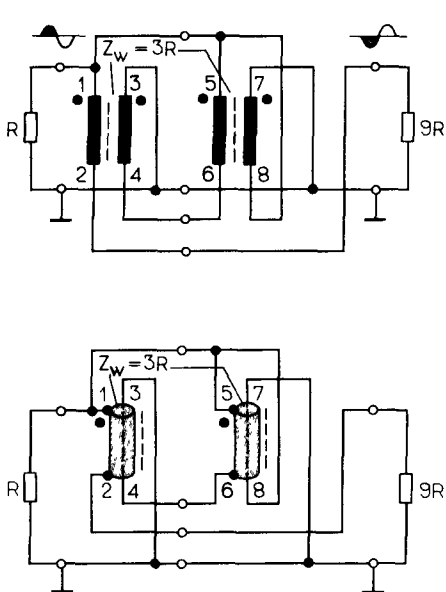


Рис. 1.19. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:9).

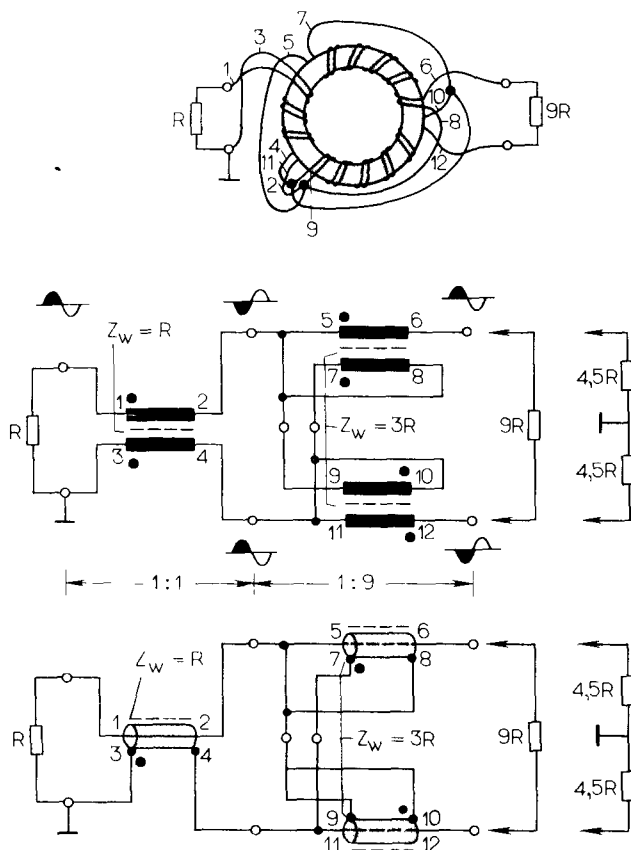


Рис. 1.20. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:|4,5:4,5|).

На рис. 1.20 приведены схемы и расположение обмоток на тороидальном сердечнике для двух симметрирующих трансформаторов с Z_u 1:|4,5:4,5|. Обе обмотки секции 1:9 должны содержать примерно в полтора раза больше витков, чем обмотки секции 1:1. Оптимальная реализация предполагает, что в конструкции трансформатора используется тороидальный сердечник.

Схемы и расположение обмоток на тороидальном сердечнике для двух симметрирующих трансформаторов с Z_u 1:|1/18:1/18| представлены на рис. 1.21. Обе обмотки секции 1:9 должны содержать примерно 0,67 витков от числа витков в обмотках секции 1:1. Для данного трансформатора при его симметричной нагрузке с обеих сторон секция 1:1 может отсутствовать. И в этом случае оптимальная реализация конструкции трансформатора предполагает, что используется тороидальный сердечник.

Схемы и расположение обмоток на тороидальном сердечнике для двух трансформаторов с Z_u 1:16 показаны на рис. 1.22. Обмотки секции со стороны нагрузки 16R должны содержать удвоенное число витков по сравнению с обмотками со стороны R. Поворот фазы невозможен.

На рис. 1.23 изображена номограмма для определения волнового сопротивления Z_w двухпроводной линии. С ее помощью можно приблизительно определить величину Z_w , которая кроме всего прочего сильно зависит от характеристик изоляции проводов. Точное значение волнового сопротивления можно определить экспериментально путем измерений.

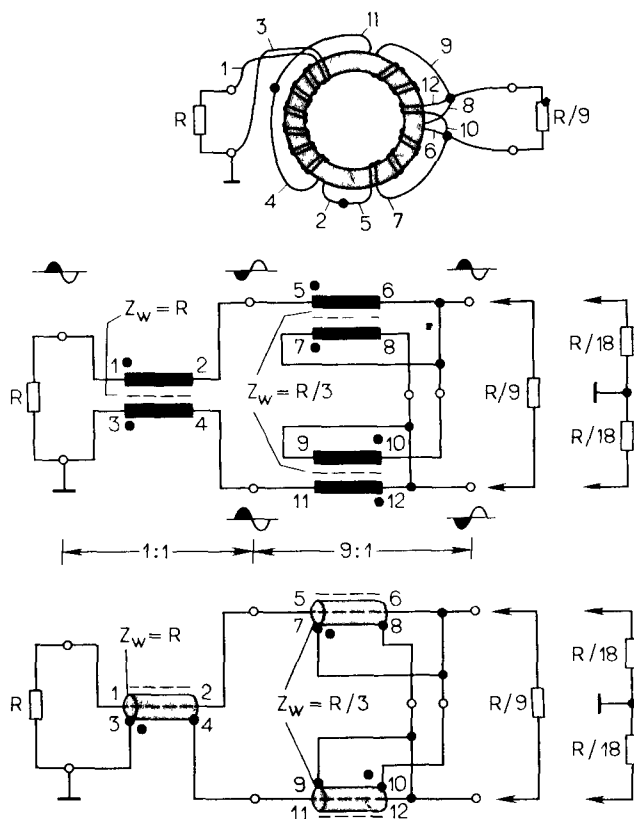


Рис. 1.21 Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:|1/18:1/18|).

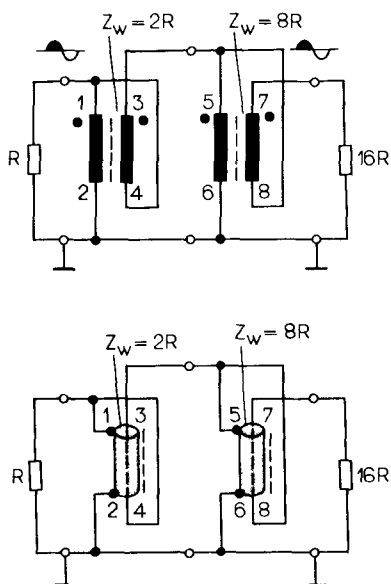


Рис. 1.22. Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линии и расположение обмоток на тороидальном сердечнике при коэффициенте трансформации Z_u (1:16).

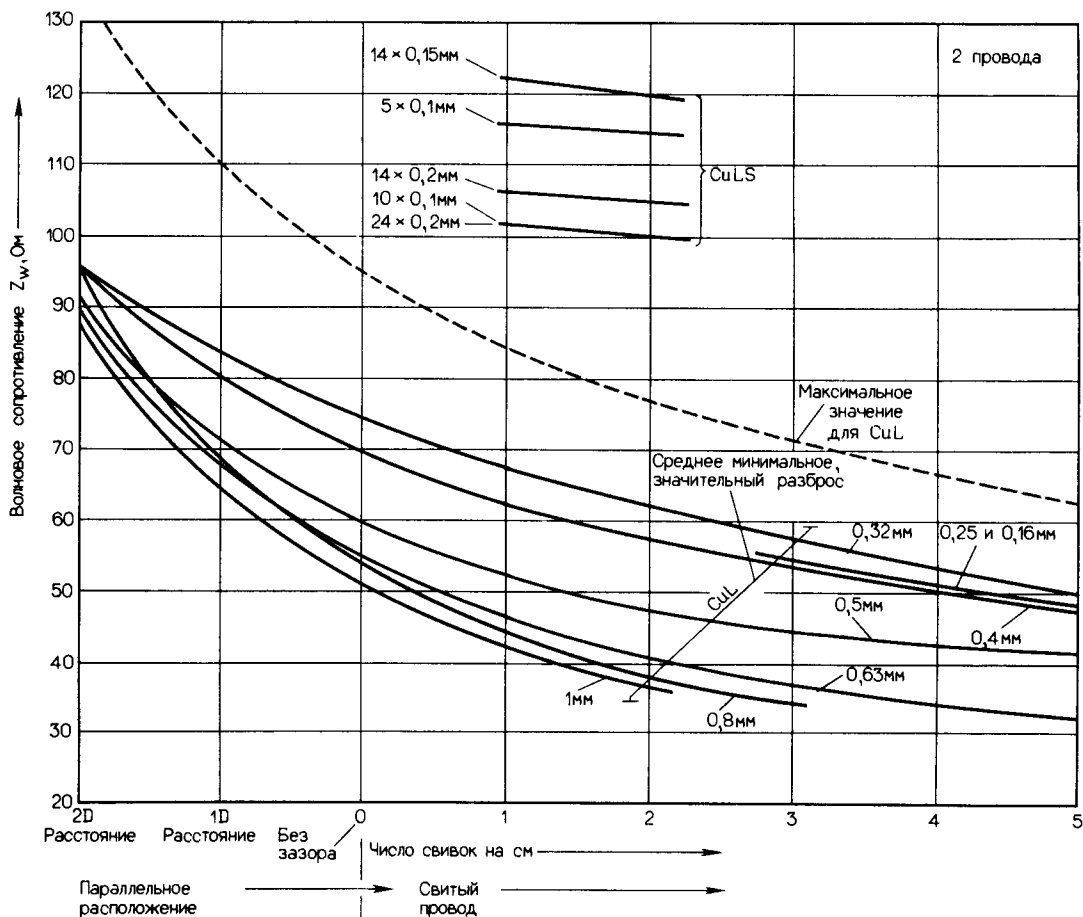


Рис. 1.23. Номограмма для определения волнового сопротивления Z_w двухпроводных линий.

В соответствии с рис. 1.24 можно уменьшить эффективное волновое сопротивление Z_w линии путем параллельного соединения двух ее отрезков, что аналогично параллельному включению активных сопротивлений. Обе двухпроводные линии следует свить между собой. Перекрестное соединение двух коаксиальных линий, согласно приведенной схеме, приводит к аналогичным результатам. Допуск на величину эквивалентного волнового сопротивления Z_w параллельно включенных отрезков коаксиальных кабелей составляет заведомо меньше 10% и зависит в первую очередь от расстояния между экранами кабелей.

На рис. 1.25 иллюстрируется возможность увеличения эффективного волнового сопротивления Z_w отрезка линии путем последовательного включения двух коаксиальных кабелей, что аналогично последовательному соединению активных сопротивлений. В данном случае экраны коаксиальных кабелей не подключаются, т. е. они разомкнуты по ВЧ. Допуск на величину эквивалентного волнового сопротивления Z_w заведомо меньше 10% и зависит в первую очередь от расстояния между экранами кабелей. Включать таким образом витые двухпроводные линии не рекомендуется.

На рис. 1.26 показана схема емкостной компенсации индуктивности рассеяния для трансформатора на линии путем подключения емкостей C_1 и C_2 . Их номиналы определяются, как правило, экспериментально, так как математическое решение чрезвычайно

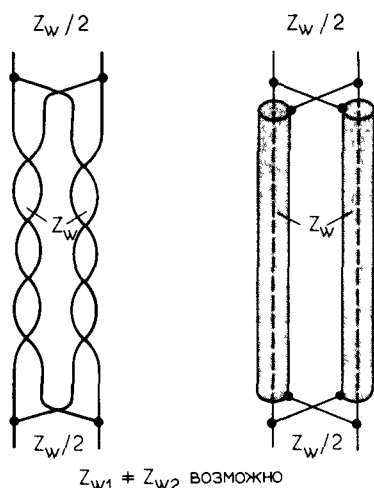


Рис. 1.24. Уменьшение эффективного волнового сопротивления Z_w двух линий путем их параллельного включения.

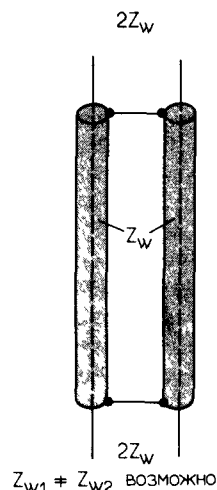


Рис. 1.25. Увеличение эффективного волнового сопротивления Z_w двух коаксиальных кабелей путем их последовательного включения.

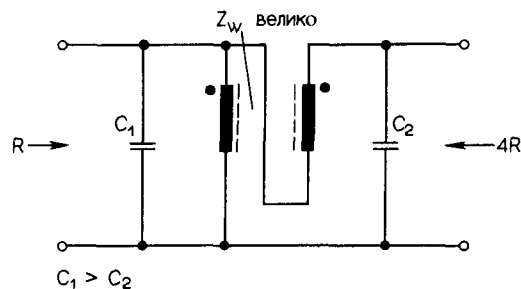
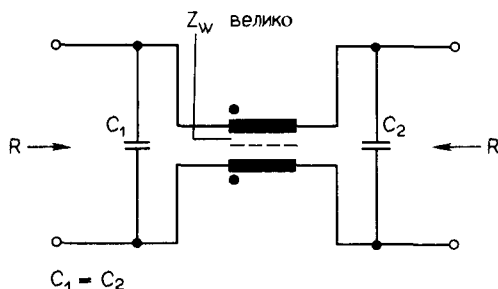


Рис. 1.26. Схема емкостной компенсации паразитных индуктивных компонент трансформаторов на линии в случае больших сопротивлений Z_w . Представленные способы имеют основополагающее значение.

громоздко и поэтому обладает низкой точностью. Этот способ компенсации используется преимущественно при высоких значениях Z_w , встречающихся в первую очередь при сопротивлениях менее 50 Ом. Критерием служит получение возможно более широкой полосы рабочих частот. Для типичных случаев использования в широкополосных КВ-устройствах с $f_{\text{макс}} \approx 30$ МГц требуются значения C от десятых долей пФ до 100 нФ; рекомендуется применять подстроечные конденсаторы с воздушным диэлектриком. Предложенный метод компенсации имеет основополагающее значение и может использоваться для всех описанных в данном разделе разновидностей трансформаторов на линии.

1.2. Гибридные ответвители

Гибридные ответвители предназначены для деления или суммирования энергии высокочастотных сигналов, при этом взаимное влияние источников должно быть исключено. Кроме того, они должны обеспечивать точные фазовые соотношения выходных сигналов, в особенности это относится к фазовым сдвигам ϕ° и $\phi^\circ/180^\circ$, так как сигналы с такой разностью фаз необходимы для устройств, работающих в однотактном и двухтактном режимах.

Гибридные ответвители состоят обычно из одного или нескольких широкополосных трансформаторов, подобных описанным в предыдущем разделе, а также из одного или нескольких активных резисторов¹⁾, служащих для поглощения части мощности, поступающей не в противофазе (с нежелательным сдвигом фаз). В качестве трансформаторов предпочтительно использовать трансформаторы на линии вследствие их широкополосности и присущих им хороших фазовых и амплитудных балансных свойств, от которых в значительной мере зависит развязка между входами A_x , т. е. взаимное влияние источников сигнала; величина A_x для оптимальной реализации конструкции составляет ≥ 30 дБ в полосе частот до 150 МГц. В равной мере все сказанное относится к величинам собственного затухания A_i и КСВ (s). В качестве поглощающих резисторов преимущественно используют безындуктивные металлопленочные резисторы; в случае режимов с большой мощностью сигнала предпочитают тонкопленочные компоненты в микрополосковом или коаксиальном исполнении.

Прежде всего скажем о цепях с ϕ° фазовым сдвигом. Их условное обозначение с указанием фазовых соотношений и две функционально идентичные схемы с двумя фазорасщепляющими ветвями R_3 , R_4 изображены на рис. 1.27. R_1 , R_3 и R_4 представляют собой источники сигнала и нагрузочные резисторы, которые включены в гибридный ответвитель вместе с поглощающим резистором R_2 . Обратите внимание на различные значения номиналов сопротивлений. Минимальная рабочая частота $f_{\text{мин}}$ для входа R_1 составляет ϕ Гц (!) и вообще зависит от типа используемого трансформатора. Независимо от многочисленных конфигураций R_1 и R_2 , R_3 и R_4 развязаны между собой.

Схемы ϕ° -гибридных ответвителей, у каждого из которых имеются две фазорасщепляющие ветви, приведены на рис. 1.28. На входы можно подключать нагрузки. Для данных схем частотная характеристика входа R_1 не начинается от ϕ Гц, а определяется частотными свойствами трансформирующей квазилинии.

На рис. 1.29 изображены две схемы ϕ° ответвителей с четырьмя расщепляющими ветвями. Нагрузки на входах здесь одинаковой величины. Как особое преимущество этих схем следует отметить возможность их реализации с использованием трансформаторов на линии.

Представленные здесь так называемые «столбовые»-структуры²⁾ можно реализовать оптимальным образом в случае четного числа расщепляющих входов, т. е. 2, 4, 6 и т. д. В противоположность этому описанные ниже 4 схемы ϕ° -гибридных ответвителей свободны от указанных ограничений, но при своей реализации требуют больших затрат. Их условное обозначение с указанием фазовых соотношений, а также две схемы, каждая с двумя расщепляющими ветвями, изображены на рис. 1.30. Входы нагружены на различные сопротивления.

На рис. 1.31 показаны еще две разновидности ϕ° -схем, которые имеют одинаковые входные сопротивления.

На рис. 1.32 представлены две схемы ϕ° ответвителей, каждая с тремя расщепляющими цепями и одинаковыми входными сопротивлениями.

Наконец, на рис. 1.33 приведены схемы еще двух ϕ° ответвителей с четырьмя расщепляющими ветвями каждая и одинаковыми входными сопротивлениями.

Конфигурации, приведенные на рис. 1.30–1.33, используются в основном при передаче больших мощностей, например в случае параллельного включения нескольких усилителей мощности на общую нагрузку. При эксплуатации в данном режиме величину мощности $P_{\text{вх}}$, рассеиваемой балластным сопротивлением R_x , а также величину полезной мощности $P_{\text{о}}$, поступающей на общее нагрузочное сопротивление R_L , можно рассчитать по формулам, приведенным в табл. 1.1. При расчетах предполагается, что недействующие (вы-

¹⁾ Речь идет о балластном сопротивлении. — *Прим. ред.*

²⁾ В оригинале — Totem Pole — «тотемный столб» (жаргон, часто встречающийся в технической литературе). — *Прим. ред.*

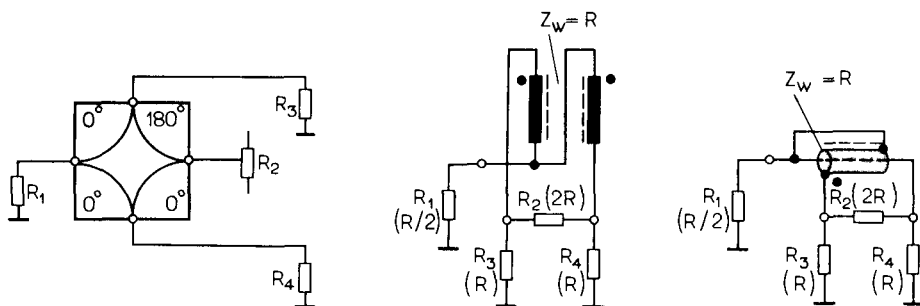


Рис. 1.27. Условное обозначение с указанием фазовых соотношений и две схемы Φ° -гибридных ответвителей с двумя расщепляющими цепями. Эти схемы имеют разные входные сопротивления.

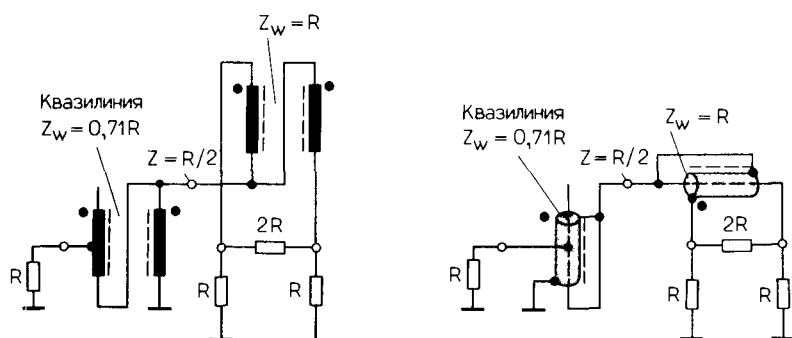


Рис. 1.28. Схемы двух Φ° -гибридных ответвителей с двумя расщепляющими цепями. Эти схемы имеют одинаковые входные сопротивления.

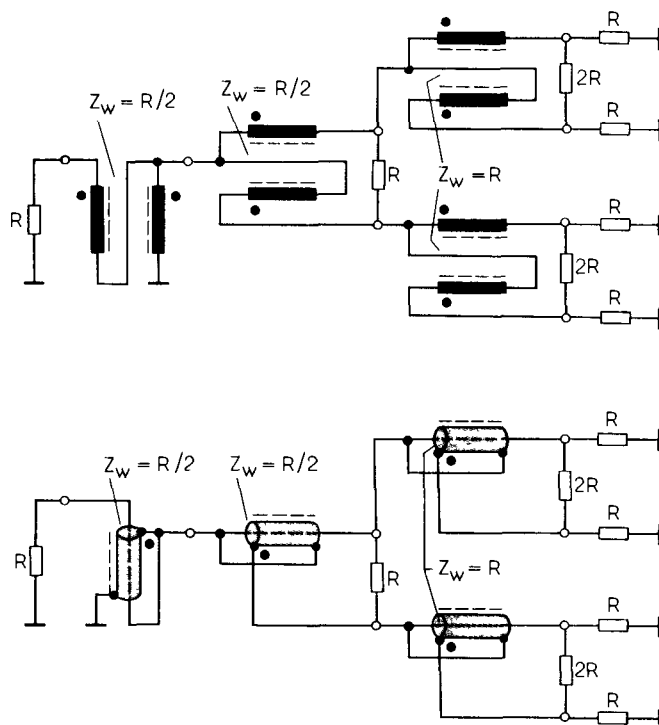


Рис. 1.29. Схемы двух Φ° -гибридных ответвителей с четырьмя расщепляющими цепями. Эти схемы имеют одинаковые входные сопротивления.

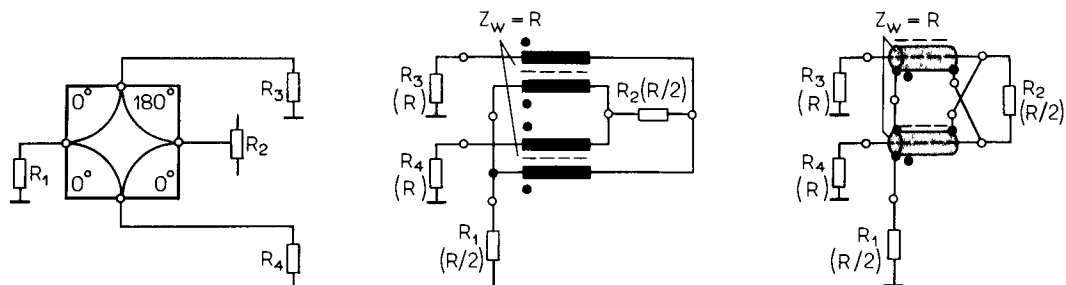


Рис. 1.30. Условное обозначение с указанием фазовых соотношений и две схемы 0° -гибридных ответвителей с двумя расщепляющими цепями. Эти схемы имеют разные входные сопротивления

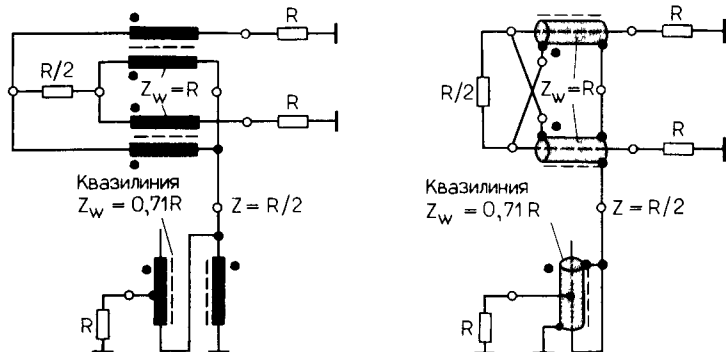
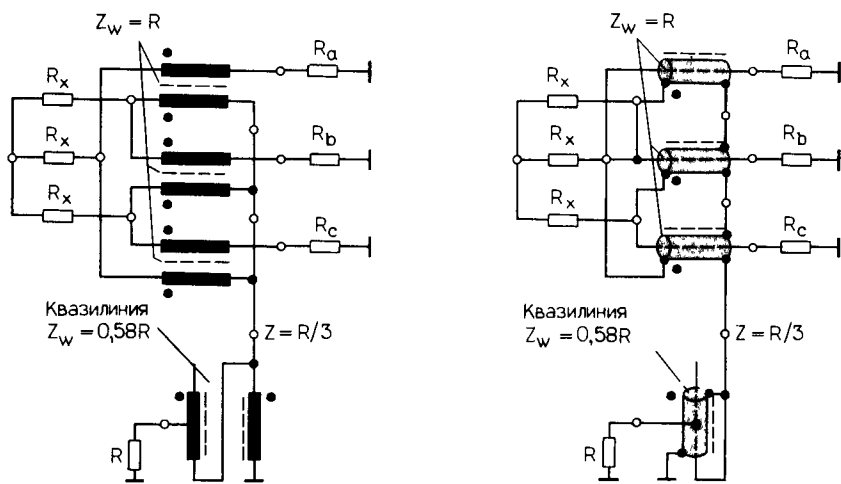
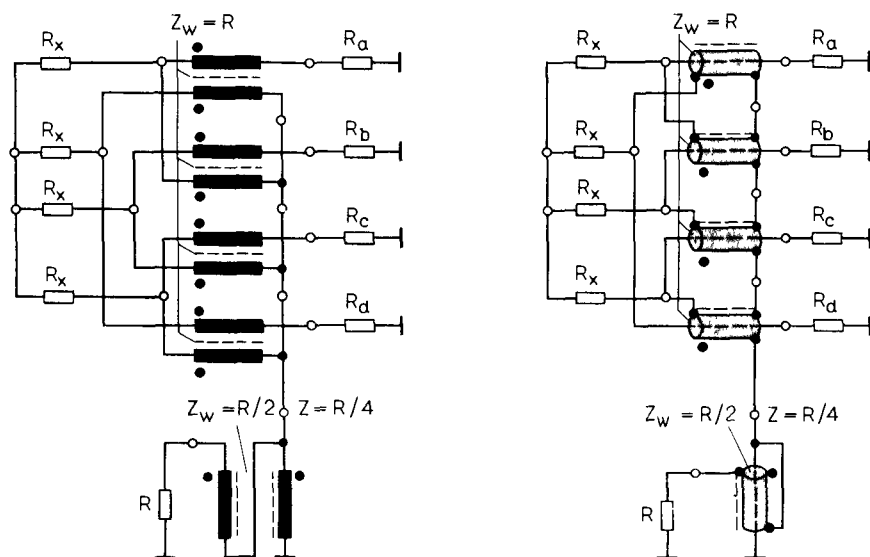


Рис. 1.31. Схемы двух 0° -гибридных ответвителей с двумя расщепляющими цепями. Эти схемы имеют одинаковые входные сопротивления.



Оптимальное значение R_x для n недействующих блоков $R_a - R_c$: $n=1=0,44R$; $n=2=0,33R$;
Условие: недействующие блоки высокоомные

Рис. 1.32. Схемы двух 0° -гибридных ответвителей с тремя расщепляющими цепями. Эти схемы имеют одинаковые входные сопротивления.



Оптимальное значение R_x для n недействующих блоков $R_a - R_d$: $n=1=0,56R$, $n=2=R/2$, $n=3=0,38R$;
Условие: недействующие блоки высокоомные

Рис. 1.33. Схемы двух 0° -гибридных ответвителей с четырьмя расцепляющими цепями. Эти схемы имеют одинаковые входные сопротивления.

ключенные) модули обладают сравнительно высоким сопротивлением, что типично для практики. Последняя формула в табл. 1.1 показывает, что P_{ix} сильно зависит от R_x . При использовании сигналов с неподавленной несущей мощность P_{ix} , рассеиваемая на R_x , должна равняться расчетной, а в случае сигналов с подавленной несущей мощность будет составлять одну треть от вычисленной величины P_{ix} .

Таблица 1.1. Формулы для определения мощности, поглощаемой балластными сопротивлениями, а также мощности, суммированной на одной общей нагрузке при влиянии недействующих источников сигнала

Условие Недействующие источники относительно высокоомны

Мощность потерь на высоконагруженном R_x :

$$P_{ix} = P_1 \cdot \frac{R_x}{R_1}$$

Мощность, поступающая в R_L

при $n_{iz} = 2$:

$$P_0 = P_1 - P_{ix},$$

при $n_{iz} > 2$:

$$P_0 = (P_1 \cdot n_z) - \left(P_{ix} + \frac{P_{ix}}{n_z} \right),$$

где n_z — число действующих источников;

n_{iz} — общее число источников;

P_1 — выходная мощность одного источника;

R_L — общее нагрузочное сопротивление;

R_x — балластное сопротивление

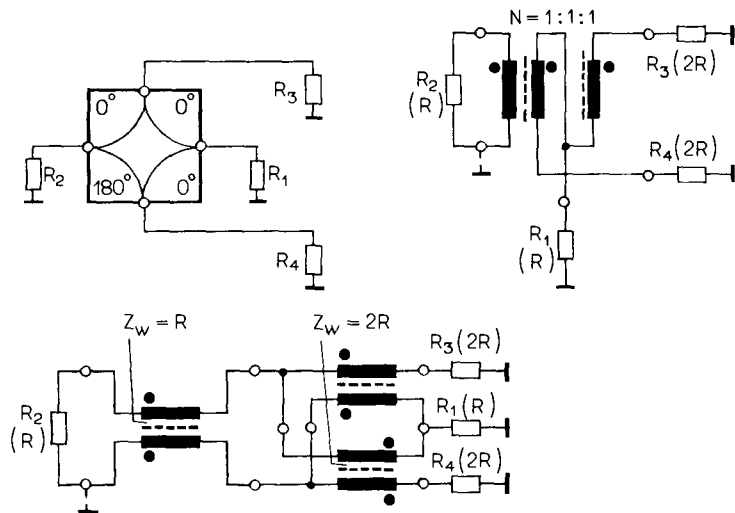


Рис 1.34 Условное обозначение с указанием фазовых соотношений и две схемы $\Phi/180^\circ$ -гибридных ответвителей, каждый из которых образован из 2 + 2 расщепляющих цепей. Эти схемы имеют разные входные сопротивления

И наконец, поговорим о $\Phi^\circ/180^\circ$ -схемах. Их условное обозначение с указанием фазовых соотношений и две соответствующие схемы, каждая из которых содержит 2 + 2 расщепляющих цепи, изображены на рис. 1.34. В противоположность Φ' -схеме сопротивление R_2 будет в данном случае внешним элементом. Сопротивления R_1 - R_4 можно свободно выбирать в качестве нагрузки или поглощающего элемента. Обратите внимание на то, что сопротивления R имеют различные значения. Значение нижней рабочей частоты $f_{\min}$ для входа R_1 составляет в данной схеме Φ Гц, а вообще оно зависит от типа трансформатора. Между входами R_1 и R_2 , а также R_3 и R_4 существует полная развязка, не зависящая от многочисленных возможных конфигураций схем.

Если требуется иметь одинаковые входные сопротивления для всех входов гибридного ответвителя, то следует использовать $\Phi^\circ/180^\circ$ -схемы, изображенные на рис. 1.35. Для

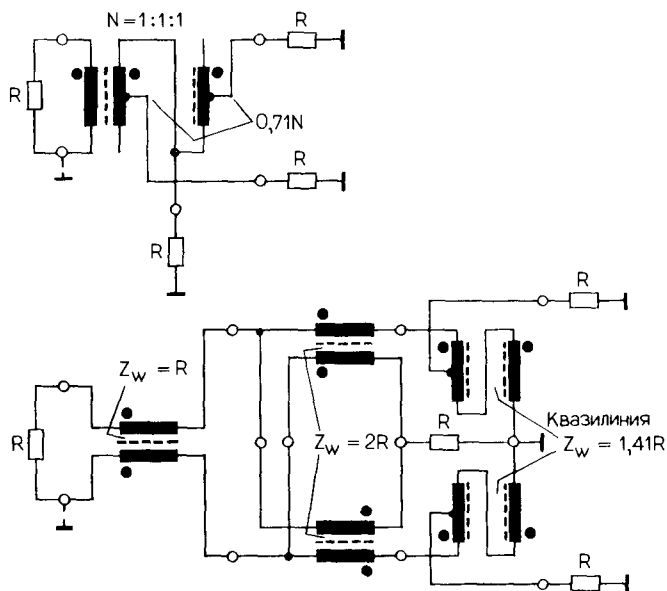


Рис. 1.35. Схемы двух $\Phi^\circ/180^\circ$ -гибридных ответвителей, каждый из которых образован 2 + 2 расщепляющимися цепями. Эти схемы имеют одинаковые входные сопротивления.

входа R_1 этих схем область частот вблизи 0 Гц является нерабочей; величина нижней граничной частоты $f_{\min}$ рабочего диапазона зависит от частотной характеристики трансформирующей квазилинии.

Для всех схем, описанных выше, а в особенности для сложных, содержащих несколько трансформаторов и поглощающих сопротивлений, следует обращать особое внимание на электрическую симметрию, так как даже самые незначительные отклонения приводят к неприемлемому фазовому и амплитудному разбалансу, и в результате получаются значительные потери мощности и снижение A_x .

1.3. ВЧ-фильтры

Высокочастотные избирательные устройства (ВЧ-фильтры) выполняются, как правило, на основе L/C реализаций низкочастотных, высокочастотных и полосовых фильтров. Ниже мы обсудим реализацию подобных устройств при аппроксимации их характеристик полиномами Чебышева, Баттерворта (степенными) и эллиптическими (Кауэра) функциями.

Общее представление об амплитудно-частотных характеристиках фильтров можно получить, рассматривая рис. 1.36. Слева на рисунке изображена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра низкой частоты (ФНЧ) с полосой пропускания от 0 Гц до граничной частоты f_c , выше которой, вплоть до бесконечности, расположена полоса задержания. В середине рисунка расположена АЧХ полосового фильтра (ПФ), полоса пропускания которого заключена между нижней f_{c1} и верхней f_{c2} граничными частотами, полоса задержания этого фильтра расположена от 0 Гц до f_{c1} и от f_{c2} до бесконечности. Справа на рисунке показана АЧХ фильтра высокой частоты (ФВЧ), полоса пропускания которого лежит от граничной частоты f_c до бесконечности, а полоса задержания расположена ниже f_c до нулевой частоты.

Более детально АЧХ изображена на рис. 1.37. Приведенные диапазоны допусков для функций Чебышева и Баттерворта справедливы для ФНЧ, ФВЧ и ПФ с учетом того, что они изображены в координатах нормированной расстройки Ω , причем значению $\Omega = 1$ соответствуют частота f_c для ФНЧ и ФВЧ и частоты f_{c1} и f_{c2} для ПФ. При $\Omega < 1$ расположена полоса пропускания, а при $\Omega > 1$ полоса задержания. Значение $\Omega = 0$ соответствует нулевой частоте для ФНЧ, бесконечным частотам для ФВЧ и средней геометрической частоте $f_{\text{мг}}$ для ПФ. Величина Ω соответствует граничной частоте f_c , на которой достигается заданное значение затухания A_p . В пределах полосы пропускания фильтра задается неравномерность характеристики A_p .

Теперь поговорим о фильтрах нижних и высоких частот. На рис. 1.38 изображены схемы основных структур, частотные характеристики которых описываются функциями

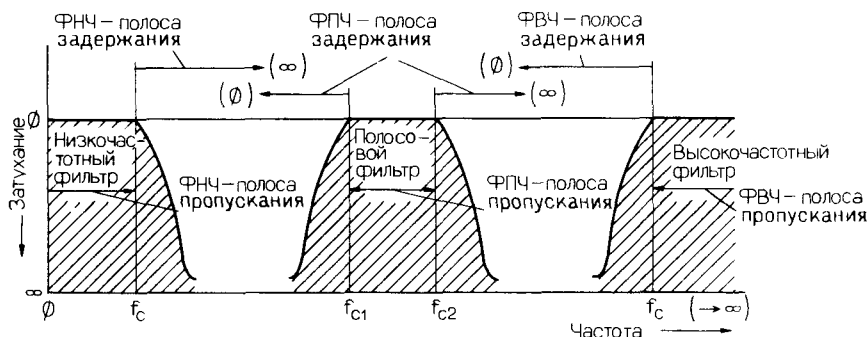


Рис. 1.36. Общие определения амплитудно-частотных характеристик низкочастотных, полосовых и высокочастотных фильтров.

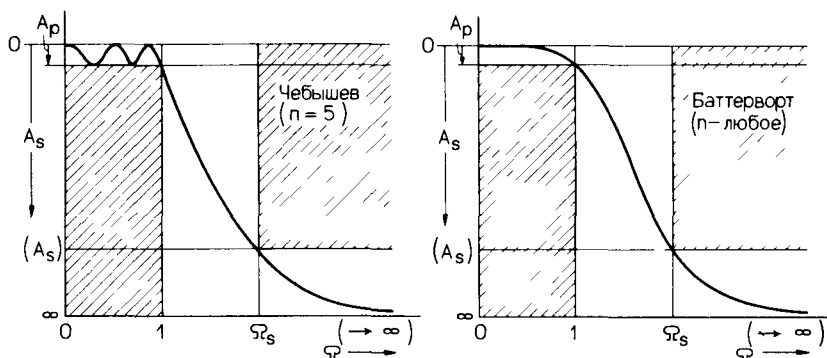


Рис. 1.37. Типовые амплитудно-частотные характеристики НЧ- и ВЧ-фильтров 3-го порядка, выполненных на L/C-элементах. Данные фильтры достаточно эффективно используются на практике

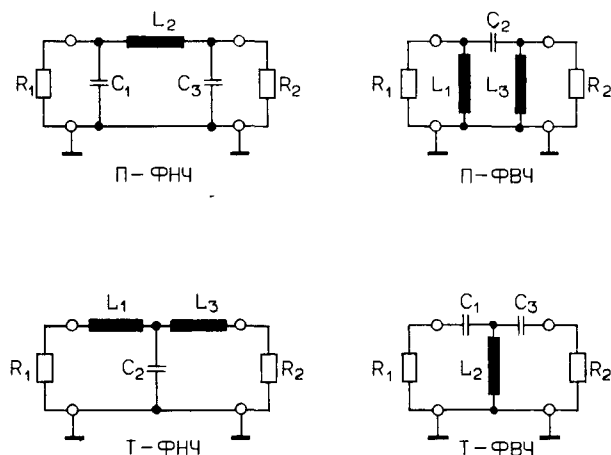


Рис. 1.38. Типовые схемы фильтров Чебышева и Баттерворта. Фильтры с характеристикой Чебышева обладают сравнительно более высоким отношением затраты/эффективность.

Чебышева и Баттерворта. Эти схемы соответствуют фильтрам третьего порядка ($n = 3$). В данном случае крутизна спада характеристики в полосе задержания составляет 18 дБ/октаву и обусловлена совместным влиянием каждого элемента, образующего фильтр (6 дБ/октаву). Сопротивления R_1 и R_2 представляют собой источник сигнала и нагрузку соответственно. Для типичных нечетных значений n они равноценны, так что можно допустить любое их расположение относительно входных клемм фильтра. На практике из-за меньшего значения собственного затухания A_i предпочитают П-образные ФНЧ и Т-образные ФВЧ, как содержащие меньшее число индуктивностей.

Результирующие избирательные свойства фильтров в зависимости от типа (Чебышева и т.д.) и порядка приведены на рис. 1.39 и 1.40. Эти рисунки служат для выбора оптимального аппроксимирующего полинома Чебышева или Баттерворта. По оси абсцисс откладывается значение Ω_s , нормированное к величине $\Omega = 1 = f_c$, где f_c — граничная частота ФНЧ и ФВЧ. При проектировании ФНЧ используют непосредственно $\Omega > 1$, а в случае проектирования ФВЧ необходимо использовать обратную величину $1/\Omega$.

Чтобы определить конкретные номиналы L/C, исходят из схем и расчетных формул, изображенных на рис. 1.41, при этом в расчетах используют в качестве исходных данных тип аппроксимирующей функции, порядок фильтра, значение граничной частоты и соответствующие коэффициенты K_T , приведенные в табл. 1.2.

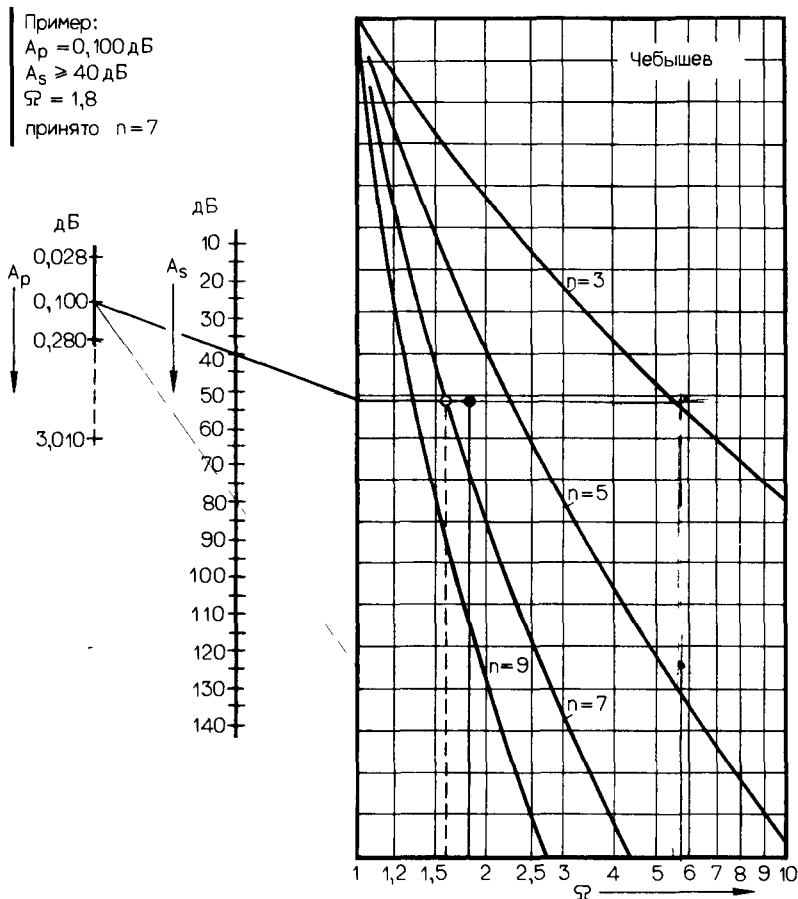


Рис. 1.39. Зависимость характеристик избирательности фильтров Чебышева 3, 5, 7 и 9-го порядка для различных значений A_p .

Порядок расчета следующий: а) по формулам (рис. 1.41, внизу слева) определяют базовые значения L_B и C_B исходя из значений f_c и R ; б) вычисляют окончательные значения C_n и L_n , основываясь на значениях коэффициентов K_T , взятых из табл. 1.2 и зависящих от порядка n фильтра. Нумерация элементов C_1, L_1, C_n, L_n на рис. 1.41 соответствует третьему столбцу в табл. 1.2. Используя аналогичный порядок расчета, следует проектировать и эллиптические фильтры¹⁾, типичные АЧХ которых изображены на рис. 1.42, а принципиальные схемы и расчетные формулы – на рис. 1.43. Задается требуемое значение A_s (в дБ), соответствующее Ω_s , а так как частотная характеристика фильтров этого типа в области выше Ω_s сильно изрезана, то применение для расчета номограмм нецелесообразно. Соответствующая информация об обсуждаемых здесь функциях, необходимая при проектировании, приведена в зависимости от n в табл. 1.3–1.5. Эти таблицы содержат также значения K_T и Ω_{0n} , нормированные к частоте f_c .

¹⁾ Эллиптические фильтры имеют большую крутизну скатов, чем фильтры Чебышева и Баттерворта. – Прим. ред.

Пример:
 $A_p = 3,010 \text{ дБ}$
 $A_s \geq 40 \text{ дБ}$
 $\Omega = 1,8$
 принято $n = 9$

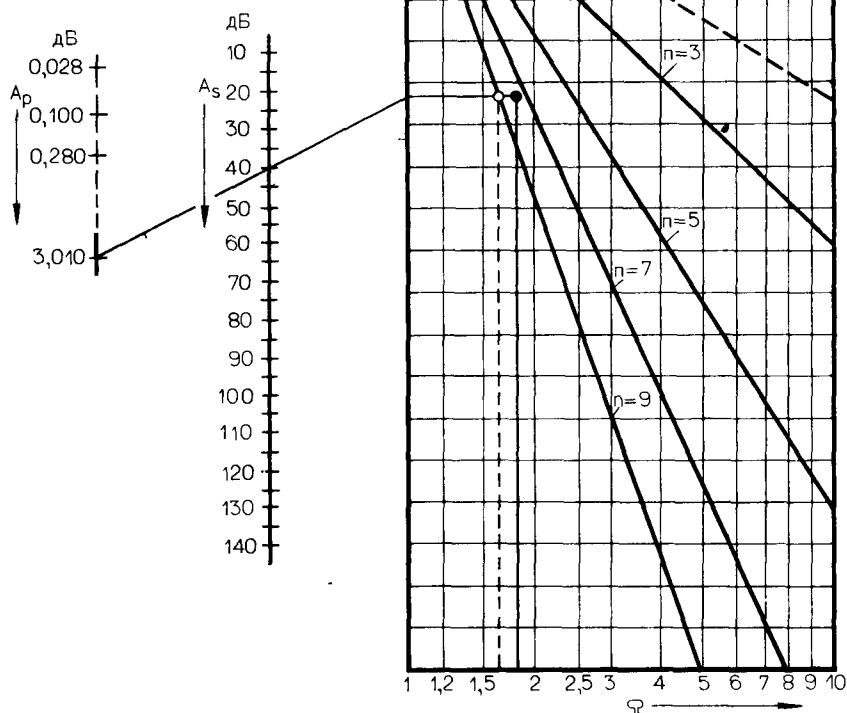


Рис. 1.40. Характеристики избирательности фильтров Баттерворта 3, 5, 7 и 9-го порядков.

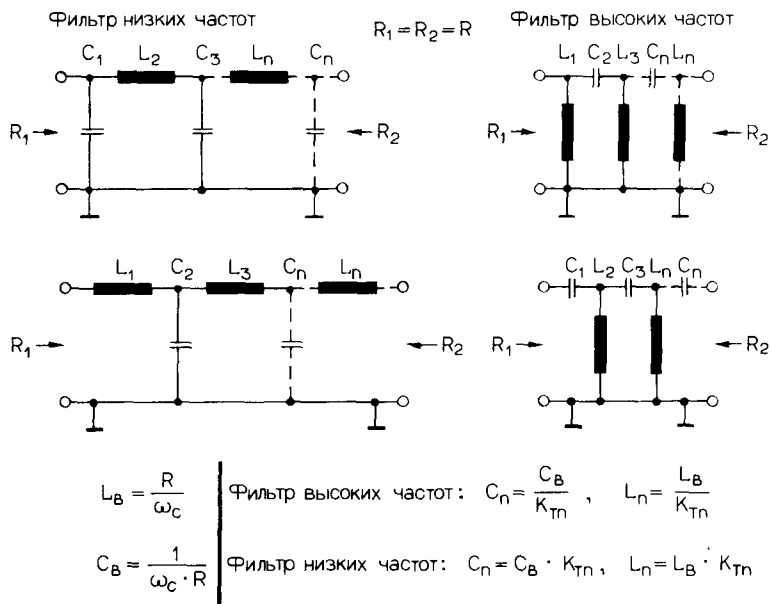


Рис. 1.41. Эквивалентные схемы и формулы для расчета ФВЧ и ФНЧ с характеристиками Чебышева и Баттерворта. Значения коэффициентов K_T для ФНЧ и ФВЧ приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2 Коэффициенты, используемые при расчете ФВЧ и ФНЧ 3, 5, 7 и 9-го порядков с различными характеристиками Чебышева и Баттерворта (к рис. 1.41)

Фильтр		C	Коэффициенты K_T			
A_p , дБ	s	L	n=3	n=5	n=7	n=9
Чебышев	0,028	1	0,775	0,897	0,930	0,951
		2	1,069	1,359	1,431	1,459
		3	0,775	1,727	1,874	1,922
		4		1,359	1,634	1,696
		5		0,897	1,874	2,009
		6			1,431	1,696
		7			0,930	1,922
		8				1,459
		9				0,951
Чебышев	0,100	1	1,028	1,144	1,178	1,193
		2	1,147	1,371	1,423	1,443
		3	1,028	1,972	2,094	2,132
		4		1,371	1,574	1,617
		5		1,144	2,094	2,202
		6			1,423	1,617
		7			1,178	2,132
		8				1,443
		9				1,193
Чебышев	0,280	1	1,345	1,445	1,488	1,501
		2	1,141	1,306	1,343	1,356
		3	1,345	2,283	2,387	2,419
		4		1,306	1,451	1,481
		5		1,445	2,387	2,480
		6			1,343	1,481
		7			1,488	2,419
		8				1,356
		9				1,501
Баттерворт	3,010	1	1,000	0,618	0,445	0,347
		2	2,000	1,618	1,247	1,000
		3	1,000	2,000	1,802	1,532
		4		1,618	2,000	1,879
		5		0,618	1,802	2,000
		6			1,247	1,879
		7			0,445	1,532
		8				1,000
		9				0,347

Сводка практически используемых основных параметров фильтров приведена в табл. 1.6, где указаны минимально допустимые значения собственной добротности индуктивностей Q_{0L} на частоте f_c и максимальные допуски (в %) для номиналов элементов фильтра. Предполагается также, что собственная добротность конденсаторов Q_{0C} по меньшей мере в 10 раз превышает добротность катушек индуктивности Q_{0L} , т.е. $Q_{0C} > |10Q_{0L}|$, что является основным практическим требованием. Катушки с оптимальной добротностью можно реализовать только при нагрузочных сопротивлениях фильтра

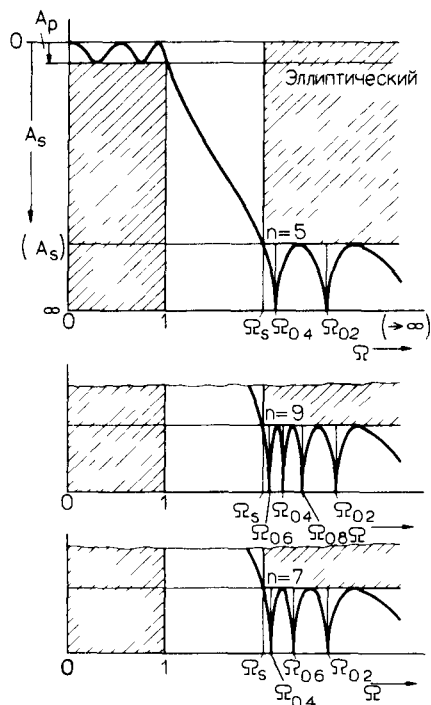
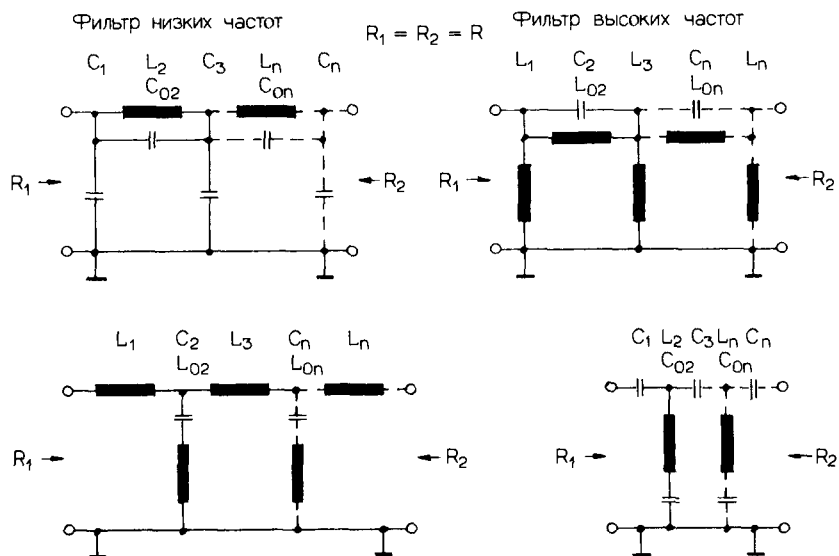


Рис 1.42 Типовые характеристики эллиптических фильтров. По сравнению с другими фильтрами, обладающими характеристиками с аналогичными параметрами n и A_p , эллиптические фильтры имеют лучшее отношение затраты/эффективность.



$$L_B = \frac{R}{\omega_c}$$

$$C_B = \frac{1}{\omega_c \cdot R}$$

$$\text{Фильтр высоких частот: } C_{n,0n} = \frac{C_B}{K_{Tn,TOn}}, \quad L_{n,0n} = \frac{L_B}{K_{Tn,TOn}}$$

$$\text{Фильтр низких частот: } C_{n,0n} = C_B \cdot K_{Tn,TOn}, \quad L_{n,0n} = L_B \cdot K_{Tn,TOn}$$

Рис. 1.43. Эквивалентные схемы и формулы для расчета эллиптических ФНЧ и ФВЧ (коэффициенты K_T для ФНЧ и ФВЧ приведены в табл. 1.3-1.5).

Таблица 13 Коэффициенты, используемые при расчете различных эллиптических ФВЧ и ФНЧ 5-го порядка (к рис. 1.43)

Фильтр		C	Коэффициенты K_T			
$A_p, \text{дБ}$ s	$A_s, \text{дБ}$ Ω_s		n		ϕ_n	$\Omega\phi_n$
0,028 1,174	73,8	1,2	0,874	1,327	0,029	5,132
	3,072	3,4	1,660	1,256	0,077	3,221
		5	0,829			
	52,3	1,2	0,839	1,277	0,074	3,251
	2,000	3,4	1,564	1,105	0,207	2,089
		5	0,726			
	37,6	1,2	0,779	1,192	0,156	2,321
	1,494	3,4	1,420	0,868	0,479	1,551
		5	0,556			
0,100 1,353	79,3	1,2	1,121	1,341	0,028	5,132
	3,072	3,4	1,899	1,279	0,075	3,221
		5	1,076			
	58,8	1,2	1,085	1,293	0,073	3,251
	2,000	3,4	1,791	1,143	0,200	2,089
		5	0,974			
	43,1	1,2	1,024	1,214	0,153	2,321
	1,494	3,4	1,627	0,931	0,446	1,551
		5	0,810			
0,280 1,666	83,9	1,2	1,431	1,278	0,030	5,132
	3,072	3,4	2,200	1,225	0,079	3,221
		5	1,384			
	63,5	1,2	1,392	1,235	0,077	3,251
	2,000	3,4	2,078	1,106	0,207	2,089
		5	1,277			
	47,8	1,2	1,327	1,163	0,160	2,321
	1,494	3,4	1,888	0,919	0,452	1,551
		5	1,106			
	36,2	1,2	1,240	1,067	0,278	1,837
	1,252	3,4	1,668	0,702	0,855	1,290
		5	0,897			

($R_1 = R_2$), находящихся в пределах от 25 до 200 Ом, что, вообще говоря, не является значительным ограничением. Значения обоих R должны отличаться не более чем на 5% от номинальной величины. Следует отметить, что описанные фильтры будут обладать требуемыми параметрами только в случае тщательного выполнения всех требований и

Таблица 1.4. Коэффициенты, используемые при расчете различных эллиптических ФВЧ и ФНЧ 7-го порядка (к рис. 1.43)

Фильтр		C	Коэффициенты K_1			
$A_{p, дБ}$ s	$A_{\Omega, дБ}$ Ω_c	L	n		θ_n	$\Omega_{\theta n}$
0,028 1,174	86,1 1,942	1,2	0,902	1,382	0,041	4,211
		3,4	1,697	1,379	0,184	1,984
		5,6	1,638	1,251	0,137	2,413
		7	0,814			
	66,2 1,494	1,2	0,871	1,338	0,079	3,072
		3,4	1,557	1,174	0,367	1,523
		5,6	1,450	1,100	0,277	1,813
		7	0,708			
	50,0 1,252	1,2	0,826	1,272	0,138	2,391
		3,4	1,372	0,918	0,674	1,271
		5,6	1,218	0,901	0,513	1,471
		7	0,561			
0,100 1,353	71,8 1,494	1,2	1,113	1,335	0,079	3,072
		3,4	1,752	1,149	0,375	1,523
		5,6	1,632	1,122	0,271	1,813
		7	0,951			
	55,6 1,252	1,2	1,066	1,274	0,137	2,391
		3,4	1,553	0,912	0,679	1,271
		5,6	1,375	0,941	0,491	1,471
		7	0,806			
	43,6 1,133	1,2	1,012	1,202	0,208	1,999
		3,4	1,357	0,688	1,108	1,145
		5,6	1,134	0,757	0,796	1,288
		7	0,650			
0,280 1,666	76,4 1,494	1,2	1,417	1,263	0,084	3,072
		3,4	2,006	1,069	0,404	1,523
		5,6	1,871	1,076	0,283	1,813
		7	1,247			
	60,2 1,252	1,2	1,367	1,207	0,145	2,391
		3,4	1,785	0,856	0,723	1,271
		5,6	1,579	0,914	0,506	1,471
		7	1,096			
	48,3 1,133	1,2	1,308	1,142	0,219	1,999
		3,4	1,567	0,655	1,164	1,145
		5,6	1,302	0,750	0,803	1,288
		7	0,935			
	35,4 1,051	1,2	1,211	1,034	0,353	1,655
		3,4	1,280	0,407	2,190	1,059
		5,6	0,963	0,528	1,440	1,147
		7	0,700			

Таблица 1.5. Коэффициенты, используемые при расчете различных эллиптических ФВЧ и ФНЧ 9-го порядка (с рис. 1.43)

Фильтр		C	Коэффициенты K_T			
$A_p, \text{дБ}$ ζ	$A_s, \text{дБ}$ Ω_c		n		ϕ_n	Ω_n
0,028 1,174	74,0 1,252	1,2	0,883	1,853	0,083	2,978
		3,4	1,520	1,110	0,480	1,370
		5,6	1,256	0,977	0,642	1,263
		7,8	1,315	1,085	0,316	1,707
		9	0,694			
	58,7 1,132	1,2	0,848	1,307	0,126	2,466
		3,4	1,365	0,896	0,756	1,215
		5,6	0,100	0,737	1,044	1,140
		7,8	1,104	0,929	0,501	1,466
		9	0,578			
	42,1 1,051	1,2	0,787	1,219	0,203	2,009
		3,4	1,148	0,617	1,340	1,100
		5,6	0,687	0,447	2,007	1,056
		7,8	0,841	0,701	0,890	1,267
		9	0,393			
	79,6 1,252	1,2	1,122	1,348	0,084	2,978
		3,4	1,700	1,073	0,497	1,370
		5,6	1,392	0,949	0,660	1,263
		7,8	1,476	1,102	0,311	1,707
		9	0,934			
	64,2 1,132	1,2	1,078	1,301	0,126	2,466
		3,4	1,534	0,874	0,775	1,215
		5,6	1,113	0,725	1,060	1,140
		7,8	1,244	0,959	0,485	1,466
		9	0,82			
	47,6 1,051	1,2	1,025	1,220	0,203	2,009
		3,4	1,303	0,614	1,346	1,100
		5,6	0,769	0,454	1,974	1,056
		7,8	0,948	0,749	0,832	1,267
		9	0,642			
0,280 1,666	84,2 1,252	1,2	1,425	1,270	0,089	2,978
		3,4	1,940	0,990	0,538	1,370
		5,6	1,577	0,878	0,713	1,263
		7,8	1,687	1,053	0,326	1,707
		9	1,227			
	68,9 1,132	1,2	1,387	1,228	0,134	2,466
		3,4	1,775	0,811	0,835	1,215
		5,6	1,266	0,677	1,136	1,140
		7,8	1,425	0,926	0,503	1,466
		9	1,107			

Продолжение табл. 1.5

Фильтр		C	Коэффициенты K_r			
A_p , дБ s	A_s , дБ Ω_s	L	n		ϕ_n	Ω_n
	52,3	1,2	1,321	1,155	0,215	2,009
		3,4	1,499	0,577	1,432	1,100
	1,051	5,6	0,878	0,432	2,075	1,056
		7,8	1,089	0,739	0,843	1,267
		9	0,923			
	43,5	1,2	1,270	1,098	0,281	1,801
		3,4	1,341	0,443	2,009	1,059
	1,026	5,6	0,671	0,304	3,105	1,029
		7,8	0,900	0,617	1,154	1,185
		9	0,796			

Таблица 1.6. Типичные для фильтров значения ненагруженной собственной добротности катушек индуктивности и соответствующие диапазоны допусков*

Функция	A_p , дБ	Порядок фильтра, добротность ($Q_{\theta 1}$), допуск (Д)							
		n = 3		n = 5		n = 7		n = 9	
		$Q_{\theta 1}$	Д, %	$Q_{\theta 1}$	Д, %	$Q_{\theta 1}$	Д, %	$Q_{\theta 1}$	Д, %
ФНЧ – Чебышев	0,028	25	10	50	10	95	5	150	2
ФВЧ – Чебышев	0,100	30	10	65	5	120	5	190	1
	0,280	35	10	75	5	135	2	230	1
ФНЧ Баттерворт									
ФВЧ Баттерворт	3,010	30	10	40	10	60	5	90	5
ФНЧ – эллиптич.	0,028	–	–	65	5	115	2	175	1
ФВЧ – эллиптич.	0,100	–	–	80	5	140	2	215	1
	0,280			90	5	155	1	255	1

* Приведены минимальные значения собственных добротностей и максимальные значения допусков

предположений, положенных в основу расчетов. Кроме того, можно приближенно считать, что для значений f_c порядка 3–6 октав действительное значение собственного затухания A_i составляет A_p плюс 0,2–0,3 дБ на каждую индуктивность фильтра, а при значениях полосы пропускания, отличных от вышеуказанного диапазона, величина A_i должна считаться несколько большей. /Теперь скажем несколько слов о полосовых фильтрах. Мы будем различать два типа таких фильтров: узкополосные и широкополосные. Для первых отношение полосы пропускания B_p к средней геометрической частоте f_{mg} меньше или равно 10%, а для вторых – больше 10%. Узкополосные полосовые фильтры можно относительно просто реализовать на основе сравнительно высокодобротных элементов только при аппроксимации их характеристики функциями Баттерворта.

Таблица 1.7. Элементарные формулы для расчета частотных параметров полосовых фильтров (ПФ)

Средняя геометрическая частота:

$$f_{mg} = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}$$

Нижняя граничная частота:

$$f_{c1} = \frac{f_{mg}}{\left(\frac{f_{c2}}{f_{mg}}\right)}$$

Верхняя граничная частота:

$$f_{c2} = f_{mg} \cdot \frac{f_{mg}}{f_{c1}}$$

Нормированная расстройка:

$$\Omega_x = \frac{f_x^2 - (f_{c1} \cdot f_{c2})}{f_x \cdot (f_{c2} - f_{c1})}$$

Добротность фильтра:

$$Q_F = \frac{f_{mg}}{B_p}$$

Здесь B_p — ширина полосы пропускания фильтра (по уровню A_p);

f_{c1} — нижняя граничная частота фильтра (по уровню A_p);

f_{c2} — верхняя граничная частота фильтра (по уровню A_p);

f_{mg} — средняя геометрическая частота фильтра;

f_x — произвольная частота в области задержания фильтра;

Q_1 — добротность фильтра;

Ω_x — нормированная относительно f_x расстройка

В дальнейшем речь пойдет об интегральных структурах 2-го и 3-го порядков, т.е. с двумя-тремя контурами. В табл. 1.7 представлены элементарные соотношения для расчета частотно-зависимых параметров фильтров.

Вообще, трехконтурные структуры оказываются предпочтительными, особенно с неравномерностью $A_p = 0,1$ дБ и чебышевской характеристикой. Базовыми будут ФНЧ 3-го порядка П- и Т-конфигураций, изображенные на рис. 1.38 слева. Если $B_p \leq 30\%$, используют П-звенья, а если B_p от 30% до 70% — Т- и П-звенья; при еще больших значениях относительной полосы пропускания рекомендуется реализовывать полосовой фильтр в виде каскадно соединенных фильтров низких и высоких частот. Избирательные

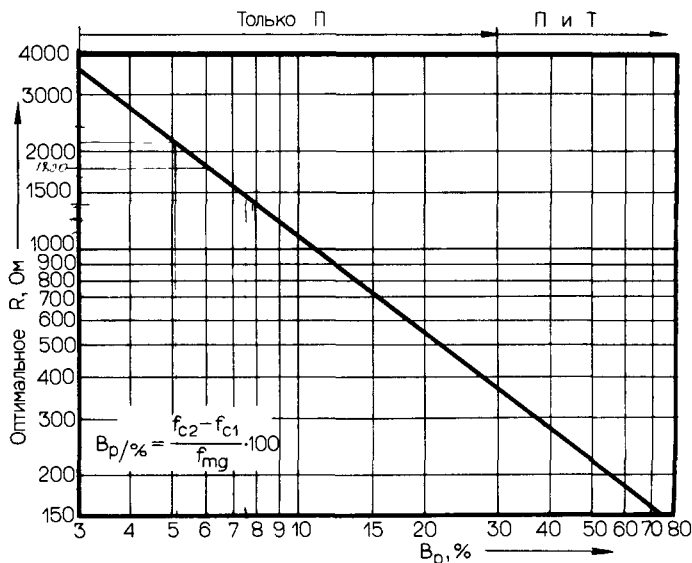


Рис. 1.44. Номограмма для определения оптимальных значений резонансного сопротивления в зависимости от ширины полосы пропускания для чебышевских и баттервортовских полосовых фильтров 3-го порядка в интегральном исполнении (см. также рис. 1.45).

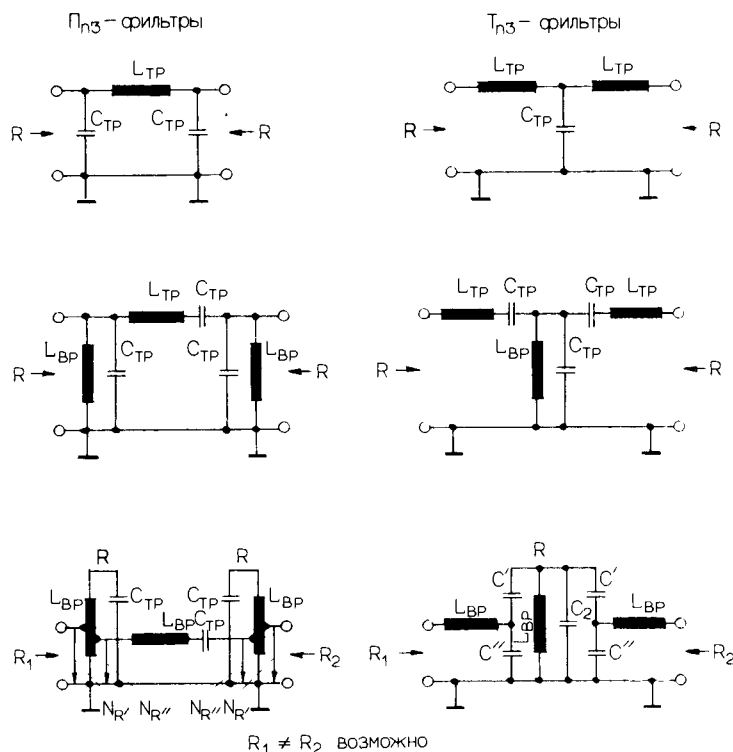


Рис. 1.45. Синтез схем полосовых фильтров в интегральном исполнении с характеристиками Чебышева и Баттерворта 3-го порядка (см. рис. 1.44 и табл. 1.8).

свойства фильтров зависят от их типа, что следует из рис. 1.39 и 1.40; для $n = 3$ нормированная расстройка Ω_x/f_x вычисляется по формуле, приведенной в табл. 1.7. На рис. 1.44, 1.45 и в табл. 1.8 представлена типовая методика проектирования. При использовании приведенного метода и расчетных формул следует обращать особое внимание на соотношения между B_p , Q_{0L} и $|A_p + A_i|$. На рис. 1.46 сконцентрированы данные, важные с практической точки зрения и полезные в ходе проектирования; следует отметить, что при расчете полосовых фильтров с чебышевской характеристикой, имеющих узкую полосу пропускания B_p , можно получить практически нереализуемые значения собственной добротности катушек индуктивности Q_{0L} .

Избежать этой трудности можно, если при расчетах использовать практически достижимые значения Q_{0L} , полученные в результате измерений или оценочных расчетов. В этом случае достаточно считать, что значение Q_{0L} равно удвоенной добротности фильтра Q_F . В результате этого предположения значение A_i будет более высоким. В качестве примера возьмем схему, часто применяемую в узкополосных ВЧ-усилителях, а именно П-образную схему с двумя параллельными колебательными контурами в интегральном исполнении. Соответствующая методика проектирования этого полосового фильтра с характеристикой Баттерворта второго порядка приведена на рис. 1.47 и в табл. 1.9, а его избирательные свойства иллюстрируются на рис. 1.48 и 1.40 ($n = 2$).

Следует отметить, что три или два колебательных контура полосового фильтра должны рассчитываться независимо от величины B_p на основе значения частоты f_{mg} . Корректное значение B_p получается в результате совместного включения колебательных

Таблица 1.8. Метод расчета схем, приведенных на рис. 1.45. Наряду с нижеприведенными формулами при проектировании используются значения A_p , соответствующие ФНЧ 3-го порядка

1. Определить оптимальное значение R
2. Выбрать П- или Т-структуру
3. Рассчитать базовую структуру ФНЧ для $f_c = f_{c2} - f_{c1}$, где f_{c1} и f_{c2} граничные частоты полосового фильтра
4. Определить среднюю геометрическую частоту полосового фильтра

$$f_{mg} = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}$$

5. Рассчитать

$$L_{BP} = \frac{1}{\omega_{mg}^2 \cdot C_{IP}}$$

- 6.1. Для П-ФНЧ: последовательно и параллельно включенные L , а также R_1 и R_2 преобразовать в параллельно включенную L :

$$N_{R'} = \sqrt{\frac{L_{BP}}{L_{IP}}} \text{ или } N_{R'} = \sqrt{\frac{R_{1,2}}{R}}$$

Имеется в виду общее число витков

- 6.2. Для Т-ФНЧ: последовательно включенные L преобразовать в R (пересчитать R_1 и R_2 в R):

$$C' = C_{TP} \sqrt{\frac{R_{1,2}}{R}}, \quad C'' = C_{TP} - C', \quad C_1 = \frac{C' \cdot C''}{C' + C''}, \quad C_{II} = 2C_1, \quad C_2 = C_{TP} - C_{II},$$

где C_1 и C_{II} используются как вспомогательные величины *

* В формуле для C_1 исправлена опечатка: в знаменателе знак умножения заменен на знак суммирования. Прим. перев.

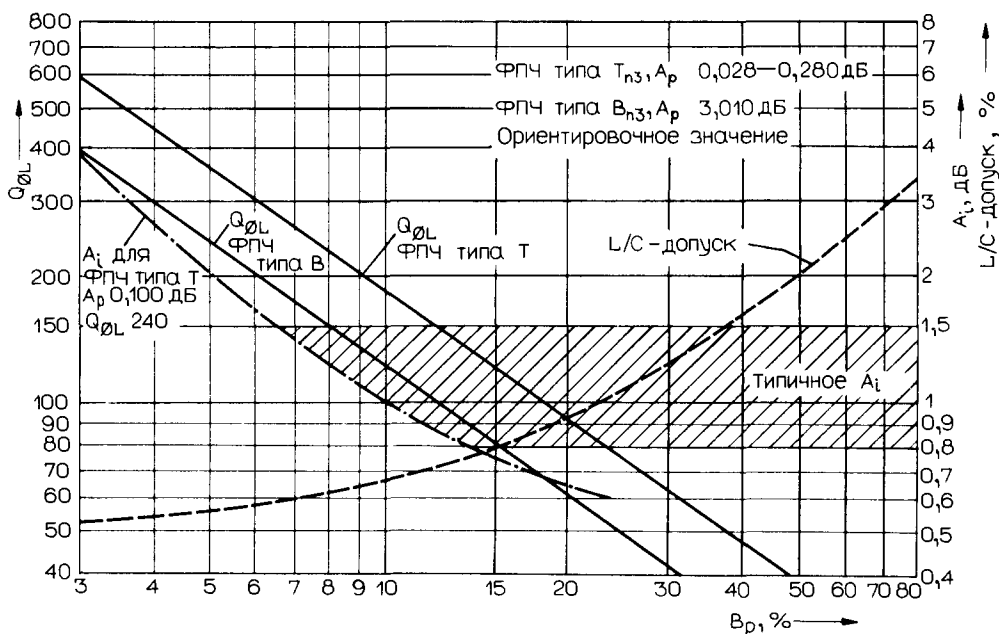


Рис. 1.46. Практически достижимые параметры полосовых фильтров в интегральном исполнении с характеристиками Чебышева и Баттерворта 3-го порядка ($ВР T_{n3}$ и $ВР B_{n3}$).

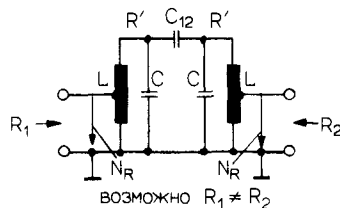


Рис. 1.47. Схема интегрального полосового фильтра (ПФ) 2-го порядка с характеристикой Баттерворта (BP-B_{n2}).

Таблица 1.9. Метод расчета схемы, приведенной на рис. 1.47, с характеристикой Баттерворта

1. Определить f_{mg} для полосового фильтра:

$$f_{mg} = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}$$

2. Для цепи C вычислить значение

$$C \approx \frac{1}{\omega_{mg} \cdot 100}$$

3. Рассчитать

$$C_{12} = C \cdot \frac{B_p}{f_{mg}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

4. Для цепи C определить действующее значение

$$C' = C + \frac{C \cdot C_{12}}{C + C_{12}}$$

5. Для цепи L определить

$$L = \frac{1}{\omega_{mg}^2 \cdot C'}$$

6. Рассчитать добротность индуктивности с учетом нагрузки

$$Q_{LL} = \sqrt{2} \cdot \frac{f_{mg}}{B_p}$$

7. Вычислить

$$R' = Q_{LL} \cdot \omega_{mg} \cdot L \cdot \left(\frac{Q_{0L}}{Q_{0L} - Q_{LL}} \right) \cdot 10^3$$

8. По R' и R_{1,2} определить

$$N_R = \sqrt{\frac{R_{1,2}}{R'}}$$

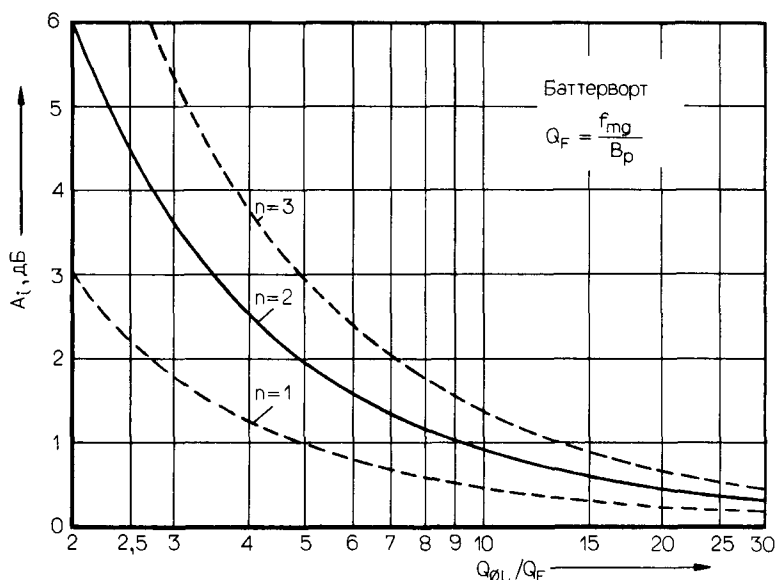


Рис. 1.48. Зависимость вносимого затухания от отношения ненагруженной добротности катушек к добротности фильтра для интегральных ПФ с характеристикой Баттерворта 1, 2 и 3-го порядков.

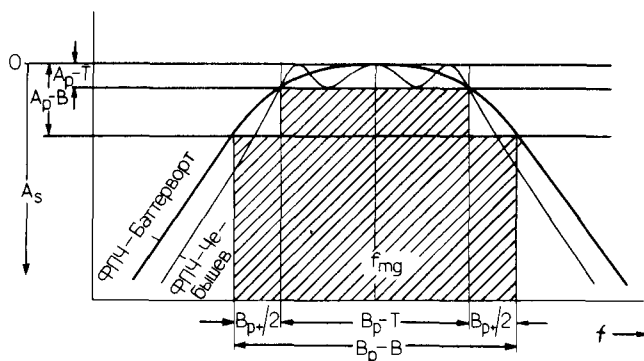


Рис. 1.49. Основное представление АЧХ при каскадировании интегральных ПФ с характеристикой Баттерворта (см табл. 1.10).

контуров и шунтирования их сопротивлениями R_1 и R_2 . Для полосового фильтра 3-го порядка $ВР_{пз}$ необходимо иметь в виду, что значения граничных частот f_{c1} и f_{c2} определяются внешними колебательными контурами, а величина A_p зависит от внутреннего контура, соединяющего внешние.

В случае, если к избирательным свойствам полосовых фильтров Баттерворта (ПФ-Б) с $A_p = 3$ дБ предъявляют особые требования, т.е. хотят, чтобы неравномерность спектра полезного сигнала A_p составляла, как и для полосовых фильтров Чебышева (ПФ-Ч), десятые доли децибела, тогда величина B_p фильтров Баттерворта будет больше, чем ширина спектра сигнала. Эта зависимость подтверждается характеристиками, приведенными на рис. 1.49. О требуемой величине B_{p+} для полосовых фильтров, образованных каскадным включением звеньев Баттерворта 2-го и 3-го порядков, можно судить на основе данных табл. 1.10. В этой таблице приведены также величины B_{p+} для двух каскадно включенных полосовых фильтров Баттерворта, для каждого из которых $A_p = 3$ дБ; при этом предполагается, что развязка между каскадами A_x составляет не менее 10 дБ.

Что касается проектирования широкополосных ($B_p > 70\%$) полосовых фильтров из ФНЧ и ФВЧ, то можно рекомендовать использовать методы, изложенные ранее. В данном случае оба фильтра независимо друг от друга формируют склоны частотной

Таблица 1.10. Значения B_p для каскадно включенных полосовых фильтров Баттерворта (к рис. 1.49)

Фильтр	B_{p+}		
	$A_p = 0,028$ дБ	$A_p = 0,100$ дБ	$A_p = 0,280$ дБ
ФПЧ-Б2	3,521	2,564	1,986
ФПЧ-Б3	2,315	1,866	1,570
ФПЧ-Б2 + ФПЧ-Б2	4,394	3,200	2,456
ФПЧ-Б2 + ФПЧ-Б3	3,597	2,653	2,078
ФПЧ-Б3 + ФПЧ-Б3	2,683	2,163	1,820

ФПЧ-Б2 – полосовой фильтр Баттерворта 2-го порядка,
 ФПЧ-Б3 – полосовой фильтр Баттерворта 3-го порядка,
 Составляющие B_{p+} отдельных каскадов фильтра имеют одинаковые значения. Взаимная развязка каскадов фильтра ≥ 10 дБ

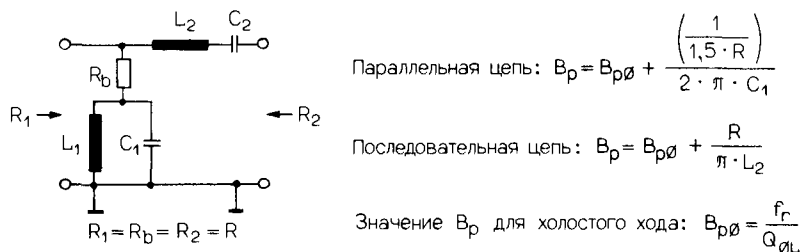


Рис. 1.50. Схема полосового диплексера и формулы для его расчета.

характеристики полосового фильтра и могут непосредственно каскадироваться. Также можно соединять интегральные полосовые фильтры с ФНЧ и ФВЧ.

В заключение рассмотрим так называемые диплексеры. Если необходимо соединить друг с другом две функциональные цепи, одна из которых является широкополосной, а другая, наоборот, обладает узкой полосой пропускания, то это можно сделать посредством специальной согласующей цепи, представляющей собой полосовой фильтр с характеристикой Баттерворта и образованный элементами L , C и R . Типичным примером устройства такого рода является цепь связи между диодным кольцевым смесителем и предусилителем ПЧ в приемнике. Оптимальная структура подобного устройства и соответствующие расчетные формулы приведены на рис. 1.50. Рекомендуется использовать колебательные контуры с одинаковыми полосами B_p (по уровню -3 дБ). Для получения минимального значения A_i необходимо применять индуктивности с максимально возможным значением Q_{0L} .

1.4. Кварцевые ПЧ-фильтры

Фильтрация сигналов промежуточной частоты (ПЧ) осуществляется, как правило, путем использования серийно выпускаемых кварцевых или монокристаллических фильтров, номенклатура которых чрезвычайно разнообразна. Для ряда устройств, таких, как преселекторы, системы с многократным преобразованием частоты, линии задержки в системах подавления импульсных помех, избирательные каскады в приемниках специального назначения, необходимо разрабатывать индивидуальные схемные решения. Во всех случаях желательно применять устройства минимальной сложности.

Учитывая вышесказанное, рассмотрим реализацию кварцевых полосовых избирательных цепей в виде решетчатых структур 2-го и 4-го порядков с характеристиками, аппроксимированными функциями Чебышева, Баттерворта и Гаусса, а также в виде многосвязных лестничных структур 2, 3 и 4-го порядков с чебышевской характеристикой. Все эти фильтры, как правило, реализуются путем соединения стандартных, выпускаемых серийно избирательных элементов. В дальнейшем изложении используются основные определения и понятия, относящиеся к полосовым фильтрам, приведенные в разд. 1.3 при описании L/C -цепей.

Рассмотрим полосовые фильтры, имеющие решетчатую структуру. Фильтры данного типа, реализованные на основе наиболее распространенных, серийно выпускаемых кварцевых резонаторов, и представленная ниже простая методика их проектирования позволяют получить типичное значение относительной ширины полосы пропускания $B_p \sim 0,02-0,35\%$, т.е. 200–3500 Гц на 1 МГц, что, впрочем, не является значительным ограничением для основных практически важных случаев.

На рис. 1.51 изображены соответствующие функции для фильтров с различными характеристиками. Следует отметить, что значение затухания на частотах f_{c1} и f_{c2} для всех характеристик составляет 3 дБ, и это позволяет осуществить их непосредственное сравнение. На рис. 1.52 и 1.53 приведены рекомендуемые схемы фильтров и формулы

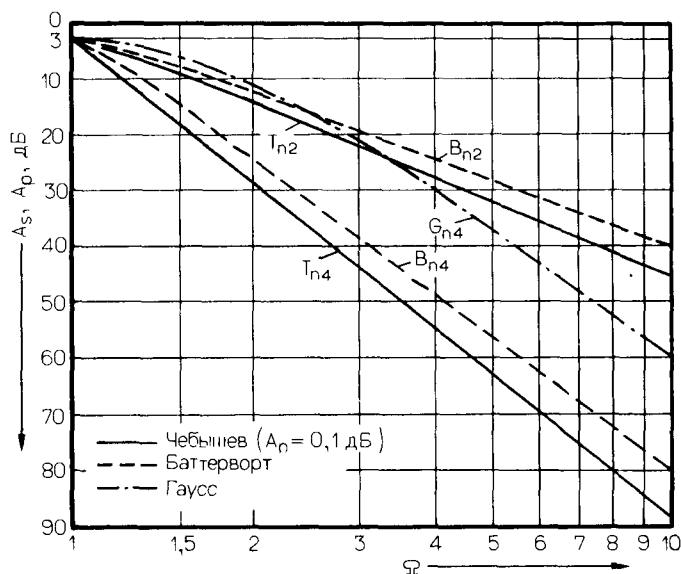


Рис 1.51 Типовые параметры фильтров с характеристиками Чебышева (Т), Баттерворта (В) и Гаусса (Г) 2-го и 4-го порядков

для их проектирования. В табл. 1.11 даны соответствующие коэффициенты k и q , используемые при расчетах. Информация о типичных значениях L/C широко распространенных кварцевых резонаторов дается на рис. 1.54. На рис. 1.55 изображены переходные характеристики (отклик на скачок напряжения на входе) рассмотренных решетчатых фильтров 4-го порядка. Величины сопротивлений R_1 и R_2 этих фильтров в общем значительно больше 50 Ом. Если необходимо использовать данные устройства с каскадами, имеющими меньшее входное/выходное сопротивление, то согласование можно осуществить путем уменьшения числа витков во входной/выходной обмотке трансформатора или путем применения трансформаторов с отводами (автотрансформаторное включение). Этот способ иллюстрируется в табл. 1.9; вполне допустимо, что $R_1 \neq R_2$.

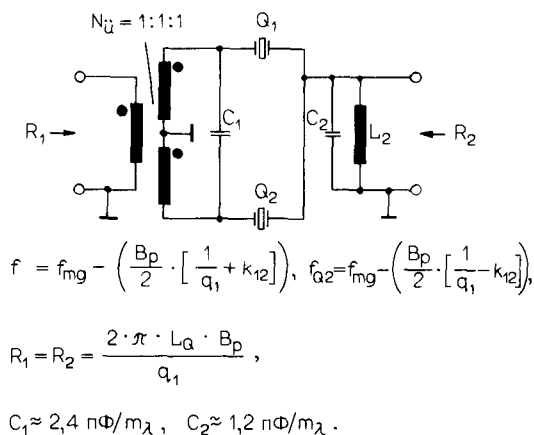
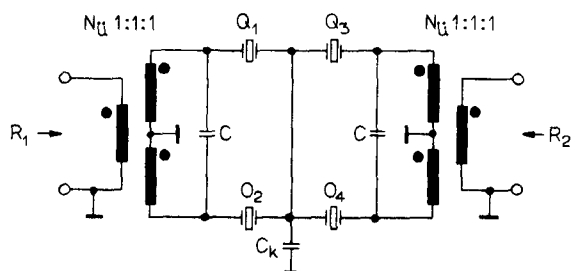


Рис 1.52. Схема решетчатого полосового фильтра 2-го порядка и расчетные формулы

Контур из емкости C_1 и индуктивностей обмоток трансформатора и контур, образованный $L_2 C_2$, имеют резонансную частоту, равную f_{m9}



$$f_{Q1} = f_{mg} - \left(\frac{B_p}{2} \cdot [k_{23} + k_{12}] \right), \quad f_{Q2} = f_{mg} - \left(\frac{B_p}{2} \cdot [k_{23} - k_{12}] \right),$$

$$f_{Q3} = f_{mg} - \left(\frac{B_p}{2} \cdot [k_{23} + k_{34}] \right), \quad f_{Q4} = f_{mg} - \left(\frac{B_p}{2} \cdot [k_{23} - k_{34}] \right),$$

$$C_k = \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot B_p \cdot f_{mg} \cdot L_q \cdot k_{23}}; \quad \text{Емкости } C \text{ и индуктивности}$$

обмоток трансформаторов образуют резонансные контуры с частотой f_{mg} ; $\approx 2,4 \text{ пФ/м}\lambda$

$$R_1 = \frac{\pi \cdot L_q \cdot B_p \cdot (k_{23}^2 \cdot q_1^2 + 1)}{q_1}, \quad R_2 = \frac{\pi \cdot L_q \cdot B_p \cdot (k_{23}^2 \cdot q_4^2 + 1)}{q_4}$$

Рис. 1.53. Схема решетчатого полосового фильтра 4-го порядка и расчетные формулы.

Таблица 1.11. Коэффициенты для расчета полосовых фильтров, приведенных на рис. 1.52 и 1.53

Коэффициенты	n = 2		n = 4		
	ФПЧ-Ч	ФПЧ-Б	ФПЧ-Ч	ФПЧ-Б	ФПЧ-Г
k_{12}	0,71	0,71	0,69	0,84	2,28
k_{23}	—	—	0,54	0,54	0,76
k_{34}	—	—	0,69	0,84	0,99
q_1	1,64	1,41	1,35	0,77	0,27
q_4	—	—	1,35	0,77	0,41

ФПЧ-Ч – полосовой фильтр с характеристикой Чебышева,
 ФПЧ-Б – полосовой фильтр с характеристикой Баттерворта,
 ФПЧ-Г – полосовой фильтр с характеристикой Гаусса,
 ФПЧ-Ч имеет $A_p = 0,1 \text{ дБ}$, f_{c1} и f_{c2} берутся по уровню -3 дБ

Вообще говоря, наилучшими избирательными свойствами обладают полосовые фильтры с чебышевской характеристикой. С точки зрения задержки сигнала и оптимизации группового времени запаздывания лучшие результаты можно получить, используя полосовые фильтры с характеристикой Баттерворта и особенно Гаусса. Необходимо иметь в виду, что, хотя в основу расчета положен чебышевский полосовой фильтр с $A_p = 0,1 \text{ дБ}$, практически неравномерность характеристики фильтра в полосе пропускания достигает почти 2 дБ.

Рассмотрим многозвенные лестничные фильтры. Они обладают несимметричной частотной характеристикой и могут удовлетворить практически любым разумным требованиям. Фильтры этого типа применяются в основном в диапазоне 3–12 МГц,

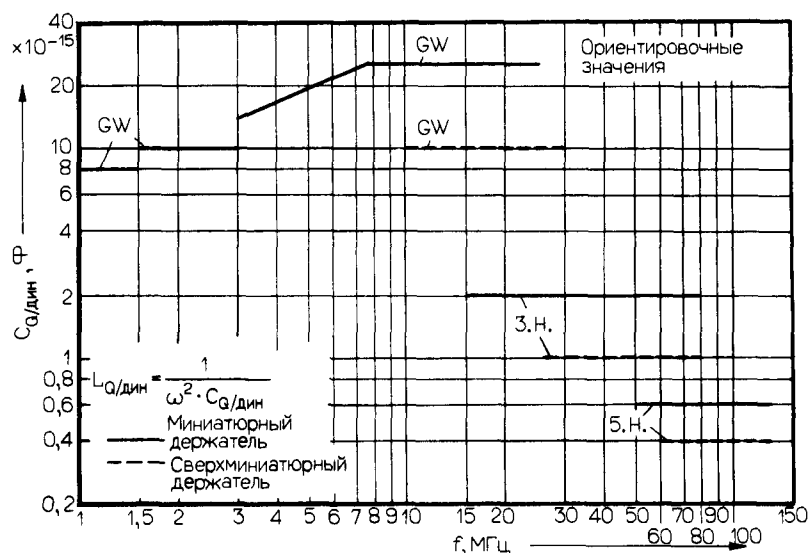


Рис. 1.54. Типовые значения L/C высококачественных кварцевых резонаторов, выпускаемых серийно.

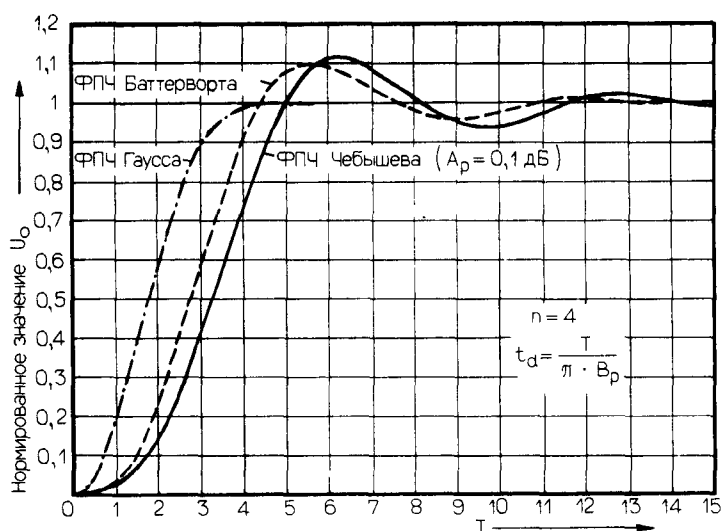


Рис. 1.55. Переходная характеристика решетчатого кварцевого фильтра 4-го порядка.

так как на более низких частотах и особенно на более высоких нельзя использовать распространенные, серийно выпускаемые кварцы. Можно рекомендовать для данных фильтров следующий диапазон значений полосы пропускания B_p : 0,007–0,1%, т.е. 70–1000 Гц на 1 МГц. Для фильтров с $B_p \geq 0,03\%$ можно использовать кварцы с относительно невысокой добротностью, имеющие низкую стоимость.

На рис. 1.56 приведены типичные частотные характеристики лестничных фильтров 2, 3 и 4-го порядков, а также соответствующих двухкаскадных фильтров. На рис. 1.57 изображены схемы фильтров и расчетные формулы.

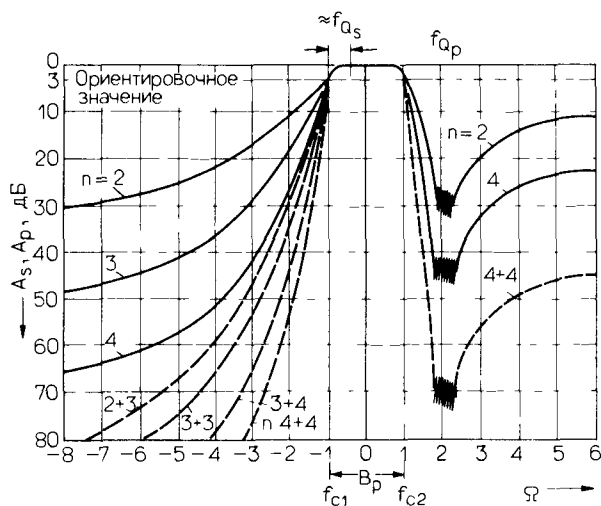


Рис. 1.56 Типовая амплитудно-частотная характеристика лестничных полосовых фильтров 2, 3 и 4-го порядков, в том числе для двух последовательно соединенных идентичных каскадов.

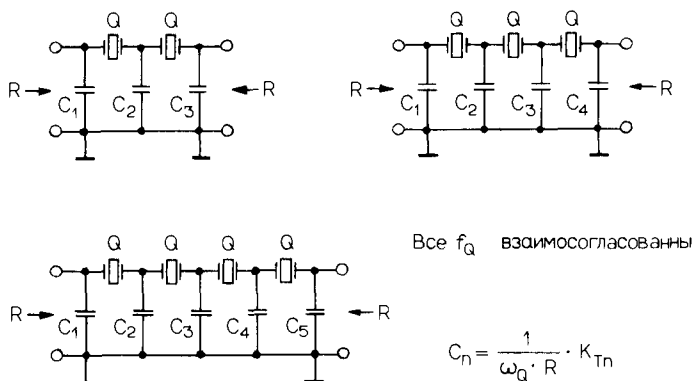


Рис. 1.57. Схемы лестничных полосовых фильтров 2, 3 и 4-го порядков и расчетные формулы.

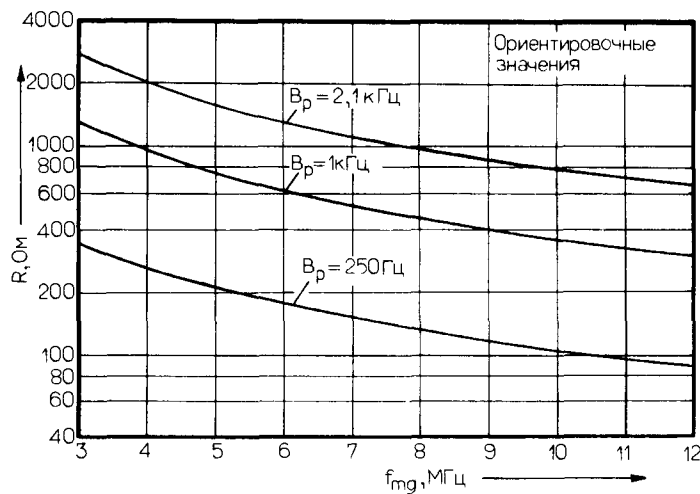
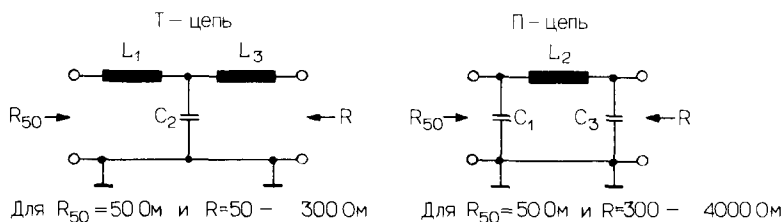


Рис. 1.58. Типовая зависимость входного сопротивления лестничных полосовых фильтров, изображенных на рис. 1.57, от частоты.

Таблица 1.12. Коэффициенты для расчета полосовых фильтров, приведенных на рис. 1.57.

C_n	Коэффициенты K_T		
	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$
1	1,000	0,707	0,414
2	2,000	2,121	1,820
3	1,000	2,121	2,828
4		0,707	1,820
5			0,414



$$C_n = \frac{1}{\omega_{mg} \cdot X_{Cn}}; \quad L_n = \frac{L_{Ln}}{\omega_{mg}}; \quad B_{p/-3\text{дБ}} = \frac{f_{mg}}{Q_B}; \quad Q_{\phi L} \geq 18 \cdot Q_B$$

Рис. 1.59. Широкополосные избирательные согласующие цепи для лестничного полосового фильтра.

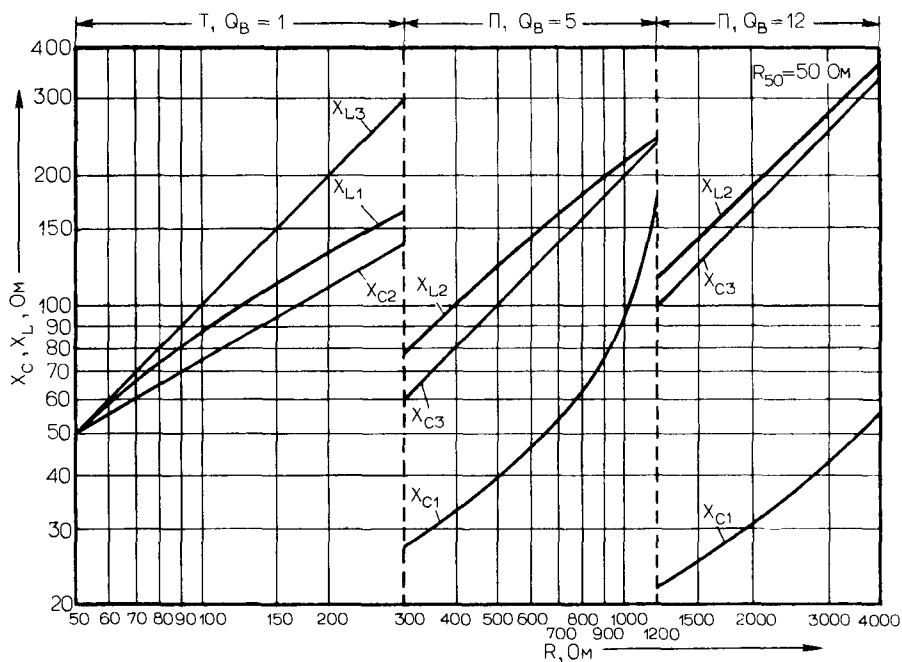


Рис. 1.60. Значения реактивных сопротивлений компонент фильтров приведенных на рис. 1.59.

На рис. 1.58 показана зависимость входного сопротивления фильтров от частоты f_{mg} при различных значениях V_p ; зависимость при промежуточных значениях V_p можно получить с достаточной точностью путем интерполяции. В табл. 1.12 приведены значения коэффициентов K_T , используемые при расчетах.

Для перехода от относительно высокого значения входного сопротивления фильтра (R) к величине 50 Ом (R_{50}) можно использовать схемы, изображенные на рис. 1.59, для которых значения реактивных элементов приведены на рис. 1.60.

Неравномерность АЧХ в полосе пропускания для лестничных структур составляет 1–2 дБ и пропорционально увеличивается при их каскадировании. В этом случае предполагается, что взаимная развязка между каскадами (A_x) составляет более 10 дБ.

Во всех описанных здесь полосовых кварцевых фильтрах необходимо применять кварцы, допуск резонансной частоты которых не превышает 20% от V_p фильтра, например для $V_p \approx 2000$ Гц он составляет ≤ 400 Гц. При величине $V_p \approx 0,025\%$ значение вносимого затухания A_i для решетчатого фильтра равно 1–2 дБ, а для лестничного – 0,08–1,5 дБ. Вносимое затухание A_i увеличивается с ростом числа кварцев и снижается пропорционально росту $V_p\%$, при этом величина A_i зависит от собственной добротности кварцевых резонаторов. Согласующие цепи, изображенные на рис. 1.59, вносят дополнительное затухание от 0,3 до 0,5 дБ в зависимости от числа индуктивностей. Всегда следует использовать катушки индуктивности с максимальной ненагруженной добротностью Q_{0L} .

1.5. Широкополосные диодные смесители

В данном разделе рассмотрены схемы пассивных устройств, в которых применяются сверхвысокочастотные смесительные диоды Шотки. Термин «пассивные» означает, что рассматриваемые устройства обладают собственным затуханием и способны к развязке последующих каскадов. Это свойство особенно ценно для снижения интермодуляционных искажений¹⁾ в проектируемых приемниках и при применении в модуляторах передатчиков, где для дальнейшего усиления мощности используются специально спроектированные усилители. Чтобы получить высокие, качественные показатели, необходимо использовать балансные устройства; оптимальной с этой точки зрения является схема двойного балансного кольцевого смесителя.

Как основные качественные показатели для схем смесителей используются так называемая «точка пересечения 3-го порядка» IP_{13} ²⁾ и связанное с ней значение мощности гетеродина $P_{\text{гг}}$.

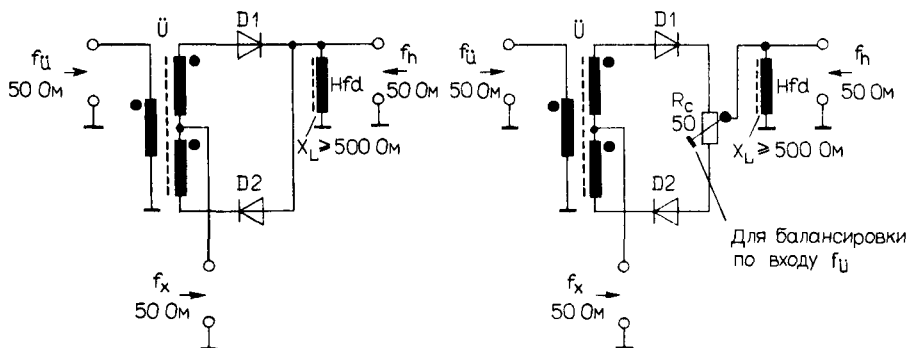
Общепотребительной будет следующая классификация:

Очень низкий уровень IP_{13}	$\leq +7$ дБм	$P_{\text{гг}} \leq \emptyset$ дБм
Низкий уровень	$\sim +13$ дБм	$\sim +7$ дБм
Средний уровень	$\sim +20$ дБм	$\sim +13$ дБм
Высокий уровень	$\sim +25$ дБм	$\sim +17$ дБм
Очень высокий уровень	$\geq +30$ дБм	$\geq +20$ дБм

Пассивные смесители двух первых названных выше классов на практике используются редко; смесители этих классов, как правило, выполняются в виде интегральных микросхем. Распространенное название «смеситель стандартного уровня мощности» относится, вообще говоря, к устройству второго класса: смесителю низкого уровня.

¹⁾ Интермодуляция – возникновение помех на выходе устройства при действии на его входе двух или более сигналов, частоты (например, f_1 и f_2) которых не совпадают с частотой основного сигнала (и приводят к помехам на частоте основного сигнала). Интермодуляция 3-го порядка представляет комбинацию $2f_1 - f_2$ или $2f_2 - f_1$. – Прим. ред.

²⁾ Точка IP_{13} соответствует точке на амплитудной характеристике абсолютно линейного усилителя, при подаче на вход которого сигналов с частотами f_1 и f_2 образуются продукты интермодуляции 3-го порядка, равные по амплитуде рабочему сигналу. – Прим. ред.



$IP_{13} \approx +17$ дБм, $KP_1 \approx 3$ дБм, $A_1 \approx 10$ дБ, $R_u \approx 11$ дБм, P_t 200 мВт;
Источники и нагрузка широкополосные и частотно-независимые;
D1, D2 — диоды Шотки HP 2900 или подобные; $\ddot{U}$ с N_u 1:1:1

Рис. 1.61. Схемы и параметры двух простых балансных смесителей для сигналов среднего уровня мощности.

Следующими важными параметрами, характеризующими смеситель, являются: вносимое (собственное) затухание $A_i^{(1)}$, собственные шумы F_M и взаимная развязка входов A_x . При этом для кольцевых смесителей типичное значение A_i составляет 5,5–6,5 дБ, из них ≈ 3 дБ приходится (согласно основному определению $f_z = f_u \pm f_h$) на нежелательную и поэтому отфильтрованную компоненту. Значение $F_M \approx 0,5$ дБ (при использовании диодов Шотки) вследствие малости может не приниматься во внимание или учитываться в величине A_i . Величина A_x для сигнальных входов может достигать более 25 дБ, а развязка сигнальных и гетеродинного входов может превышать 45 дБ. На частотах выше 150 МГц наблюдается ухудшение качества смесителей. Значение КСВ (s) отчетливо зависит от мощности раскочки, особенно от мощности гетеродина $P_{\ddot{U}}$.

На рис. 1.61 представлены схемы и характеристики двух простых балансных смесителей, относящихся к классу смесителей среднего уровня мощности. В связи с их средними качественными показателями эти смесители используются преимущественно в модемах (модулятор/демодулятор). Таблица 1.13 позволяет сравнить свойства балансных и двойных балансных смесителей.

Теперь поговорим о двойных балансных смесителях, которые применяются в высококачественных приемных и передающих устройствах, а также в измерительной технике.

В связи с относительно высокими требованиями, предъявляемыми к динамическому диапазону, будем рассматривать только схемы, относящиеся к среднему уровню мощности. Эти схемы, как изображено на рис. 1.62, включают в себя два симметризирующих трансформатора согласующего типа с Z_u 1:|2:2| (см. рис. 1.5), диодный кольцевой смеситель на основе диодов Шотки и симметризирующую емкость C_c , которая улучшает развязку между входами A_x . Для $P_{\ddot{U}} = +13$ дБм величина IP_{13} составляет +|20–22| дБм, а точка компрессии по входу $KP_1 = +|7–9|$ дБм.

Смесители высокого уровня мощности отличаются от рассмотренного устройства только тем, что каждое плечо смесительного кольца образовано не одним, а двумя последовательно включенными диодами Шотки, что показано на рис. 1.63. При $P_{\ddot{U}} = +17$ дБм удается получить $IP_{13} \approx +|25–27|$ дБм и $KP_1 \approx +|13–15|$ дБм.

¹⁾ Более принятым параметром, характеризующим смеситель, считаются потери преобразования. — Прим. ред.

Таблица 1.13. Сравнение качественных показателей балансного и двойного балансного диодных смесителей

№	Параметры	Балансный смеситель	Двойной балансный смеситель
1	Вносимое затухание *, дБ	10 13	5 8
2	Развязка между входами, дБ	$f_h : f_u$	20
		$f_x : f_u$	20
		$f_h : f_x$	6
3	s (КВВ)	f_u	2,5
		f_h	2,5
		f_x	2,5
4	Динамический диапазон	1	2
5	Уровень высших гармонических составляющих	1	0,5
6	Подавление шумов АМ по входу f_u , дБ	20 30	30 50

* Относительно одной из двух боковых составляющих (SSB). Параметры 4 и 5 выражены в относительных единицах. Выходные сопротивления генераторов и сопротивление нагрузки имеют активный характер в широком диапазоне частот

Смесители очень высокого уровня мощности отличаются от описанных смесителей среднего уровня тем, что каждый диод в кольце включается последовательно с цепью из параллельно соединенных резистора R и конденсатора C , как следует из рис. 1.64. Реактивное сопротивление конденсатора C_r должно составлять ≤ 50 Ом на самой низкой частоте рабочего диапазона $f_u \pm f_x$. Для $P_u = +20$ дБм типичны значения $IP_{13} \approx +30-33$ дБм и $KP_1 \approx +15-18$ дБм.

Что касается требований, предъявляемых к трансформаторам при проектировании, то мы будем ориентироваться на содержание разд. 1.1. Схему, приведенную на рис. 1.5, можно использовать для всех трех описанных выше смесителей любого класса мощности. Частотная характеристика входа (частота f_x) начинается с 0 Гц, что позволяет передавать самые низкие частоты рабочего спектра; по обоим другим входам (при некомпенсированных трансформаторах) ширина полосы рабочих частот достигает

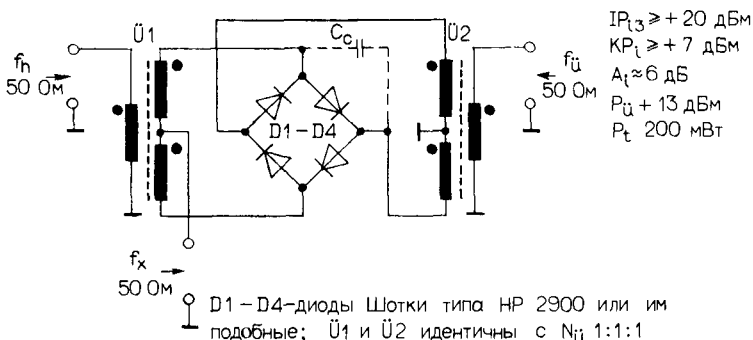


Рис. 1.62. Схема и параметры кольцевого смесителя для сигналов среднего уровня мощности.

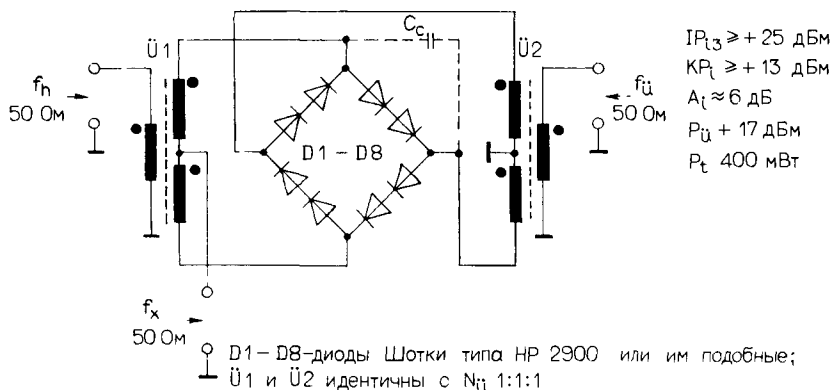


Рис. 1.63. Схема и параметры кольцевого смесителя для сигналов высокого уровня мощности.

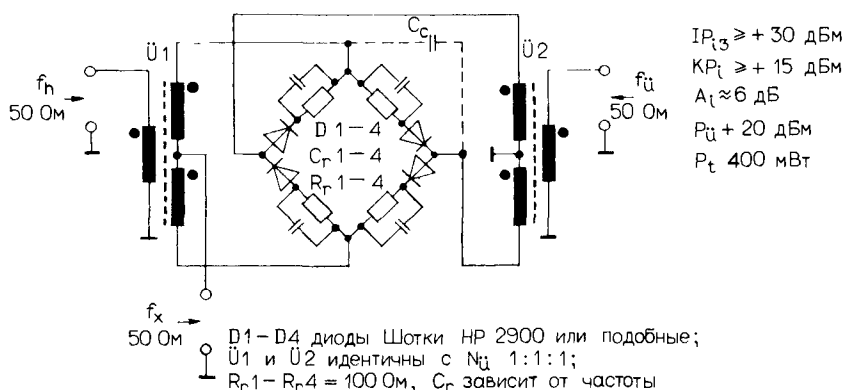


Рис. 1.64. Схема и параметры кольцевого смесителя для сигналов сверхвысокого уровня мощности

Таблица 1.14. Пример параметров элементов кольцевых смесителей, приведенных на рис. 1.62–1.64, и их зависимость от частоты

К	Частотный диапазон *	
	5 (0,009) 120 МГц	50 (5) 300 МГц
$\bar{U}$	4 + 4 + 4 витка, провод $\varnothing = 0,16$ мм, медный лакированный, намотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-72	2 + 2 + 2 витка, провод $\varnothing = 0,16$ мм, медный лакированный, намотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-43
C_c	1,2 6,0 пФ, воздушный подстроечный конденсатор	0,4–3,5 пФ, воздушный подстроечный конденсатор
C_r	1 мкФ/50 В, многослойный керамический конденсатор	2,2 нФ/50 В, многослойный керамический конденсатор
R_r	100 Ом/0,33 Вт, металлопленочный резистор	100 Ом/0,33 Вт, металлопленочный резистор

* Значение нижней граничной частоты для входов f_u и f_h ; для входа f_x оно равно 0 Гц, значения в скобках справедливы для смесителей сверхвысокого уровня мощности (зависят от C_r)

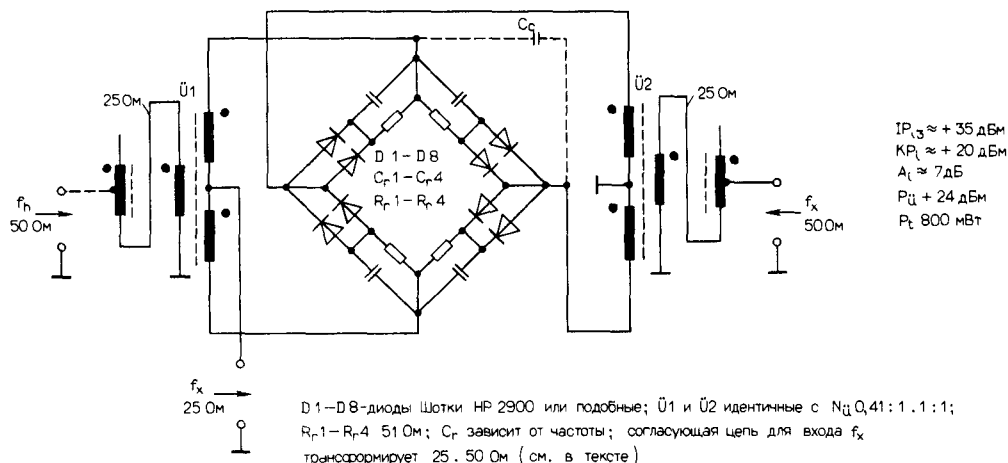


Рис. 1.65. Схема и параметры кольцевого смесителя с увеличенным динамическим диапазоном для сигналов сверхвысокого уровня мощности.

пяти октав. В области верхних рабочих частот частотная характеристика для всех трех входов падает практически одинаково. В табл. 1.14 приведены сведения о конструкции и номиналах элементов для кольцевых смесителей, представленных на рис. 1.62–1.64, для двух диапазонов рабочих частот.

На рис. 1.65 изображена еще одна схема смесителя, относящегося к классу сверхвысокого уровня мощности; она обладает расширенным динамическим диапазоном. Высокая эффективность достигается путем параллельного включения двух смесительных колец (см. рис. 1.64) и использования модифицированного симметрирующего трансформатора с $Z_{\Sigma} 1:1:1$. Номинал C_r выбирают таким образом, чтобы его реактивное сопротивление X_c равнялось 25 Ом на низшей частоте диапазона $f_{\Sigma} \pm f_z$. Схема расположения обмоток трансформатора приведена на рис. 1.66. Для $P_{\Sigma} = +24$ дБм результирующее значение IP_{Σ} и KP_{Σ} составляет около +35 дБм и +20 дБм соответственно. Необходимо принимать во внимание наличие паразитного излучения при уровнях мощности P_{Σ} более 0,25 Вт и осуществлять соответствующее экранирование конструкции. Входное сопротивление для входа частоты f_x , равное в данной схеме 25 Ом, можно преобразовать к номинальному значению 50 Ом при помощи одного из двух согласующих устройств, изображенных на рис. 1.67. Т-образную структуру (рис. 1.67, а) следует применять тогда, когда необходимо обеспечить для входа частоты f_x частотную характеристику, начинающуюся с 0 Гц. Диплексер (рис. 1.67, б) следует использовать в тех случаях, когда вход частоты f_x является входом промежуточной частоты. Параметры трансформаторов и колебательных контуров для обеих структур

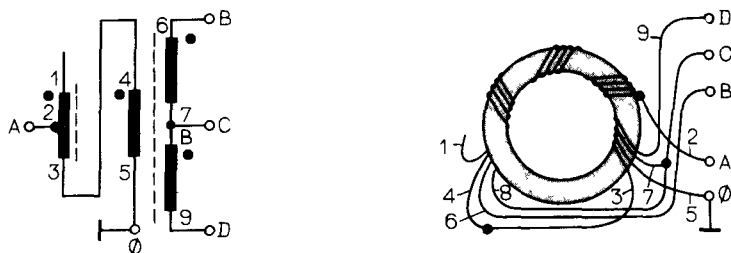
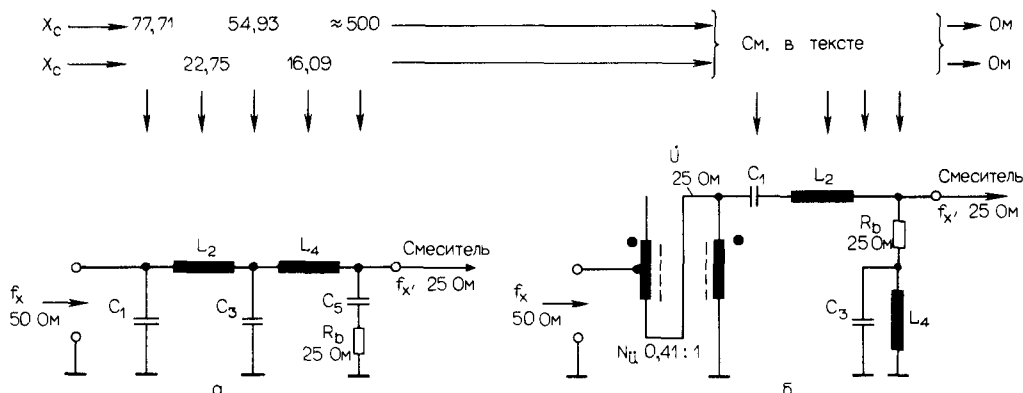


Рис. 1.66. Схема и расположение обмоток на тороидальном сердечнике симметрирующего трансформатора, приведенного на рис. 1.65.



Величина частоты для X соответствует f_c для ФНЧ и f_{mg} для ФПЧ. $C = \frac{1}{\omega \cdot X_c}$, $L = \frac{X_L}{\omega}$

Рис. 1.67. Схемы двух устройств для согласования сопротивления со стороны входа f_x с входным сопротивлением смесителя и расчетные формулы для смесителя, изображенного на рис. 1.65. а – реализация в виде низкочастотного диплексера для работы в диапазоне частот от 0 Гц; б – реализация в виде полосового фильтра для работы в диапазоне промежуточных частот.

приведены на рис. 1.2 и 1.50 соответственно. Величина собственных потерь A_s согласующих устройств составляет 0,3–0,5 дБ и зависит от собственной добротности используемых катушек индуктивности.

В табл. 1.15 для двух диапазонов рабочих частот приведены параметры элементов

Таблица 1.15. Пример зависящих от частотного диапазона параметров элементов для комбинации схем, приведенных на рис. 1.65 и 1.67

Частотный диапазон	
К	f_h 45 МГц (30–200 МГц) f_r 0,009–30,0 МГц f_u 30–200 МГц
К	f_h 30–200 МГц f_x 10,7 МГц (2–30 МГц) f_u 30–200 МГц
Ü1, Ü2	5 + 5 + 5 + 5 витков, провод $\varnothing = 0,16$ мм, медный эмалированный, отвод от 3-го витка сверху, намотка скрученным проводом на тороидальном сердечнике FT-23-43
C_c	0,4–3,5 пФ, воздушный подстроечный конденсатор
R_b	2 × 51 Ом/0,33 Вт, соединены параллельно, металлопленочные резисторы
R_r	51 Ом/0,33 Вт, металлопленочный резистор
C_r	2,2 мкФ/50 В, многослойный керамический конденсатор
C_1	68,3 пФ
L_2	0,121 мкГн
C_3	96,6 пФ
L_4	0,084 мкГн
C_5	10 пФ
Ü	–
	10 нФ/50 В, многослойный керамический конденсатор
	148,7 пФ
	1,487 мкГн
	744 пФ
	0,298 мкГн
	5 + 5 витков, провод $\varnothing = 0,16$ мм, медный эмалированный, отвод от 3-го витка сверху, 50-омная линия выполнена на тороидальном сердечнике FT-23-72

Примечание ФНЧ с $f_c =$ МГц, ФПЧ с $f_{mg} = 10,7$ МГц

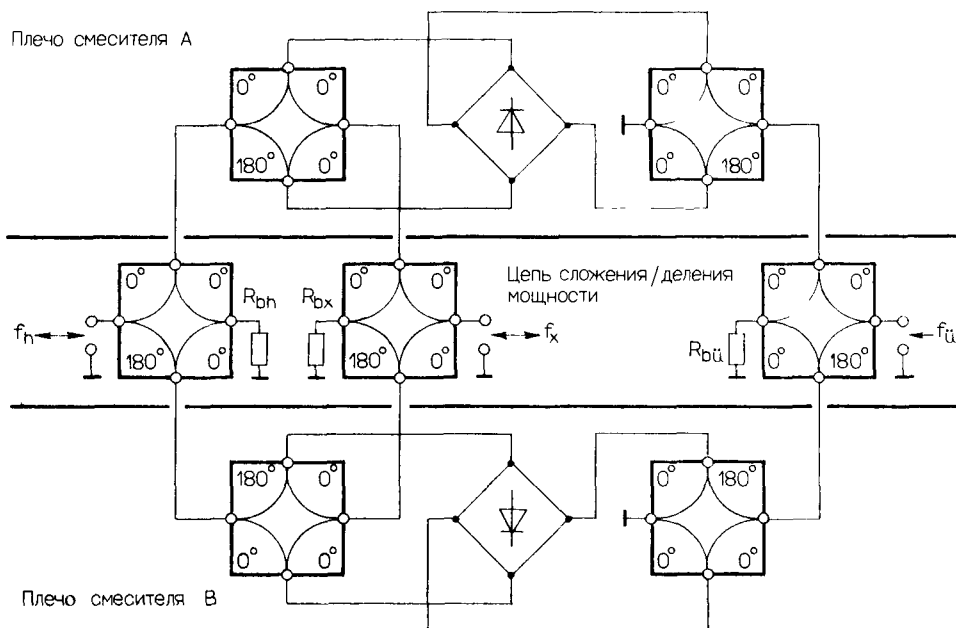


Рис. 1.68. Схема мощного «дуального смесителя». В обоих каналах устройств данного типа используются, как правило, смесители сигналов сверхвысокого уровня мощности, аналогичные изображенному на рис. 1.65.

комбинации схем, представленных на рис. 1.65 и 1.67. Указанные значения справедливы для обеих структур, изображенных на рис. 1.67.

На рис. 1.68 представлена структурная схема смесителя, известного под названием «дуальный смеситель». Смеситель образован двумя ветвями из кольцевых балансных смесителей, которые соединены со стороны входов f_h и f_u противофазно, а со стороны входа f_x синфазно; это достигается путем соответствующего включения $0^\circ/180^\circ$ и 0° гибридных ответвителей. Данное устройство при использовании в его ветвях смесителей, изображенных на рис. 1.65, имеет следующие характеристики: при $P_u = +27$ дБм (0,5 Вт) значение $IP_{13} \approx +[38-40]$ дБм, а $KP_1 \approx +[23-25]$ дБм. Величина A_1 равна 7–9 дБ в зависимости от типа используемых устройств, взаимной связи ветвей смесителя. Развязка A_x между входами f_h и f_x , f_u и f_x примерно на 30 дБ больше, чем соответствующие значения для одиночного смесителя; одновременно снижаются примерно на 10–20 дБ уровни высших гармоник. При реализации такого рода структур следует обращать особое внимание на необходимость тщательной амплитудной и фазовой балансировки отдельных ветвей смесителя. При проектировании всегда выполняйте следующие рекомендации:

1. Информационный сигнал должен поступать на вход одного из трансформаторов, а сигнал гетеродина подаваться на вход другого трансформатора; никогда не включайте иначе! (В качестве критерия служит развязка A_x .)
2. Диоды и трансформаторы, используемые в устройстве, должны обладать как можно более идентичными электрическими параметрами (это определяет фазовый и амплитудный баланс). Требуется индивидуальная сортировка и отбор элементов из числа поставляемых производителями. Обмотки трансформаторов должны быть выполнены без видимых отличий.
3. Монтаж трансформаторов и элементов смесительного кольца должен выполняться как можно более симметричным и осуществляться проводниками минималь-

ной длины. Для эффективного симметрирования смесителя (для достижения максимального значения A_x) может потребоваться кроме подбора конденсатора C_c переключение половин симметричной обмотки одного (любого) из трансформаторов. При этом необходимо соблюдать правильную фазировку обмоток и обращать внимание на подключение выводов, обозначенных точками.

4. Следует в первую очередь согласовывать выходное сопротивление источника с входным сопротивлением смесителя по входу информационного сигнала f_x ; с точки зрения частотных свойств входы f_h и f_x являются взаимозаменяемыми.
5. Сигнал гетеродина должен поступать от линейного широкополосного источника. Следует избегать применения в этой цепи гетеродина любых частотно-избирательных цепей. Значение развязки A_x относительно фильтра частоты f_H должно составлять не менее 10 дБ.

1.6. Широкополосные усилители малых сигналов

Для усиления малых сигналов чаще всего используют монолитные интегральные схемы (ИС). В настоящее время серийно выпускается много типов ИС для разнообразных применений. Тем не менее существуют такие задачи, решая которые можно добиться наилучших результатов, если использовать специально разработанные устройства, реализованные на дискретных элементах, по совокупности параметров точно соответствующие специфическим требованиям и в этом смысле являющиеся оптимальными.

К таким устройствам относятся усилители, обладающие сравнительно большим динамическим диапазоном и/или чувствительностью, а также высокой линейностью амплитудной характеристики.

Для достижения данной цели наиболее подходят схемы с отрицательной обратной связью; в них используются малощумящие биполярные транзисторы с большим коллекторным током, относящиеся к категории дешевых СВЧ-транзисторов. Предельная частота f_T ¹⁾ этих полупроводниковых приборов, составляющая 4–5 ГГц, позволяет реализовывать усилители с предельной частотой более 1 ГГц и полосой пропускания около десяти октав. Они имеют при этом во всем рабочем диапазоне почти идентичные значения входного и выходного сопротивлений и поэтому идеально подходят для использования в 50-омных устройствах.

Структуры с отрицательной обратной связью следует рассматривать с учетом специфики их применения. Так, если необходимо обеспечить оптимальный динамический диапазон и одновременно высокую чувствительность, то в цепи обратной связи следует использовать нешумящие реактивные элементы (X-обратная связь). Если же требуется большой динамический диапазон, то можно использовать простые схемы с активными омическими сопротивлениями в качестве элементов отрицательной обратной связи (R-образная связь).

Критериями для выбора транзисторов кроме предельного тока и допустимой мощности рассеяния являются прежде всего величина f_T и динамический коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером (ОЭ) β_0 (измеряется на частоте 1 кГц). Возможное значение предельной рабочей частоты для этого усилителя можно приблизительно определить по формуле $10 \cdot (f_T/\beta_0)$, а частотно-зависимый коэффициент усиления тока β_f можно аппроксимировать с достаточной для практики точностью функцией f_T/f , т. е. $\beta_f \leq \beta_0$; следует отметить, что допуски на значения β_0 достигают $-50/+500\%$ от приведенных в справочниках значений (как правило, 50–80). В последующих расчетах можно рекомендовать применять при коллекторных токах

¹⁾ Предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером f_T — частота, на которой модуль коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ в режиме короткого замыкания выходной цепи уменьшается до единицы ($|\beta| = |h_{21}| = 1$) [3] — Прим. ред.

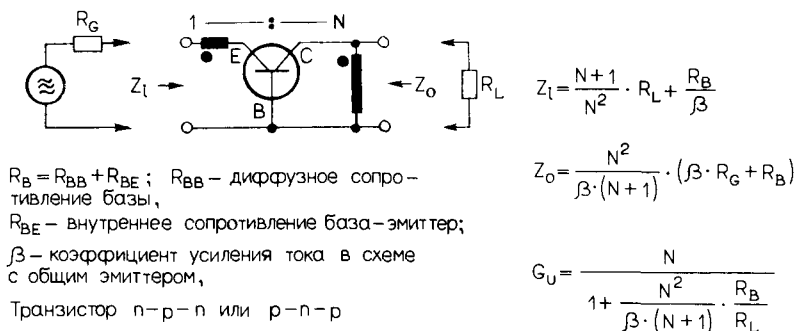


Рис 1.69. Основная схема усилителя типа А с реактивной X-отрицательной обратной связью и формулы для его расчета.

$I_c < 60$ мА хорошо зарекомендовавшие себя транзисторы типа BFT 66, BFR 96(S), MRF 904, MRF 965 или им подобные.

В дальнейшем будут рассмотрены три сходные, но более или менее отличающиеся друг от друга схемы усилителей; по режиму работы для лучшего различия мы обозначим их как схемы типа А, В или С¹⁾.

Для каждого из типов усилителей будут рассмотрены три подтипа, соответствующие значениям коллекторных токов 14, 33 и 55 мА. Из перечисленных выше транзисторов для усилителей с коллекторным током 14 мА наиболее подходят BFT 66 и MRF 904, но могут использоваться и BFR 96(S) и MRF 965; эти транзисторы обладают наилучшими шумовыми свойствами для транзисторов данной мощности.

Рассмотрим усилитель типа А. Основная схема этого усилителя с цепью отрицательной обратной связи типа Х и соотношения, используемые при ее проектировании, приведены на рис. 1.69. Мы конкретизируем параметры усилителя, требуемые для соответствующих условий применения. В качестве основных критериев следует указать входную интермодуляционную точку 3-го порядка $IP_{1,3}$, входную точку компрессии²⁾ KP_1 , коэффициент усиления мощности G_p ; коэффициент шума F , а иногда коэффициент обратной передачи сигнала A_x . Затем на номограммах, представленных на рис. 1.70–1.72, мы отыскиваем рассчитанные или желаемые сочетания параметров в зависимости от I_c . При этом мы располагаем следующими диапазонами значений — для $IP_{1,3}$ + |16–39| дБм, для KP_1 — 3–+ 10 дБм, для G_p 4,5–9,5 дБ и для F 1,7–3,6 дБ, для A_x имеем $A_x = G_{pr} - G_p$, где G_{pr} представляет собой коэффициент передачи мощности. И наконец, следует записать соответствующие значения коллекторного тока I_c и полученные значения коэффициентов трансформации N_u для трансформаторов $\dot{U}1$ (только при $W_1 \neq W_2$) и $\dot{U}2$.

Все три подтипа общей схемы как с трансформатором $\dot{U}1$, так и без него представлены в виде полных принципиальных схем на рис. 1.73.

В табл. 1.16 приведены зависящие от тока I_c значения $R1$ – $R4$ и указаны номиналы элементов для двух диапазонов частот 1–50 МГц и 30–200 МГц.

Общие замечания о частотно-зависимых элементах: реактивное сопротивление емкости $C1$ должно составлять менее 10 Ом, емкости $C2$ — менее 1 Ом, а дросселя Hfd — более 500 Ом; эти значения относятся к низшей рабочей частоте. На рис. 1.74 представлена схема расположения обмоток на тороидальном сердечнике трансформатора $\dot{U}2$ (обмотки следует выполнять бифилярно/трифилярно из скрученных проводов).

¹⁾ Эти обозначения выбраны автором произвольно и носят условный характер. *Прим. перев.*

²⁾ KP_1 — точка на амплитудной характеристике, где отклонение от линейного закона составляет 1 дБ. *Прим. ред.*

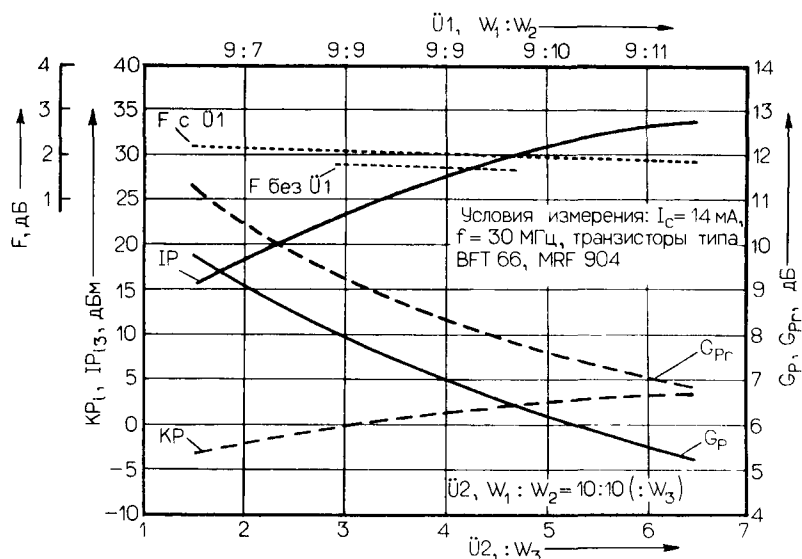


Рис. 1.70. Семейство характеристик усилителя типа А при коллекторном токе $I_c = 14$ мА.

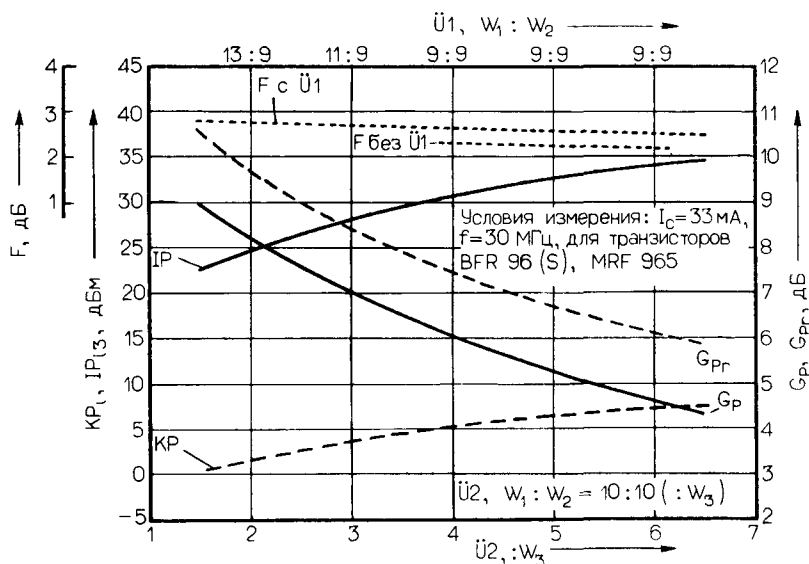


Рис. 1.71. Семейство характеристик усилителя типа А при коллекторном токе $I_c = 33$ мА.

Трансформатор $\dot{U}1$ выполняют в соответствии с рис. 1.2 или в виде трансформатора на линии согласно рис. 1.3.

Теперь скажем несколько слов об усилителях типа В. Основная схема усилителя с цепью отрицательной обратной связи (Х-тип) и используемые в процессе проектирования формулы приведены на рис. 1.75. В данном случае также необходимо конкретизировать желательные параметры усилителя. Затем мы определяем соответствующий набор параметров в зависимости от величины коллекторного тока I_c , руководствуясь

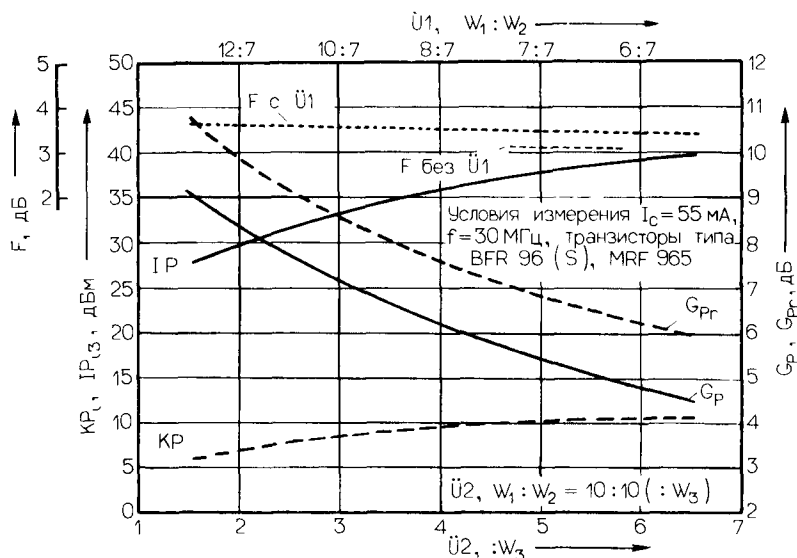


Рис. 1.72. Семейство характеристик усилителя типа А при коллекторном токе $I_c = 55 \text{ мА}$

номограммами на рис. 1.76–1.78. Диапазон возможных значений параметров будет составлять: для IP_{13} — $+21$ – 46 дБм, для K_P — -7 + 12 дБм, для коэффициента усиления напряжения G_U 2–12 дБ, для F 2,2–4,0 дБ, величина A_x имеет относительно большое значение и поэтому далее не рассматривается.

Все три подтипа данной схемы можно выполнить в виде, изображенном на рис. 1.79. В табл. 1.17 приведены зависящие от тока I_c значения $R1$ – $R4$, параметры обмотки W_3 трансформатора $\dot{U}$ и указаны номиналы элементов для двух диапазонов частот. Реактивные сопротивления элементов $C1$, $C2$ и Hfd на нижней рабочей частоте должны иметь значения $\leq 10 \text{ Ом}$, $\leq 1 \text{ Ом}$, $\geq 500 \text{ Ом}$ соответственно. На рис. 1.80 представлена схема расположения обмоток на тороидальном сердечнике трансформатора $\dot{U}$; намотка осуществляется скрученными проводами.

Следует отметить, что входное сопротивление (импеданс) схемы типа В является относительно высоким и составляет более 1 кОм . Самый простой способ получить

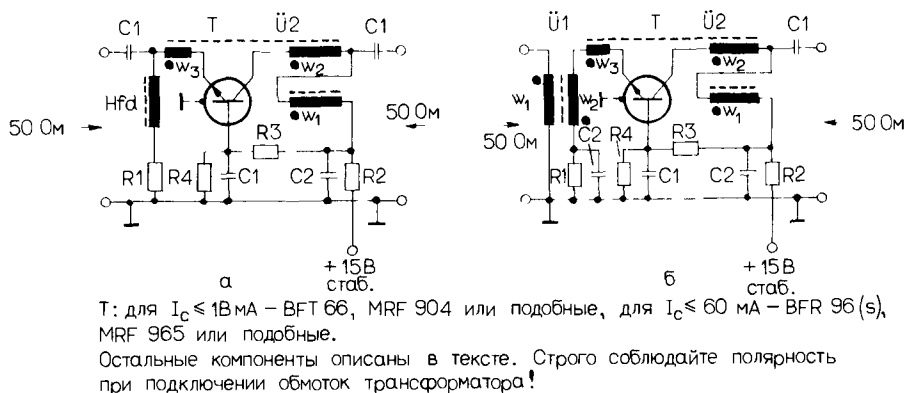


Рис. 1.73. Полные принципиальные схемы двух усилителей типа А с различными входными цепями

Таблица 1.16. Номиналы резисторов R1–R4 для схемы, приведенной на рис. 1.73, при различных значениях тока I_c и пример номиналов реактивных элементов, соответствующих двум рабочим диапазонам частот (G_p см. на рис. 1.70–1.72)

К *	Зависимость от I _c			Зависимость от f	
	14 мА	33 мА	55 мА	1 50 МГц	30 200 МГц
R1, Ом	120	56	39	47 нФ 0,47 мкФ 220 мкГн	2,2 нФ 22 нФ 4,7 мкГн
R2, Ом	150	56	43		
R3, Ом	2,2 · 10 ³	820	560		
R4, Ом	560	270	180		
C1				47 нФ 0,47 мкФ 220 мкГн	2,2 нФ 22 нФ 4,7 мкГн
C2					
Hfd					
Ü1	≥ 9 витков для обмотки W ₁ , провод Ø = = 0,16 мм, медный эмалированный, обмотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-72			≥ 3 витка для обмотки W ₁ , провод Ø = = 0,16 мм, медный эмалированный, обмотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-43	
Ü2	4 + 10 + 10 витков, провод Ø = 0,16 мм, медный эмалированный, обмотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-72			2 + 5 + 5 витков, провод Ø = 0,16 мм, медный эмалированный, обмотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-43	

* Значения компонент К, зависящих от частоты, приведены в качестве примера (см. в тексте)

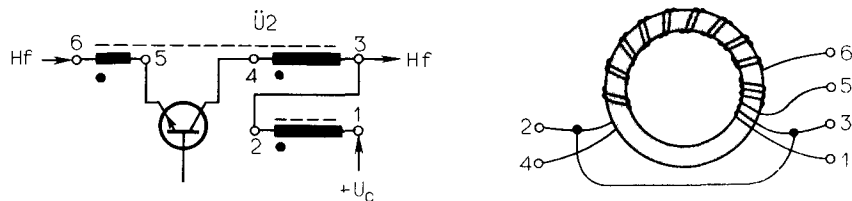


Рис. 1.74. Схема и расположения обмоток на тороидальном сердечнике для трансформатора Ü2, приведенного на рис. 1.73.

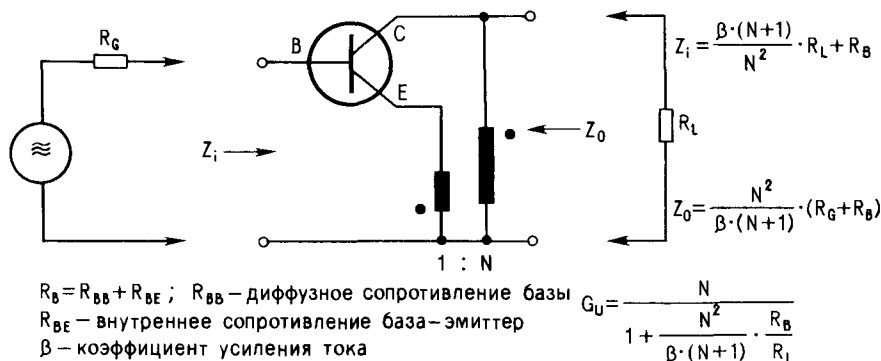
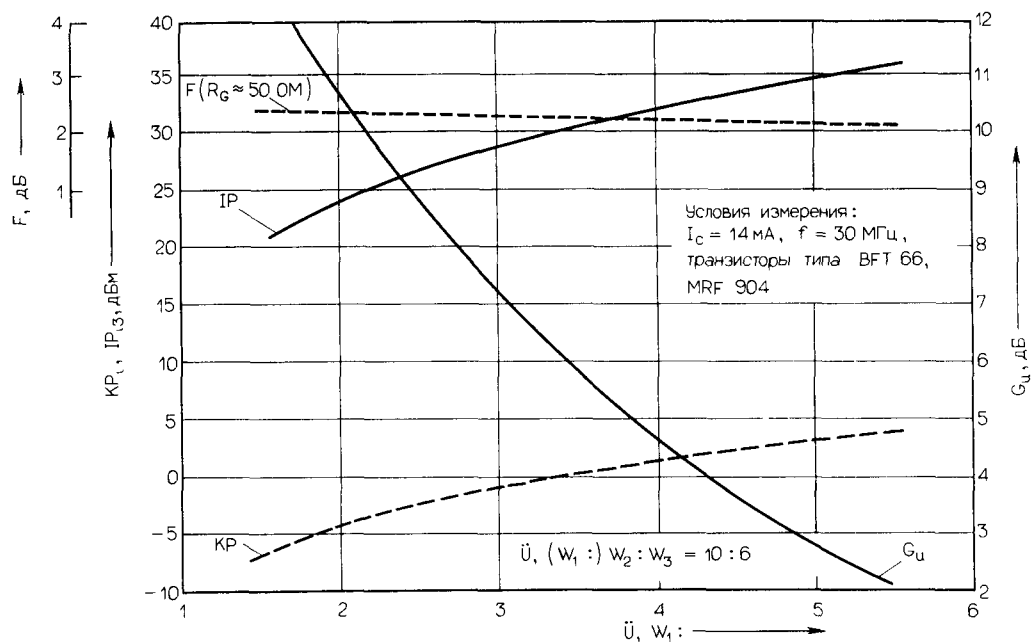
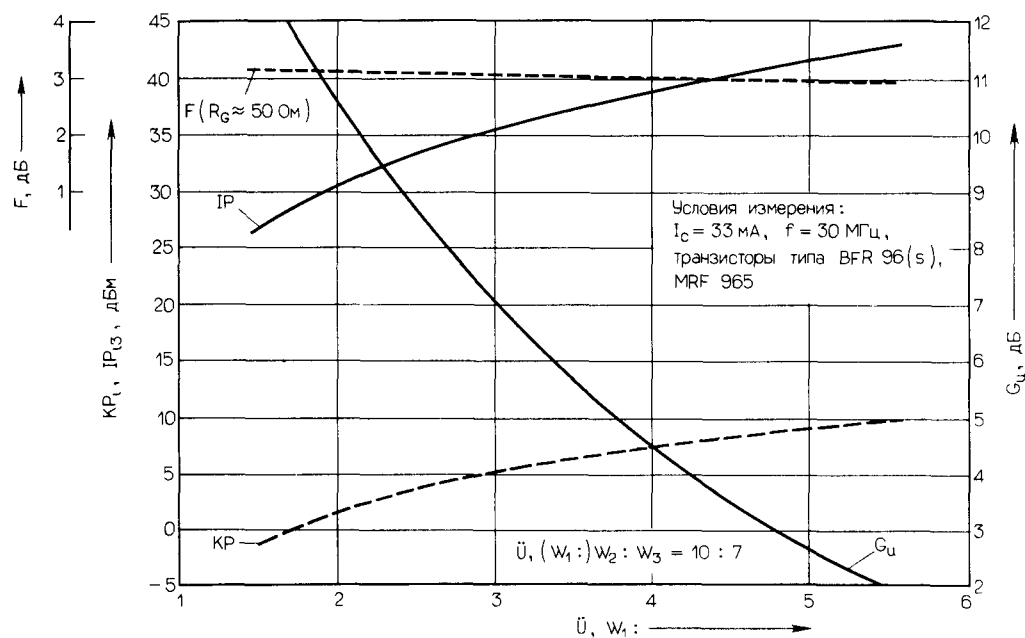


Рис. 1.75. Основная схема усилителя типа В с реактивной X-отрицательной обратной связью и формулы для его расчета.

Рис. 1.76. Семейство характеристик усилителя типа В при коллекторном токе $I_c = 14 \text{ мА}$.Рис. 1.77. Семейство характеристик усилителя типа В при коллекторном токе $I_c = 33 \text{ мА}$.

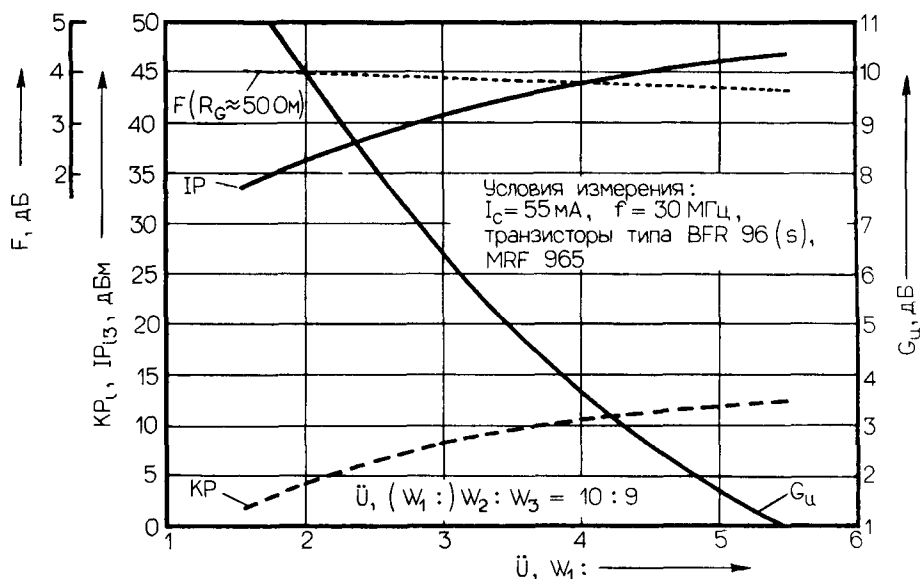


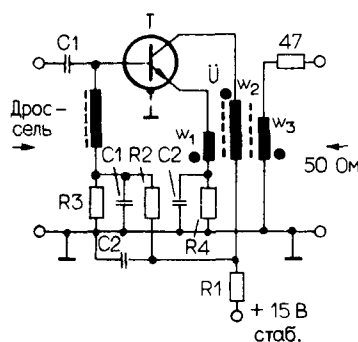
Рис. 1.78. Семейство характеристик усилителя типа В при коллекторном токе $I_c = 55$ мА.

меньшее значение (например, 50 Ом) — это заменить дроссель H_{fd} обычным резистором R_{Hfd} с соответствующим номиналом. Правда, при этом, естественно, увеличивается коэффициент шума, а в наиболее желательном случае равенства R_{Hfd} и внутреннего сопротивления генератора R_G происходит согласование по мощности, тогда как динамический диапазон остается практически неизменным. Если предположить, что $R_G = R_{Hfd} = Z_0 = Z_L$ (см. рис. 1.75), то мы получим одинаковые значения G_U и G_P , выраженные в децибелах (при условии согласования усилителя по входу и выходу).

Рассмотрим теперь усилитель типа С. Основная схема данной разновидности усилителя с отрицательной обратной связью (R-типа) изображена на рис. 1.81. Вначале мы

f — 150 МГц $F = 5,1$ дБ (≤ 50 МГц)
 $IP_3 + 8,5$ дБм $G_P = 20$ дБ
 $KP_1 = 1,7$ дБм $A_x \approx 3$ дБ

T — BFR 96 (s), MRF 965 или подобные
D — 1 N 4148 или подобный
U — 2 × 6 витков, провод $\phi 0,25$ мм, медный с лаковой изоляцией, намотка бифилярная, виток к витку на тороидальном сердечнике FT-23-72
L — В В2114-Р-А3 (Сименс) или аналогичный (широкополосный дроссель с $Q \leq 1$)



T: для $I_c \leq 18$ мА — BFT 66, MRF 904 или подобные, для $I_c \leq 60$ мА — BFR 96 (s), MRF 965 или подобные. Остальные компоненты описаны в тексте. Строго соблюдайте полярность при подключении обмоток трансформатора U!

Рис. 1.79. Полная принципиальная схема усилителя типа В.

Таблица 1.17 Номиналы резисторов R1–R4 и данные обмотки W₃ трансформатора Û при различных значениях тока I_c для схемы, приведенной на рис. 1.79, и пример номиналов реактивных элементов, соответствующих двум рабочим диапазонам частот (G_u см. на рис. 1.76–1.78)

К	Зависимость от I _c			Зависимость от f	
	14 мА	33 мА	55 мА	1–50 МГц	30–200 МГц
R1, Ом	200	56	33		
R2, Ом	1,5 · 10 ³	820	470		
R3, Ом	820	390	220		
R4, Ом	220	100	56		
Û, W ₃ ,	6 витков	7 витков	9 витков		
C1				47 нФ	2,2 нФ
C2				0,47 мкФ	22 нФ
Hfd				470 мкГн	10 мкГн
Û W ₁ , W ₂	3 + 10 витков (+ W ₃), провод Ø = 0,16 мм, медный эмалированный, обмотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-75			3 + 10 витков (+ W ₃), провод Ø = 0,16 мм, медный эмалированный, обмотка скрученными проводами на тороидальном сердечнике FT-23-75	

* Значения компонент К, зависящих от частоты, приведены в качестве примера (см. в тексте) Hfd – дроссель

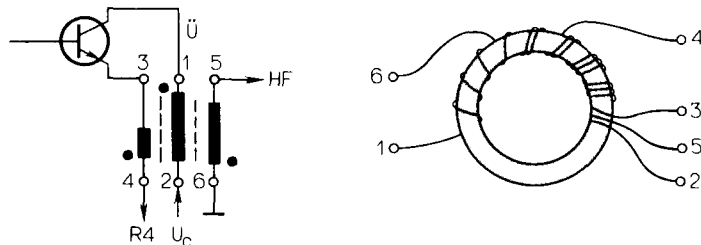
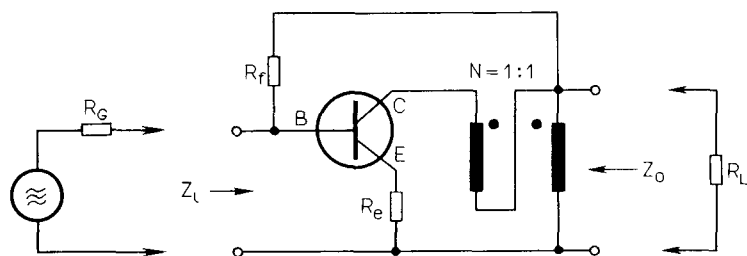


Рис. 1.80 Схема и расположение обмоток на тороидальном сердечнике для трансформатора Û, приведенного на рис. 1.79.



Условия: $R_g = R_L = 50 \text{ Ом}$; $R_e \cdot R_f = 2500 \text{ Ом}$, $N = 1:1$;

Результаты: $Z_L \approx Z_O \approx 50 \text{ Ом}$, $G_u \approx \sqrt{\frac{R_f}{R_e}}$;

Транзисторы n–p–n или p–n–p

Рис. 1.81 Основная схема усилителя типа С с резистивной R-обратной связью и формулы для его расчета.

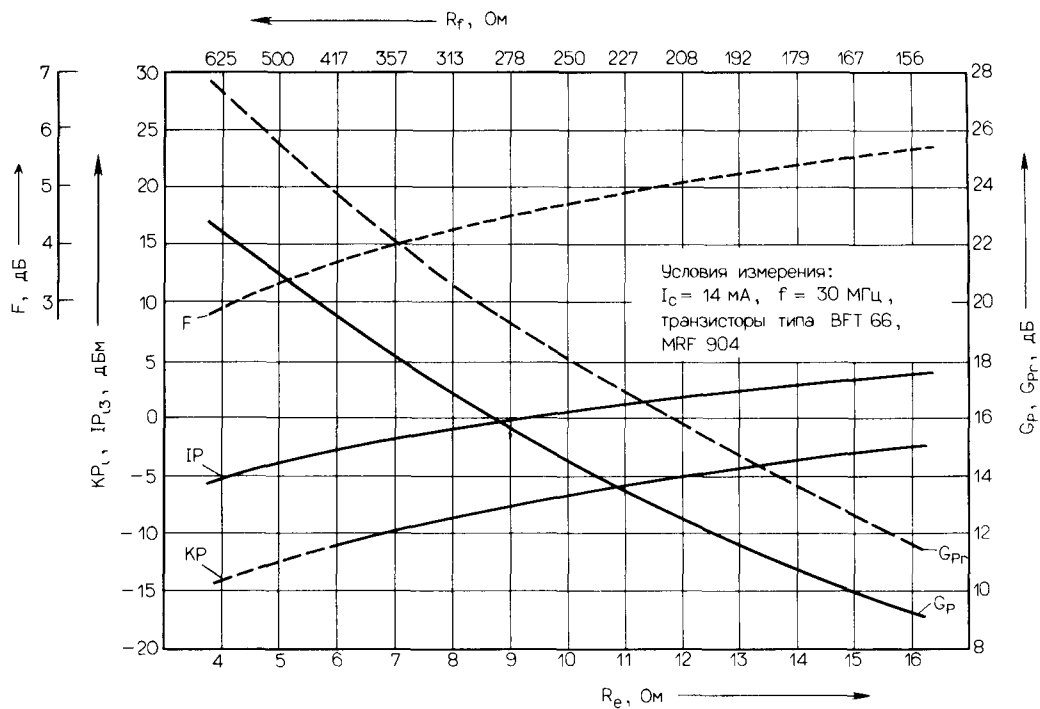


Рис. 1.82. Семейство характеристик усилителя типа С для $I_c = 14 \text{ мА}$.

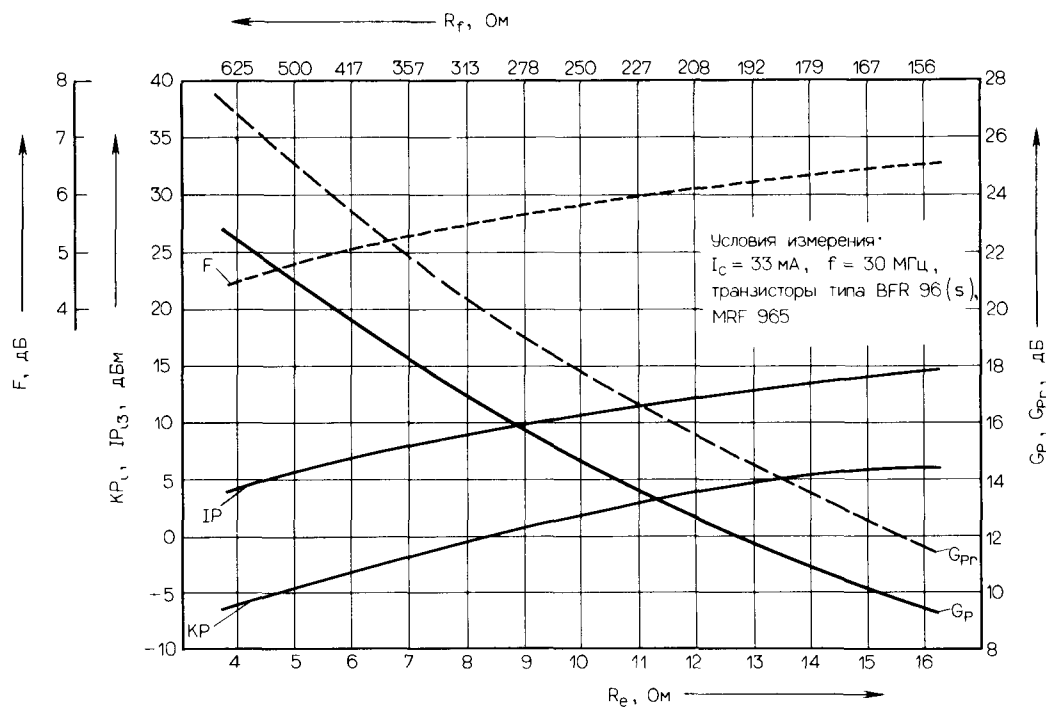


Рис. 1.83. Семейство характеристик усилителя типа С для $I_c = 33 \text{ мА}$.

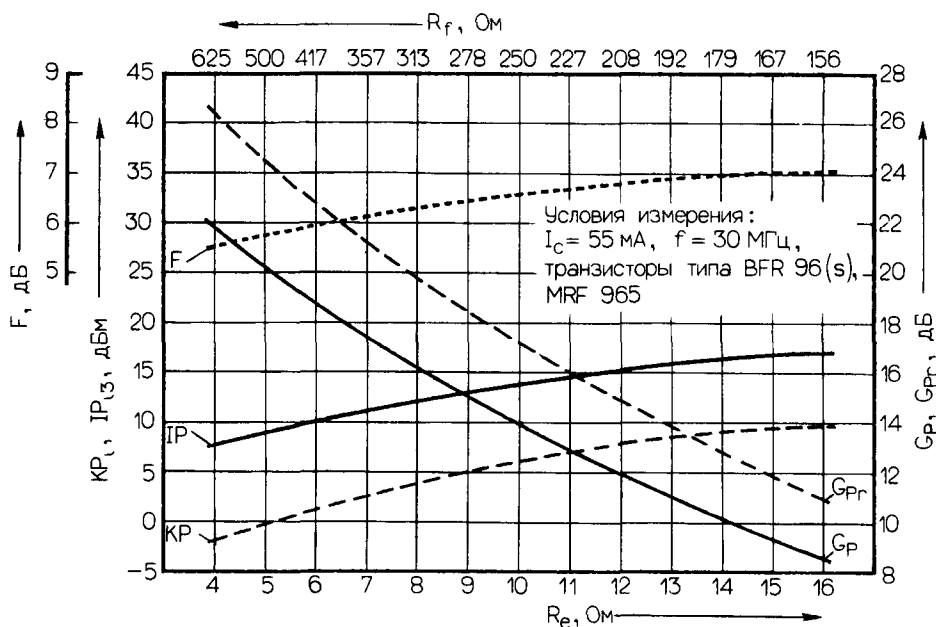
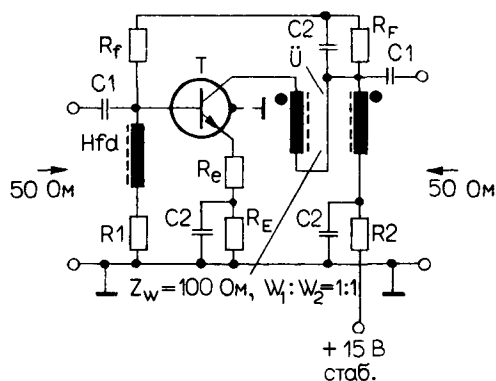


Рис. 1.84. Семейство характеристик усилителя типа С для $I_c = 55 \text{ мА}$.

должны конкретизировать желательные параметры усилителя. После этого мы определяем соответствующий набор параметров в зависимости от величины коллекторного тока I_c , исходя из номограмм 1.82–1.84. Для данной разновидности схемы возможны следующие диапазоны параметров: для IP_{13} – 5–+17 дБм, для KP_1 – 14–+10 дБм, для G_p 9–22 дБ и для F 3–7 дБ. Наконец мы записываем найденное значение I_c и соответствующие значения R_f и R_e .

На рис. 1.85 изображена принципиальная схема, справедливая для любого из трех



T: для $I_c \leq 18 \text{ мА}$ – BFT 66, MRF 904 или подобные, для $I_c \leq 60 \text{ мА}$ – BFR 96(s), MRF 965 или подобные.
 Остальные компоненты описаны в тексте. Строго соблюдайте полярность при подключении обмоток трансформатора $\dot{U}$!

Рис. 1.85 Полная принципиальная схема усилителя типа С.

Таблица 1.18. Номиналы резисторов $R_{f/F}$, $R_{e/E}$, R_1 и R_2 при различных значениях тока I_c для схемы, приведенной на рис. 1.85, и пример номиналов реактивных элементов, соответствующих двум рабочим диапазонам частот (G_p см. на рис. 1.82–1.84)

К*	Зависимость от I_c			Зависимость от f	
	14 мА	33 мА	55 мА	1–50 МГц	30–200 МГц
$R_e + R_F$, Ом	179	75,8	45,5		
$R_f + R_F$, Ом	$2,25 \cdot 10^3$	903	600		
R_1 , Ом	820	330	220		
R_2 , Ом	150	62	39		
C1				47 нФ	2,2 нФ
C2				0,47 мкФ	22 нФ
Hfd				220 мкГн	4,7 мкГн
Ü	9 + 9 витков, провод $\varnothing = 0,16$ мм, медный эмалированный, 100-Ом линия выполняется на тороидальном сердечнике FT-23-72			3 + 3 витка, провод $\varnothing = 0,16$ мм, медный эмалированный, 100-Ом линия выполняется на тороидальном сердечнике FT-23-43	

* Значения компонент К, зависящих от частоты, приведены в качестве примера (см. в тексте). При $R_1 \geq 500$ Ом может отсутствовать дроссель Hfd.

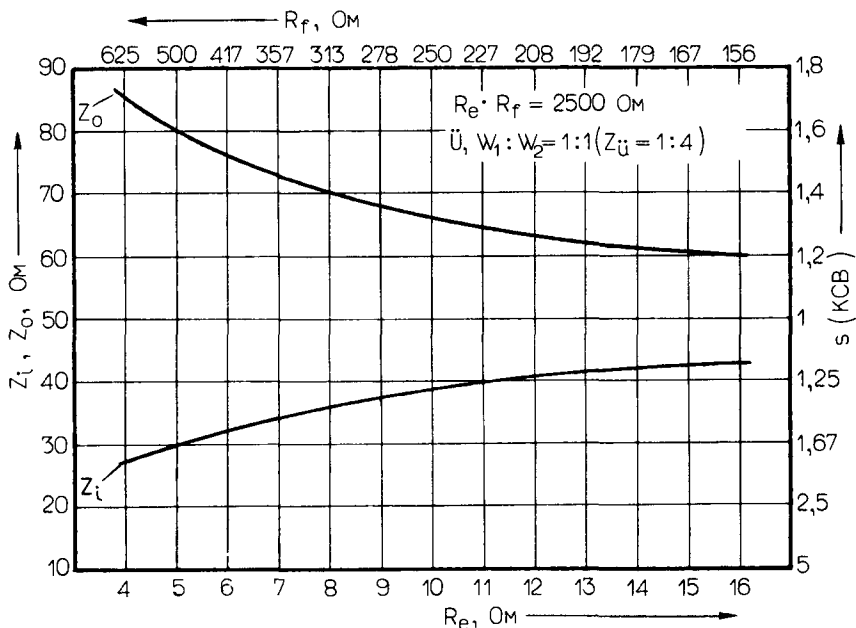


Рис. 1.86. Зависимости величины входного и выходного сопротивлений, характерные для усилителя типа С, от сопротивлений R_f и R_e .

подтипов разновидности С. В табл. 1.18 приведены конкретные значения элементов схемы $R_{f/F}$, $R_{e/E}$, R_1 и R_2 в зависимости от величины тока I_c , а также указаны номиналы реактивных элементов для двух диапазонов частот. Реактивные сопротивления элементов C1, C2 и Hfd на низшей из рабочих частот должны составлять ≤ 10 Ом, ≤ 1 Ом и

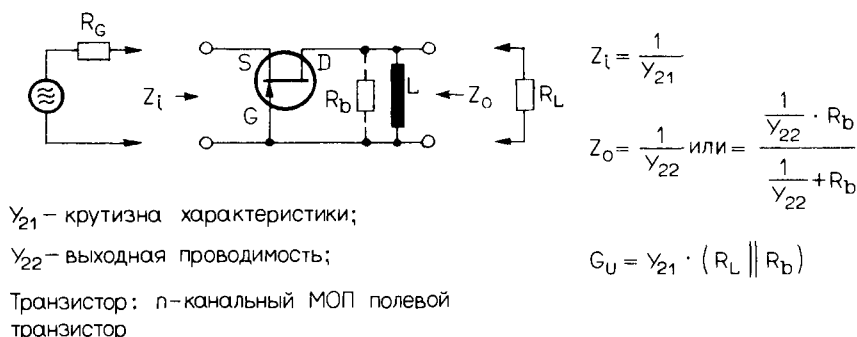


Рис. 1.87. Основная схема усилителя типа D на полевом транзисторе с N-каналом и формулы для его расчета.

≥ 500 Ом соответственно. Трансформатор выполняется в виде трансформатора на линии согласно рис. 1.16. На рис. 1.86 изображены типовые зависимости Z_i и Z_o от R_i и R_e при $Z_i \neq Z_o \neq 50$ Ом, что является практически незначительным ограничением.

Наконец, мы обсудим реализацию усилителя на основе N-канального полевого транзистора с p-n-переходом, включенного по схеме с общим затвором. Эту разновидность усилителя обозначим как тип D. В противоположность трем ранее рассмотренным типам усилителей усилитель этого типа можно использовать без обратной связи, и поэтому априори он отличается высоким значением коэффициента обратной передачи сигнала (высокое A_x).

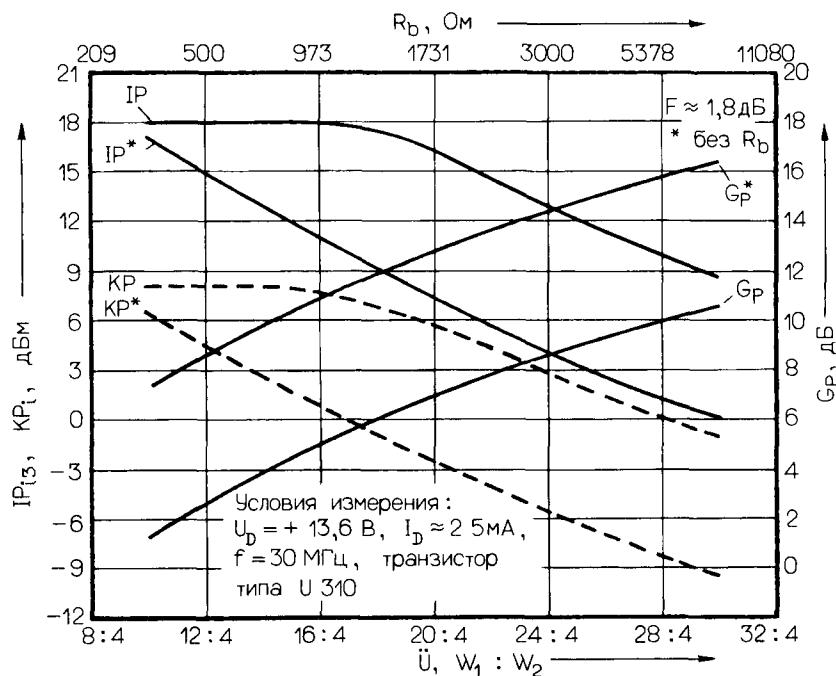
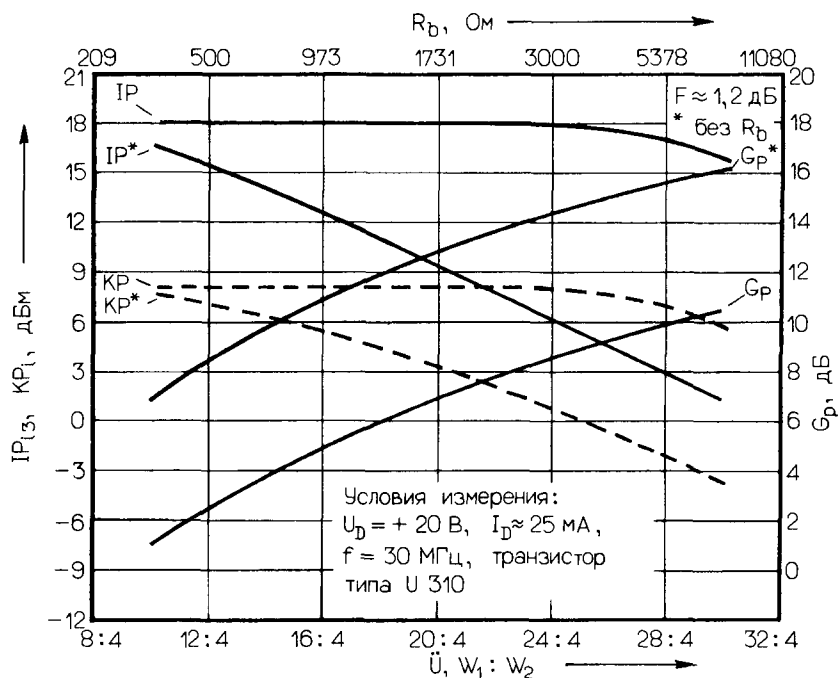
При выборе транзистора необходимо принимать во внимание кроме максимально допустимого тока и допустимой мощности рассеяния, во-первых, крутизну прямой передачи y_{21} , предельную частоту крутизны $f_{y_{21}}$ (или $y_{21f} = [1/\sqrt{2}] \cdot y_{21}$), коэффициент шума F и, во-вторых, ток стока I_D . Для использования в 50-омном устройстве в диапазоне частот до 500 МГц можно рекомендовать следующие типы транзисторов: 2N 4856 A, BF 246 A, P 8002 и U 310 при токах $I_D = 25$ мА (ориентировочное значение и сильный разброс параметров).

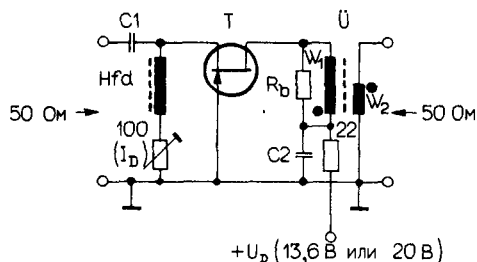
Основная схема усилителя типа D и используемые при расчетах формулы приведены на рис. 1.87.

Вначале следует конкретизировать желаемые параметры усилителя. Далее мы определяем соответствующий набор параметров для различных значений U_b , исходя из номограмм 1.88 и 1.89. Диапазон возможных значений параметров будет составлять для IP_{13} 0 — +18 дБм, для KP_i — 10 — +8 дБм, для G_p 1–16 дБ и для F 1,2 дБ. Определенные по номограммам значения W_1 , W_2 и R_b следует записать.

На рис. 1.90 изображена принципиальная схема, справедливая для обоих подгипов усилителя. С точки зрения реализации конструкции трансформатора $\tilde{U}$ следует ориентироваться на данные и рекомендации, изложенные в разд. 1.1; если позволяет значение $Z_{\tilde{u}}$, то следует использовать трансформатор на линии. Реактивные сопротивления элементов $C1$, $C2$ и Hfd на самой низкой частоте рабочего диапазона должны составлять ≤ 10 Ом, ≤ 1 Ом и ≥ 500 Ом соответственно.

Если отношение $W_1 : W_2$ вообще составляет $> 12| : 4$ или $> 16| : 4$, то использование аperiодических $Z_{\tilde{u}}$ -цепей всегда приводит к неудовлетворительным результатам. С учетом частотных свойств усилителя предпочтительно применять в цепи стока транзистора П-образную $Z_{\tilde{u}}$ -структуру, как это показано на рис. 1.91 (см. табл. 1.19). В таблице приведены также примеры конкретных значений $Z_{\tilde{u}}$, необходимых при проектировании; промежуточные значения можно получить путем интерполяции с достаточной для практики точностью.

Рис. 1.88. Семейство характеристик усилителя типа D при $U_D = 13,6 \text{ В}$ и $y_{21} \approx 20 \text{ мСим}$.Рис. 1.89. Семейство характеристик усилителя типа D при $U_D = 20 \text{ В}$ и $y_{21} \approx 20 \text{ мСим}$.



T: для $I_b \approx 25 \text{ мА} / y_{21} \approx 20 \text{ мСм}$ —
 2 N 4856 A, BF 246 A, U 310 и подобные.
 Остальные компоненты описаны в тексте.
 Строго соблюдайте полярность при под-
 ключении обмоток трансформатора $\dot{U}$!

Рис. 1.90. Полная принципиальная схема усилителя типа D.

Для описанных выше четырех типов усилителей следует привести следующие замечания, справедливые в любом случае.

Тип А. Эти структуры склонны к самовозбуждению при рассогласованиях (при значениях КСВ (s) > 3). Частота колебаний при самовозбуждении, как правило, расположена выше рабочего спектра частот; возможно двухчастотное самовозбуждение. В этом случае устранению самовозбуждения может способствовать ферритовое колечко, одетое на коллекторный вывод транзистора. При частотно-избирательном включении усилителя мы должны со всей тщательностью уменьшать взаимную связь между выходом и входом усилителя.

Тип В. Эта структура имеет чрезвычайно стабильные параметры в 50-омных устройствах. Самовозбуждение все-таки может возникнуть при включении высокоомного селективного источника вследствие взаимной связи выход/вход. Схемных способов нейтрализации не существует, поэтому следует всеми способами устранять обратную связь.

Тип С. Эта структура очень стабильна. При частотно-избирательном включении все же следует обращать внимание на устранение связи между выходом и входом, обусловленной периферийными избирательными цепями.

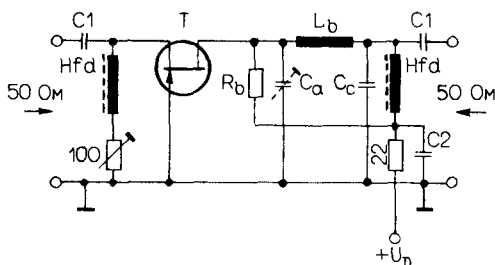


Таблица 1.19. К рис. 1.91.

G_p , дБ	2,3	4,7	6,7	7,7	9,2
R_b , кОм	0,51	1	1,6	2,7	4,7
X_{Ca} , Ом	90	114	125	150	175
X_{Lb} , Ом	110	135	145	171	196
X_{Cc} , Ом	36,4	34,3	28,7	28,7	28,8
Q_B	5	7	10	12	14
Q_{L0}	≥ 90	≥ 130	≥ 180	≥ 220	≥ 250

$$C = \frac{1}{\omega_{mg} \cdot X_c}; \quad L = \frac{X_L}{\omega_{mg}};$$

$$B_{pl} - 3 \text{ дБ} = \frac{f_{mg}}{Q_B}; \quad Q_B = \frac{f_{mg}}{B_{pl} - 3 \text{ дБ}};$$

Рис. 1.91. Вариант усилителя, представленного на рис. 1.90 в виде широкополосной избирательной схемы с общим затвором, и формулы для расчета частотно-зависимых параметров.

Tun D. По стабильности данная структура в основном сравнима со структурой типа С. Особым преимуществом данной схемы является возможность в широком диапазоне точно подстраивать Z_i и Z_0 посредством изменения тока стока I_D ($Z_i = 1/y_{21}$) или величины R_b .

1.7. Модульная реализация

Из рассмотрения фотогографий на рис. 1.92–1.96 можно почерпнуть массу информации о конструкторских приемах и конкретных реализациях радиоэлектронных устройств, выполненных на модульной основе высококвалифицированными конструкторами-профессионалами. Эти фотографии говорят сами за себя.

На рис. 1.97 и 1.98 изображены топология печатных плат и размещение элементов некоторых диодных кольцевых смесителей, рассмотренных в разд. 1.5. На проволочные перемычки, включенные в разрыв шины питания $+U_b$, должны быть одеты по всей их длине маленькие ферритовые колечки с высокой магнитной проницаемостью ($\mu_r \geq 1000$), служащие дросселем и экраном; расстояние между платой и колечками должно быть не менее 3 мм. Эти перемычки устанавливаются только в случае большой длины печатных проводников.

На рис. 1.98–1.104 изображены топология печатных плат и монтажные схемы усилителей, описанных в разд. 1.6. Печатные платы усилителей типа А–С рассчитаны на установку транзисторов типа MRF 904 и MRF 965, у которых выводы, если смотреть со стороны печатных проводников, расположены в следующем порядке (по часовой стрелке): эмиттер–база–коллектор–корпус. У транзистора BFT 66 изменены места выводов эмиттера и базы по сравнению с вышеуказанным расположением. В случае использования в конструкции транзистора этого типа следует перекрестить

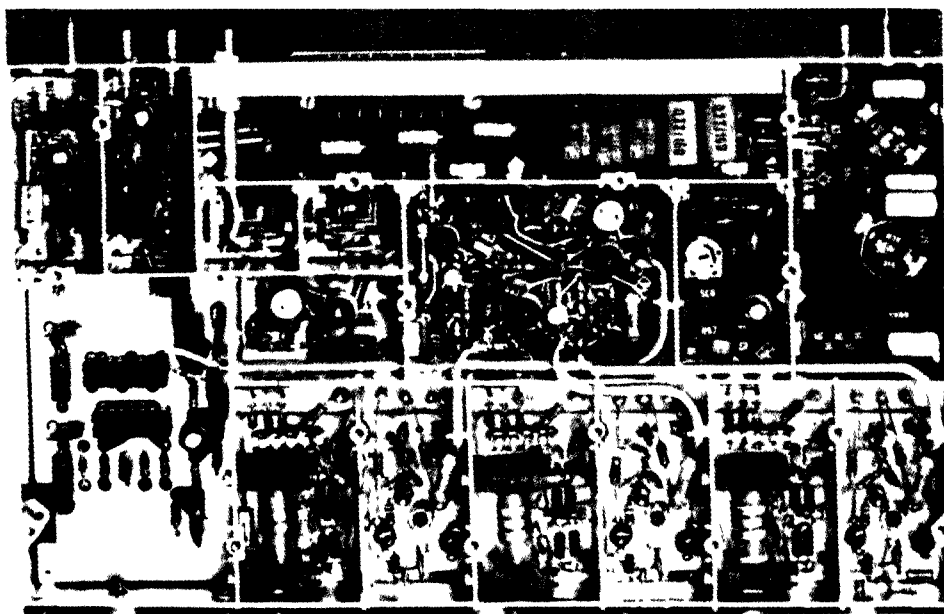


Рис. 1.92. Пример модульной конструкции: НЧ- и ВЧ- блоки синтезатора расположены в изолированных по высокой частоте отсеках. Вверху находятся три подстраиваемых генератора, управляемых напряжением, (ГУН), с фазовыми детекторами и полосовыми фильтрами; внизу предварительные каскады ГУНа

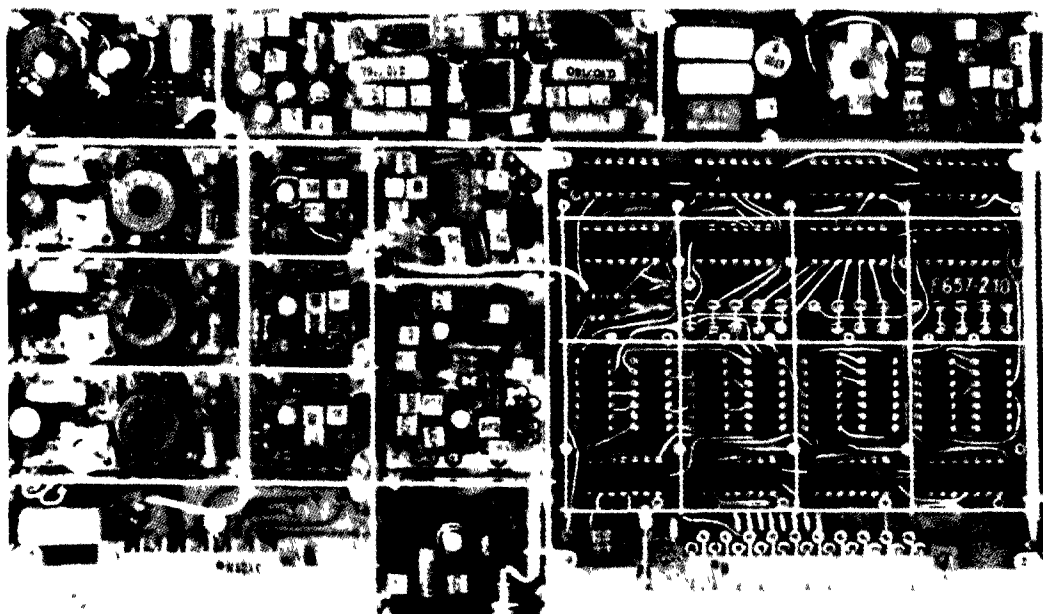


Рис. 1.93. Пример модульной конструкции. НЧ- и ВЧ-блоки синтезатора расположены в изолированных по высокой частоте отсеках. Вверху и слева находятся каскады смесителей ВЧ-сигналов и вспомогательные генераторы; справа — цифровая схема управления.

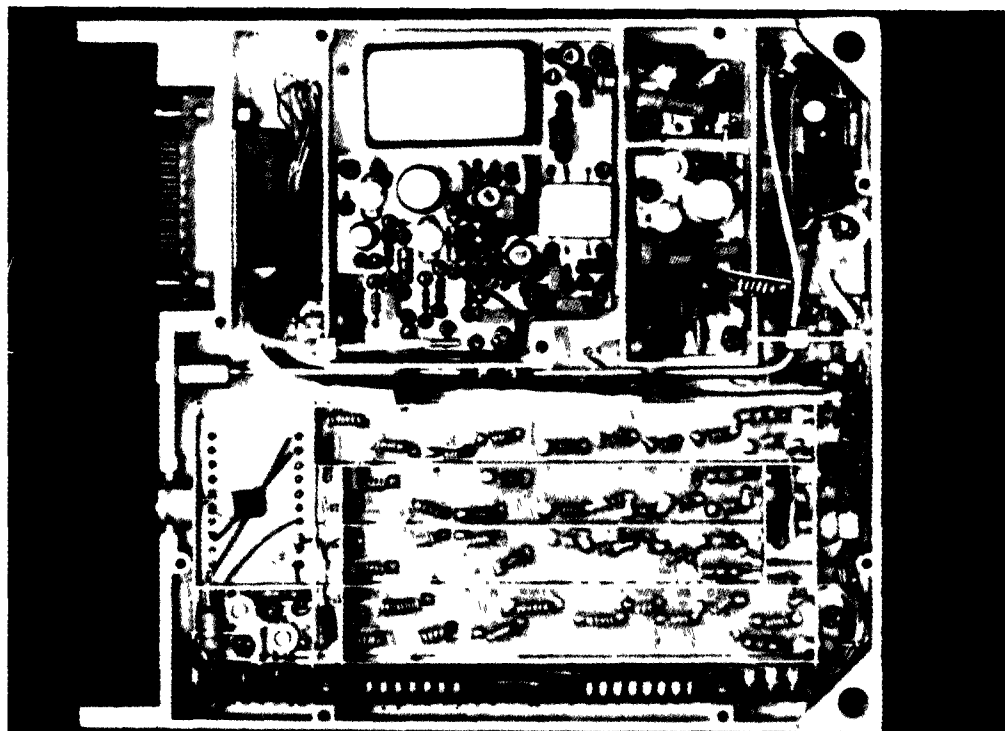


Рис. 1.94. Пример модульной конструкции: входная часть ОВЧ-УВЧ-трансивера расположена в изолированных по высокой частоте отсеках. Внизу находятся четыре входных низкочастотных фильтра; выше — смеситель и часть тракта промежуточной частоты.

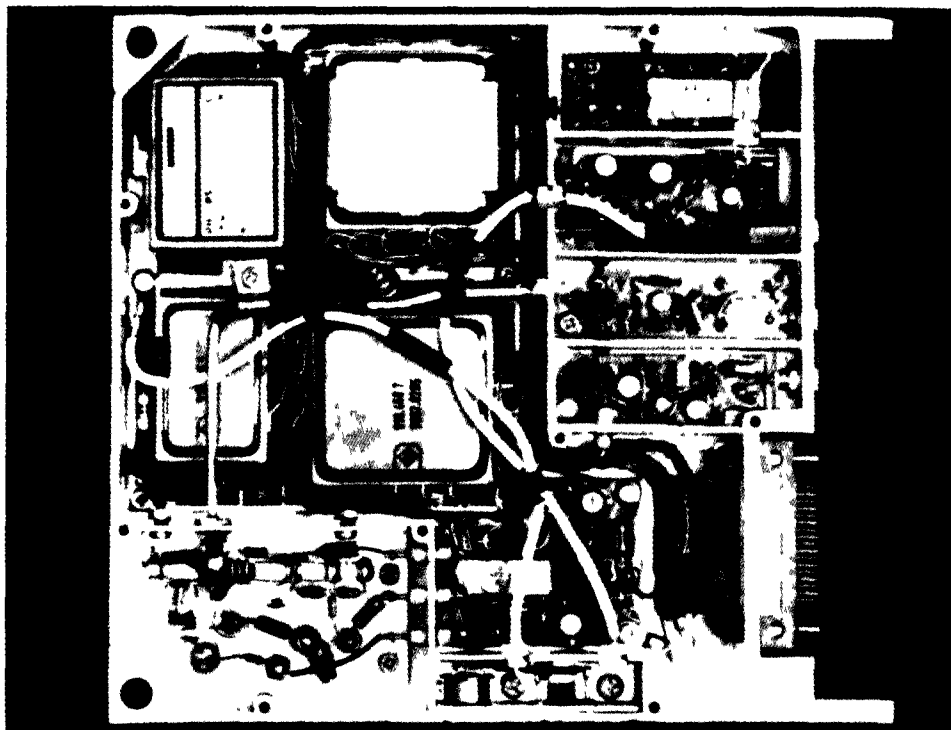


Рис 1.95 Пример модульной конструкции. блоки ОВЧ- и УВЧ-синтезатора расположены в изолированных по высокой частоте отсеках. Вверху слева находятся опорный кварцевый генератор, цепи настройки и управления, а также переключатель каналов, внизу слева ГУН, справа блоки формирования сигналов управления частотой

его выводы, при этом необходимо обратить внимание на то, чтобы не было замыканий. Все вышесказанное относится и к двум разновидностям печатной платы усилителя типа D, кроме того, она позволяет без всяких изменений применять транзисторы типов 2N 4856 A и U 310. Полупроводниковые приборы в сравнительно большом корпусе типа T, например BF-R 96 (S), установить в описанные печатные платы невозможно. Как показали лабораторные исследования, вносить изменения в описанные платы можно без особого ухудшения параметров только при работе на частотах ниже 50 МГц.

Печатные платы для фильтров здесь не приводятся, так как они должны разрабатываться специалистами для каждого случая индивидуально с соблюдением всех правил и с учетом ограничений. Соответствующие схемные реализации и их конструкции приведены в гл. 2.

Примеры конструкций дискретных функциональных модулей изображены на фотографиях 1.92-1.96. Шины питания соединяются посредством проволочных перемычек, а ввод питания $+U_b$ производится в ряде случаев через проходные конденсаторы или фильтры. Для входов сигнала используют возможно более короткие отрезки проводов или применяют коаксиальный кабель. При этом рекомендуется использовать 50-омные кабели типа RG-174/U и RG-178B/U с внешним диаметром 2,5 или 1,5 мм.

Отдельные модули можно объединить между собой в один «супермодуль» на общей плате (например, типа «Евросгандарт»). При этом шины питания должны соединяться

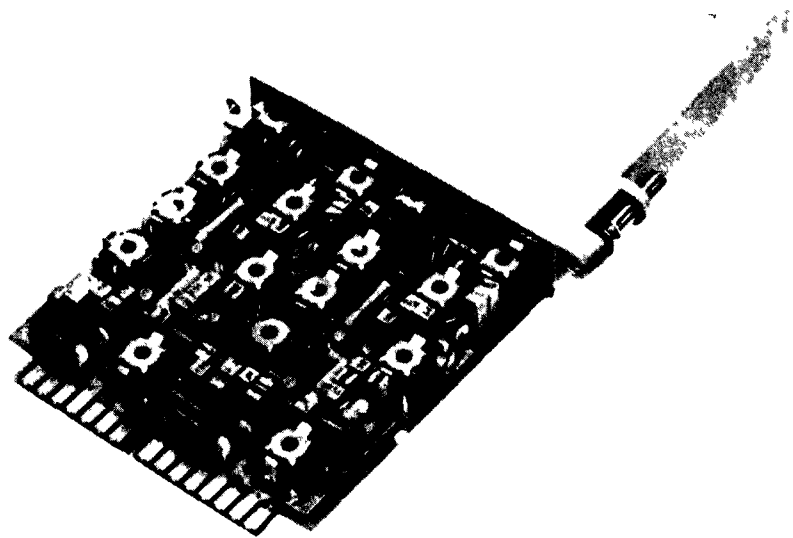


Рис. 1.96. Пример модульной конструкции. ВЧ- и НЧ-части приемника, выполненные в виде супермодульной кассеты.

через проходные конденсаторы, а экранирующая фольга на стороне расположения элементов должна быть замкнута. Для соединения сигнальных клемм друг с другом во всех случаях используются разъемные проволочные перемычки или коаксиальный кабель, что позволяет обеспечить легкий доступ к отдельным модулям. В качестве длинных соединительных проводников используются полосковые линии, размеры которых можно определить из рис. 1.105. Отдельные модули и основные излучающие

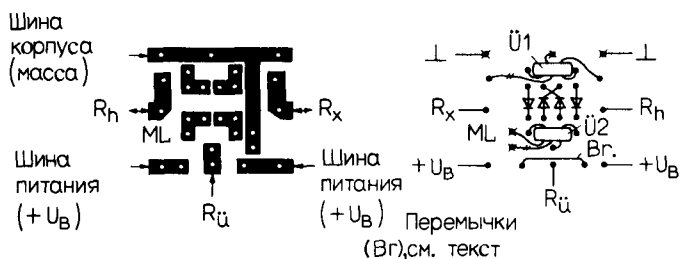


Рис. 1.97. Печатная плата и расположение элементов кольцевой о смесителя сигналов среднего уровня мощности, схема которого приведена на рис. 1.62

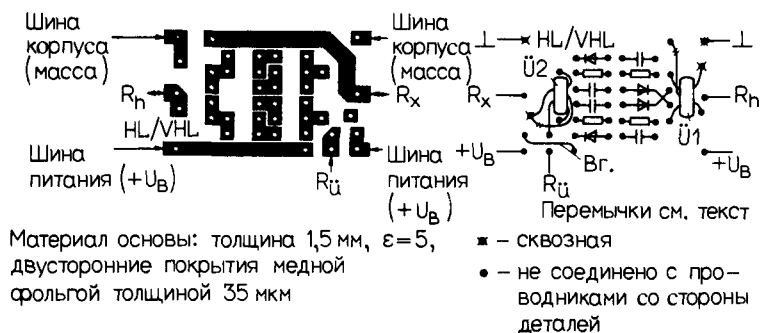


Рис. 1.98. Печатная плата и расположение элементов кольцевых смесителей сигналов высокого и сверхвысокого уровней, схемы которых изображены на рис. 1.63 и 1.64.

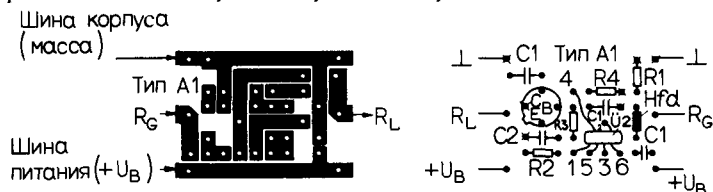


Рис. 1.99. Печатная плата и расположение элементов усилителя типа А, схема которого приведена на рис. 1.73, а.

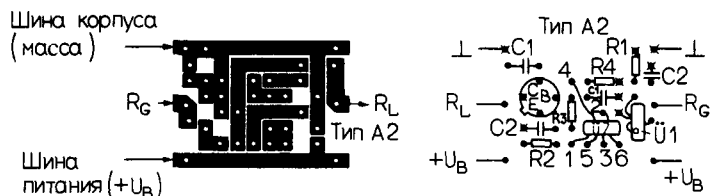


Рис. 1.100. Печатная плата и расположение элементов усилителя типа А, схема которого приведена на рис. 1.73, б.

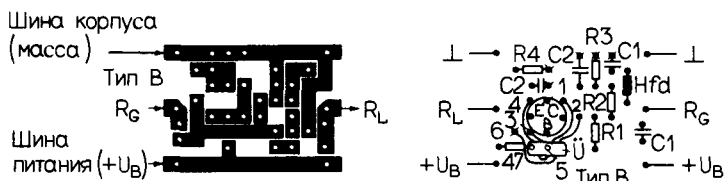


Рис. 1.101. Печатная плата и расположение элементов усилителя типа В, схема которого приведена на рис. 1.79.

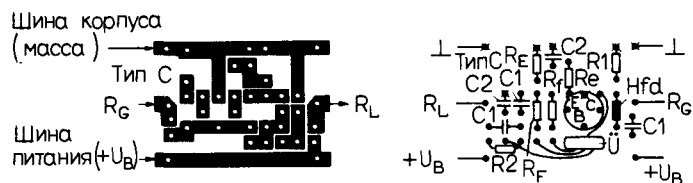


Рис. 1.102. Печатная плата и расположение элементов усилителя типа С, схема которого приведена на рис. 1.85.

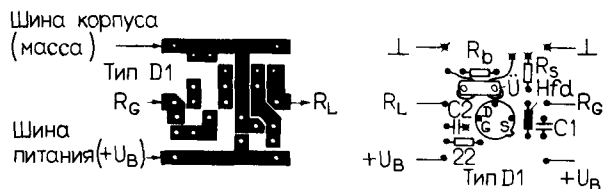


Рис. 1.103. Печатная плата и расположение элементов усилителя типа D, схема которого приведена на рис. 1.90.

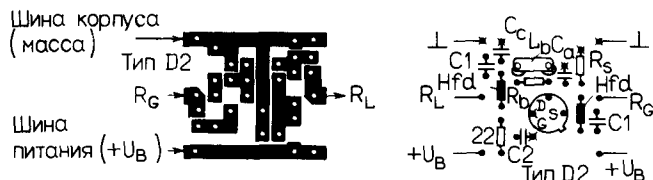


Рис. 1.104. Печатная плата и расположение элементов усилителя типа D, схема которого приведена на рис. 1.91.

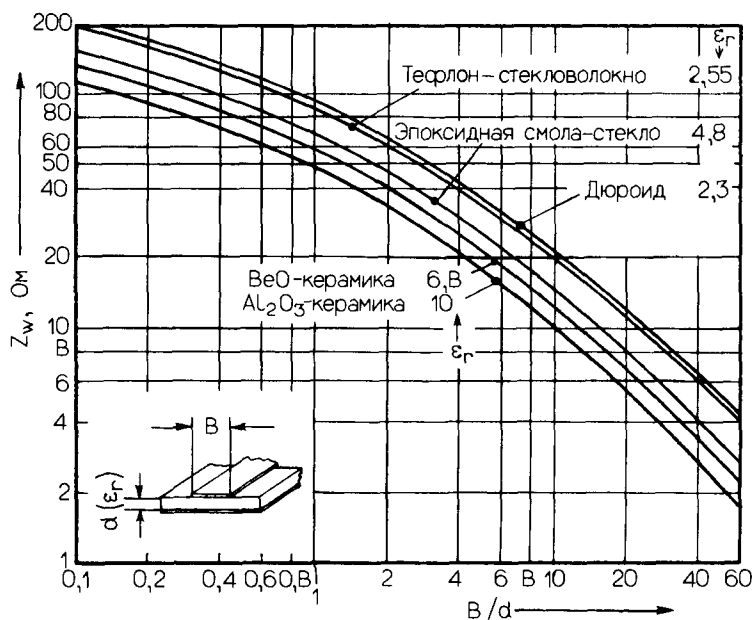


Рис. 1.105. Зависимость волнового сопротивления микрополосковой линии от ширины полоски, толщины и диэлектрической проницаемости материала подложки

цепи должны быть отделены друг от друга экранирующими перегородками. Всегда следует экранировать открытые цилиндрические катушки, генераторы и смесители.

Используйте, пожалуйста, в своей практической деятельности вместе с фактами, изложенными в этом разделе, данные о конструкции радиоэлементов, приведенные в гл. 3.

2. ОБЗОР СХЕМ

В этой главе рассматриваются схемы и элементы схем профессиональных приемников, передатчиков и приемопередатчиков. Среди представленных сложных и довольно трудных для изготовления схем есть типичные для радиолюбительской и измерительной техники.

Даваемые объяснения, указания и комментарии объединены тематически. Пояснения в тексте большей частью очень краткие. Глава 1, в которой приведены сведения из области 50-омной техники, легла в основу данной главы; последняя содержит также информацию из гл. 3.

2.1. Общий подход к конструированию приемников

Наиболее сложная проблема ВЧ-техники — создание высококачественных схем приемников с малыми габаритами и высокими техническими и конструктивными характеристиками. Основопологающим узлом является сигнальный тракт, и прежде всего входная часть приемника.

Входная часть приемника определяет чувствительность и динамический диапазон сигналов, т.е. охватывает блоки от гнезда включения антенны до выделения промежуточной частоты, а также непосредственно связанный со смесителем гетеродинный тракт, который, как правило, специально не рассчитывается.

Прежде всего следует различать приемники для частотного диапазона до 50 МГц и для диапазона более высоких частот. В первые в соответствии с рис. 2.1 поступают значительные входные мощности; эти приемники должны обладать широким динамическим

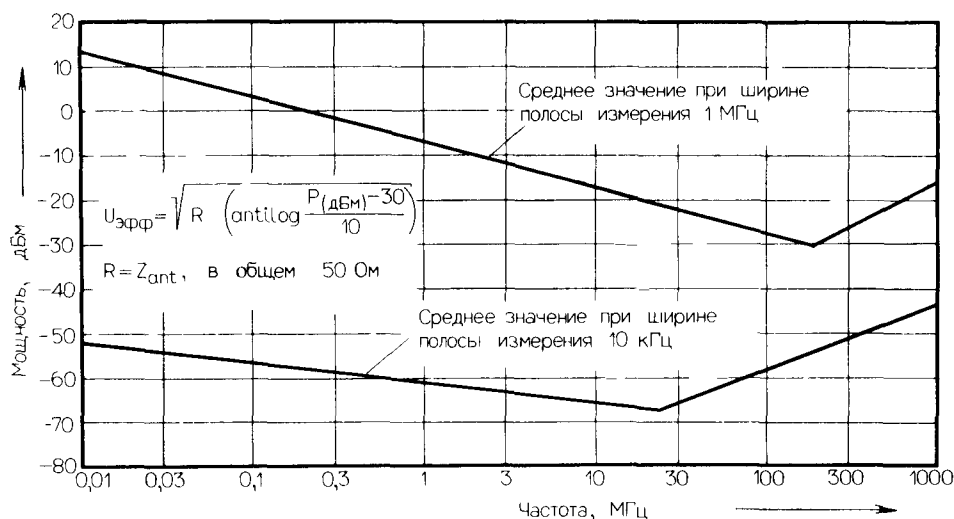


Рис. 2.1 Средняя нагрузка частотного диапазона 10 кГц — 1 ГГц сигналами излучения, вверх — при полосе измерения 1 МГц, вниз — при 10 кГц. Точки компрессии приемника должны быть выше верхнего параметра на ≥ 10 дБ

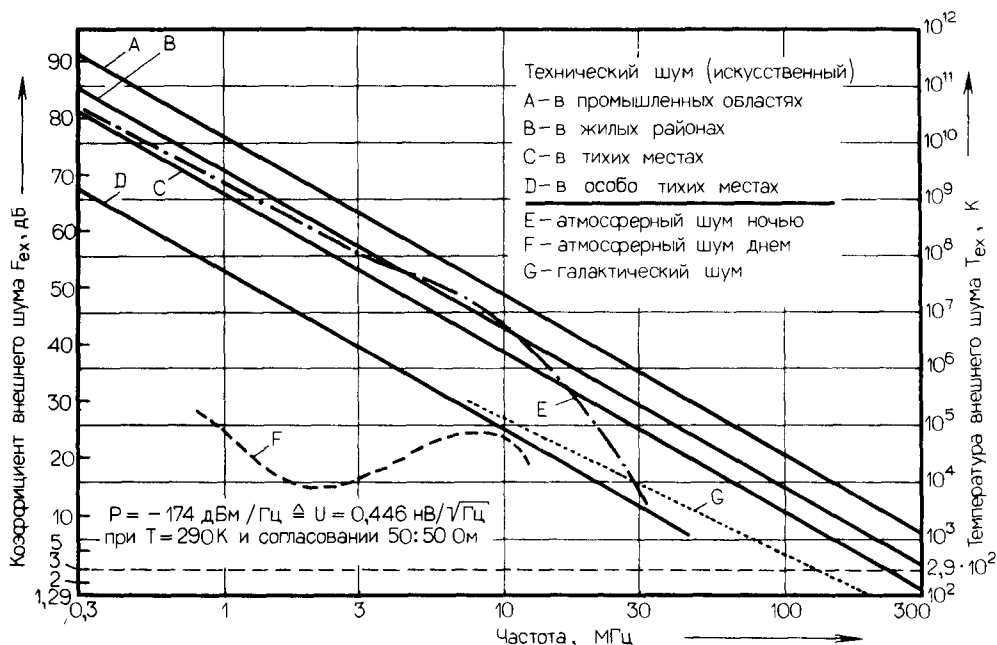


Рис. 2.2. Средняя нагрузка частотного диапазона 0,3–300 МГц различными составляющими внешнего шума. Для коэффициента шума приемника следует выбирать параметр «С», за исключением вземной связи, когда в качестве критерия выбирается параметр «G».

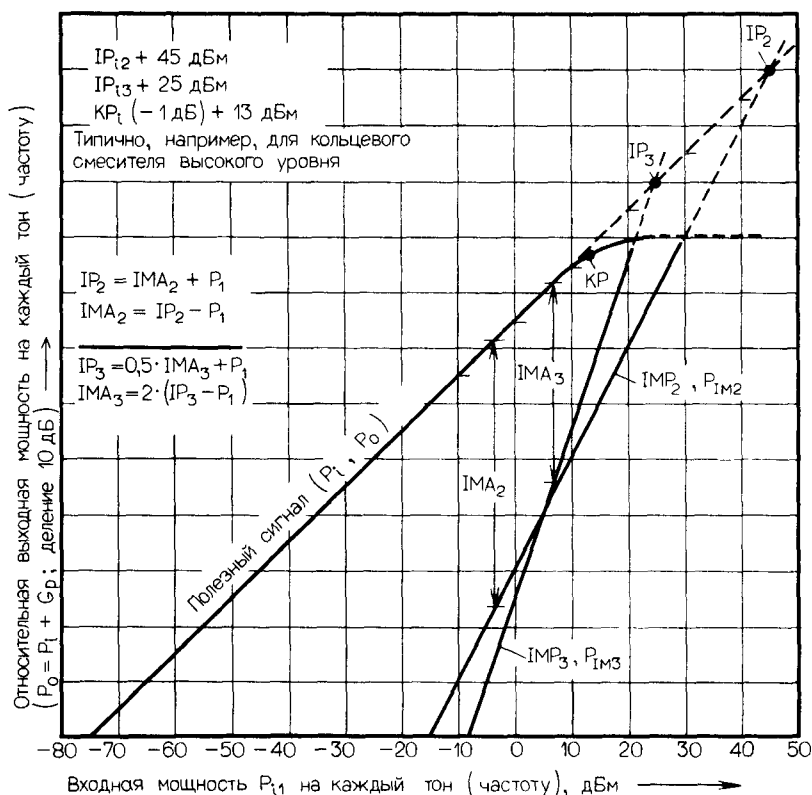


Рис. 2.3. Зависимость выходной мощности на каждый тон (частоту) от входной мощности на каждый тон (частоту). По оси ординат отложена относительная величина, т.е. отношение выходной мощности к входной плюс усиление мощности приемника (функционального звена).

ческим диапазоном, а их чувствительность лишь ненамного превышает уровень внешнего шума. С увеличением частоты снижаются уровни мощности внешних сигналов и внешнего шума, поэтому динамический диапазон на частотах выше 50 МГц может понижаться, а чувствительность, как видно из рис. 2.2, может постепенно увеличиваться.

Точка компрессии КР, т.е. абсолютная граница практически линейной амплитудной характеристики, должна быть во всем рабочем диапазоне частот на 10 дБ выше верхней кривой на рис. 2.1; точка пересечения IP_3 , очень важная в отношении интермодуляции, равна КР плюс 10–20 дБ. Рекомендуется субоктавная ВЧ-фильтрация, однако следует использовать по возможности полосовые фильтры с отношением граничных частот менее 1:2. При выполнении этих рекомендаций можно значительно проще преодолеть влияние увеличения мощности сигнала, которое происходит в диапазоне < 15 МГц в последней четверти суток. Ключ к решению проблемы выбора динамического диапазона сигналов – рис. 2.3.

При выборе коэффициента шума F_{RX} приемника следует ориентироваться на параметр «С» уровня внешнего шума F_{ex} (рис. 2.2). Если $F_{RX} = F_{ex}$, получается минимальный уровень шума на выходе, который на 3 дБ выше, чем в отсутствие внешнего шума, т.е. следует выбирать $F_{RX} \approx F_{ex} - 3$ дБ; при этом необходимо учитывать затухание антенных кабелей как дополнительной составляющей F_{RX} . Так как сигналы на Земле обычно принимаются в диапазоне атмосферного теплового шума с температурой

$T_{ex} \approx 290K \triangleq \approx 17^\circ C \triangleq F_{ex} \approx 3$ дБ, то значения F_{RX} ниже этого порога вряд ли имеют смысл. Исключением является космическая радиосвязь в относительно маломощном диапазоне > 200 МГц при оптимальном выборе направления антенн; в данном случае необходимо определять F_{RX} в соответствии с параметром «G» (см. рис. 2.2), но практически коэффициент F_{RX} должен быть как можно меньше, так как $T_{ex} \approx 50K = -223^\circ C \triangleq F_{ex} \approx 0,7$ дБ. Зависимость F от T представлена на рис. 2.4¹⁾.

Между IP_3 и RF_{RX} должен быть большой интервал, так как он определяет два чрезвычайно важных качественных признака – динамический диапазон 1-го и 3-го порядков DB_1 и DB_3 . Оба диапазона начинаются от RF_{RX} ; DB_1 имеет интервал до КР, где полезный сигнал ограничивается, а DB_3 – до уровня допустимого значения интермодуляционных помех, который измеряется при подаче на вход приемника двух частот с одинаковыми уровнями (см. рис. 2.5). Более важен динамический диапазон DB_3 , так как он включает уровень первичных собственных интермодуляционных помех 3-го порядка P_{33} , которые равны уровню RF_{RX} ; при увеличении их на 3 дБ пороговая чувствительность уменьшается на ту же величину. Последнее показывает, что F_{RX} ненамного меньше F_{ex} из-за интермодуляционных составляющих. Динамический диапазон увеличивается с помощью омического высокочастотного аттенюатора, устанавливаемого за гнездом включения антенны, в такой же степени увеличиваются КР и IP . Эту зависимость необходимо тщательно проанализировать.

Расширения динамического диапазона добиваются путем введения однократного преобразования частоты. Каждое дальнейшее преобразование понижает величины КР и IP , и в результате уменьшается динамический диапазон DB . Следовательно, и эту проблему мы должны также изучить.

Многократное преобразование необходимо в том случае, когда только таким образом можно обеспечить требуемое затухание по зеркальному каналу, и/или затухание по промежуточной частоте ≥ 70 дБ, и/или когда оптимальная промежуточная частота находится в диапазоне приема, и/или высокое значение ПЧ препятствует получению желаемой ширины полосы пропускания. Промышленность выпускает кварцевые и мо-

¹⁾ Она выражается формулой $T_{ex} \approx 290^\circ (F_{ex} - 1)$. – Прим. ред.

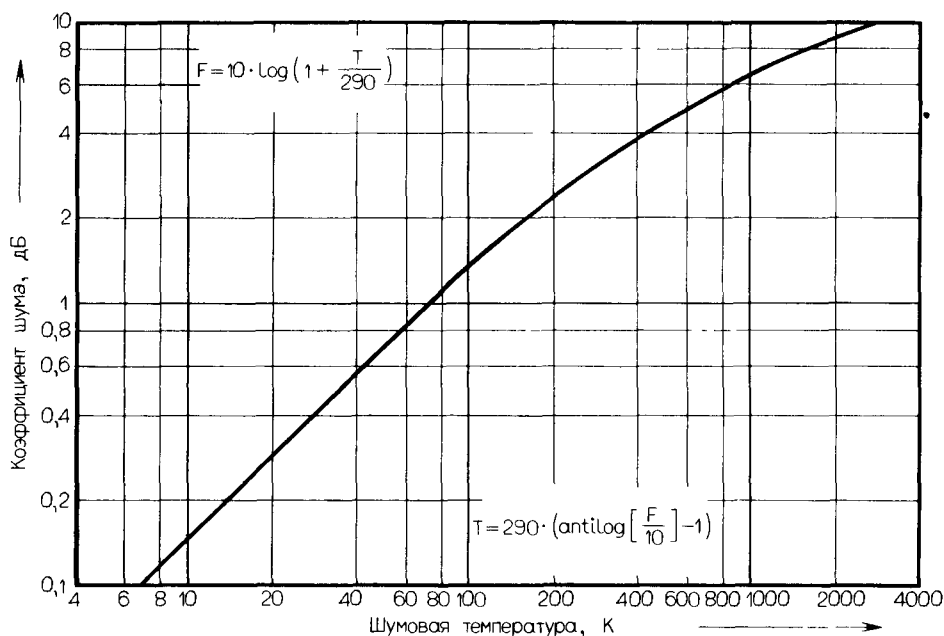


Рис. 2.4. Зависимость коэффициента шума от шумовой температуры для высокочувствительных приемников (функциональных звеньев).

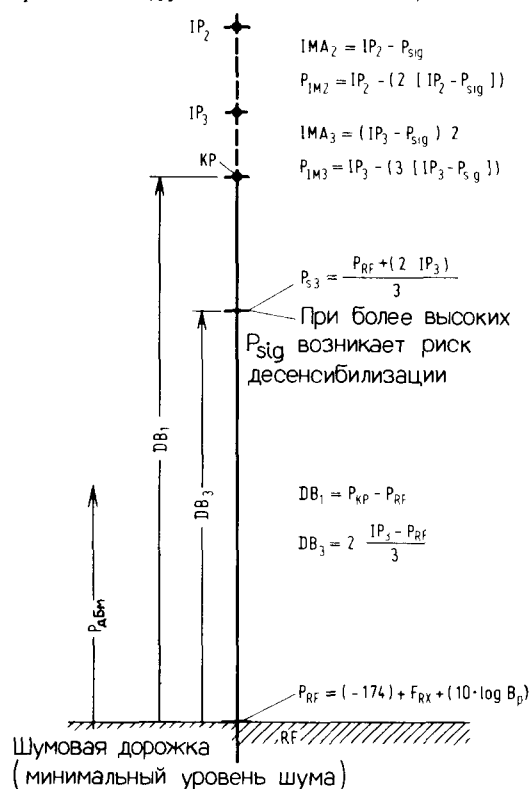


Рис. 2.5 Связь между минимальным уровнем шума (шумовая дорожка) и граничными значениями динамических диапазонов. Динамика и граничные значения мощности зависят от ширины полосы.

нолитные фильтры, обеспечивающие полосы пропускания порядка 25 3500 Гц/МГц (для вышеизложенных целей).

Учитывая это, в приемниках с рабочей частотой до 1 ГГц используют максимально две ступени преобразования, а при ширине полосы более 1 кГц как правило, одну. Прием сигналов с полностью или частично подавленной несущей осуществляется с использованием одного или нескольких детекторов-смесителей.

При проектировании схем руководствуйтесь следующим правилом: усиление между гнездом включения антенны и каскадами, обеспечивающими избирательность по соседнему каналу (т.е. во входной части), должно быть как можно меньше, чтобы обеспечить требуемый коэффициент шума приемника. При проектировании следует а) проявлять крайнюю осторожность в выборе усиления высокой частоты; б) смеситель для разгрузки последующих каскадов всегда выполнять пассивным (т.е. с усилением < 1); в) использовать по возможности маломощный предусилитель промежуточной частоты с дуплексером со стороны входа $f_z = f_{\text{в}} \pm f_{\text{н}}$; г) после этого каскада устанавливать схему, обеспечивающую избирательность по соседнему каналу. Сверхвысокое усиление вызывает перегрузку и снижение КР и IP, а также обоих DB.

Принимается, что точка IP_{i3} каждого последующего каскада должна быть выше на 3 дБ или больше, чем соответствующая точка IP_{03} предыдущего каскада, так как только таким образом можно устранить взаимное влияние и избежать потери качества сигнала. То же самое относится и к точкам компрессии KP_i и KP_0 , но здесь достаточно превышения на 1 дБ или немного больше. В качестве исходной точки этого «ориентируемого назад» способа вычислений следует использовать узел, обеспечивающий избирательность по соседнему каналу, так как он, будучи самым слабым звеном

функциональной цепи, выдерживает не больше $+10 \text{ дБм} \hat{=} 10 \text{ мВт}$ промежуточной частоты; внеполосная энергия сигнала может быть выше. В полосе пропускания кварцевых и монокристаллических фильтров $\text{IP}_{\text{из}}$ возрастает от уровня $+30$ (> 50) дБм.

В заключение следует отметить, что сигнальный тракт входной части приемника вплоть до ПЧ-тракта должен быть высоколинейным в интересах оптимального качества сигнала. Следует избегать ограничений и других нелинейных эффектов ПЧ-фильтров; при цифровой обработке ПЧ-сигналов не отказываются от предварительной фильтрации. Высокая линейность необходима также для связанного со смесителем комплекса задающего генератора.

2.2. Характеристики приемника, работающего в диапазоне 1,6–30,0 МГц с промежуточной частотой 45 МГц

КВ-приемник, блок-схема которого представлена на рис. 2.6, преобразует частоту сигнала «вверх» (повышает) в ПЧ 45 МГц с последующей фильтрацией по соседнему

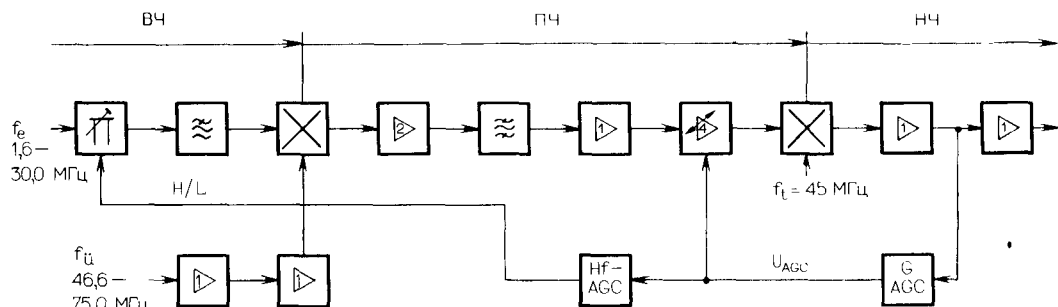


Рис. 2.6. Блок-схема присмного тракта.

каналу. Первый режим работы – J3E с двумя боковыми полосами USB и LSB¹⁾, кроме того, имеется НЧ-процессор для A1A, A1B и F1B-режимов.

Переносной профессиональный приемник при напряжении питания 13,6 В имеет следующие характеристики: $f_c = 1,6000 - 29,9999$ МГц с шагом сетки 100 Гц; $IP_3 \geq +25$ дБм; $IP_2 \geq +45$ дБм; $KP \approx +6$ дБм; $F \leq 12$ дБ; $B_p = 2,4$ кГц (J3E); $RF \approx -128$ дБм = 90 нВ/50 Ом; $DB_3 \approx 102$ дБ; $P_{s3} \approx -26$ дБм; подавление сигнала промежуточной частоты и зеркального канала ≥ 80 дБ.

Общая схема приемника, расположенная на трех платах, соответствующих европейскому стандарту (100 × 160), включает сигнальный тракт, синтезатор (рассмотрен в разд. 2.10), электропитание и дополнительные НЧ-процессоры (в зависимости от рода работ). Синтезатор можно использовать одновременно и для управления передатчиком на 100 Вт (рассмотрен в разд. 2.6).

2.2.1. ВЧ-фильтр, смеситель и усилитель

На рис. 2.7 показана входная часть приемника, состоящая из антенного ввода ВЧ-аттенуатора, управляемого с помощью АРУ и ВЧ-фильтров.

Резистор, установленный параллельно входу антенны, препятствует накоплению статических зарядов гальванически не заземленной антенны. Дополнительная емкость 1 мкФ/1 кВ защищает приемник при случайном контакте его антенны с источником высокого напряжения.

Составная часть автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника – переключаемый с помощью реле омический аттенуатор на 25 дБ. Он включается (при этом регулировка АРУ составляет около 45 дБ) и остается в таком состоянии при более высокой степени регулировки; в этом случае увеличивается линейность тракта и понижается чувствительность. При выходе из этого состояния остаточное регулирование примерно равно 10 дБ. Гистерезис составляет, таким образом, около 35 дБ.

Необходимо заметить, что пороги включения и выключения могут находиться вблизи минимального уровня шума и вследствие этого могут неблагоприятно повлиять на отношение сигнал/шум при слабом сигнале и одновременно малом внешнем шуме. С другой стороны, эти пороги можно регулировать и их можно несколько поднять.

ВЧ-фильтрация осуществляется фильтрами ТР-Е_{н5}, НР-Т_{н3} и ТР-Т_{н5}. Эллиптический НЧ-фильтр обеспечивает затухание в среднем 30 дБ при непременном подавлении побочного канала промежуточной частоты ≥ 55 дБ; остальное подавление обеспечивается развязкой между входами смесителя, которая ≥ 25 дБ. В соответствии со статистическим распределением внешнего шума (см. рис. 2.2) фильтр Чебышева ослабляет (отражает) сигналы в диапазоне < 12 МГц обратно пропорционально частоте (эта ступень фильтра включается с помощью небольших проволочных перемычек); вследствие этого улучшается динамический диапазон сигналов, но ухудшается чувствительность. Фильтр Чебышева используется прежде всего для ослабления сигналов диапазона зеркальных частот 46,6–75,0 МГц²⁾.

Не рекомендуется шунтировать фильтр перемычкой, так как на смеситель попадут неослабленными все сигналы длинных и средних волн; при этом также следует принять во внимание избирательные свойства примененной антенны.

На рис. 2.7 показана схема фильтра с экранирующими перегородками и проходными конденсаторами. Катушки намотаны на тороидальные сердечники для уменьшения индуктивности рассеяния.

¹⁾ USB (up side band) верхняя боковая полоса; LSB (low side band) – нижняя боковая полоса. Прим. перев

²⁾ То есть частот 91,6–120 МГц. – Прим. ред.

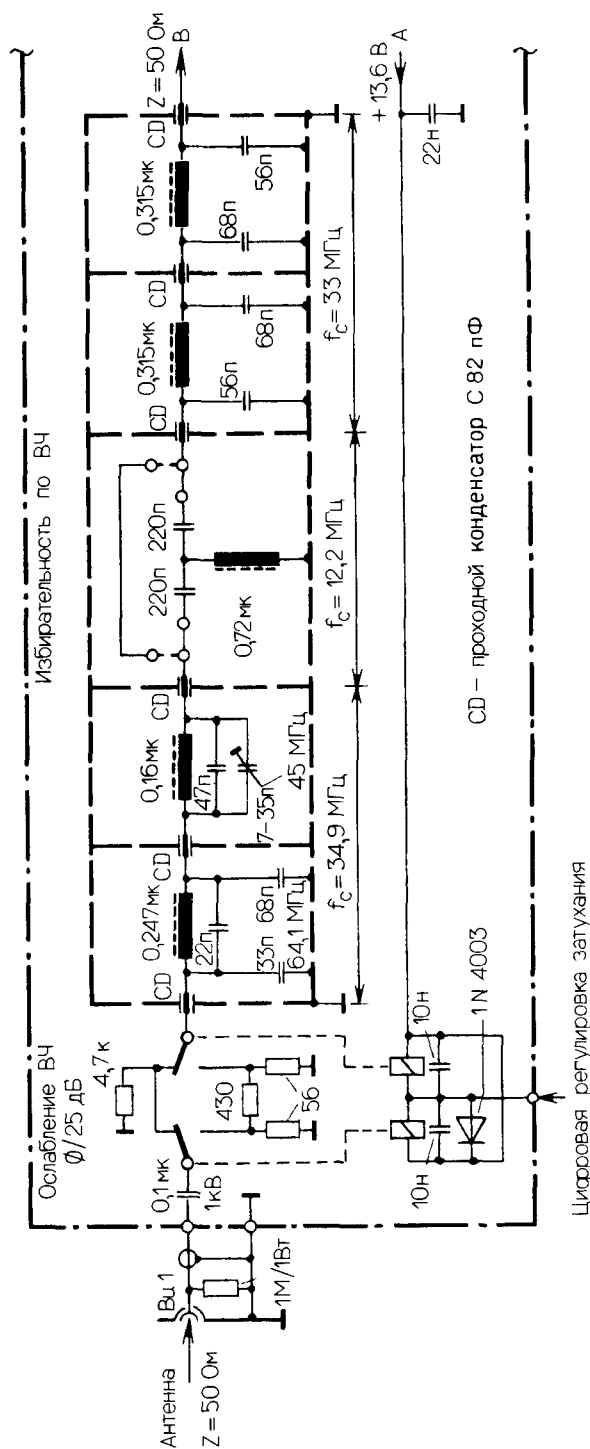


Рис 2.7. Схема входной части приемника с управляемыми АРУ ВЧ-аттенуатором и ВЧ-фильтром.

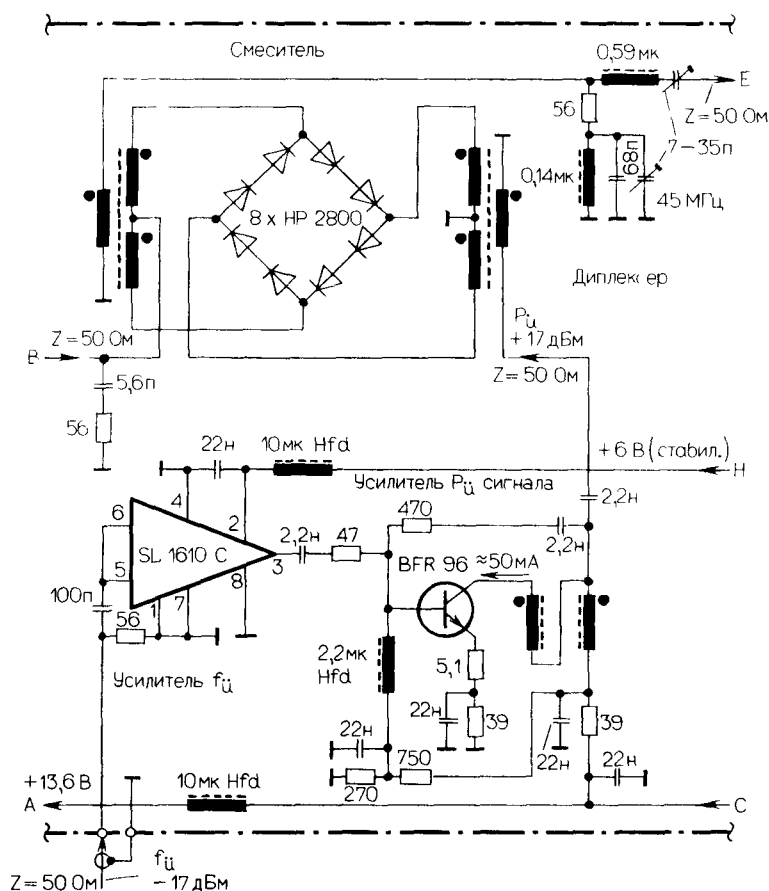


Рис 2.8 Схема выходной части приемника со смесителем и усилителем сигнала гетеродина ($P_{\text{ц}}$)

На рис. 2.8 показана выходная часть схемы, состоящая из смесителя, диплексера промежуточной частоты и усилителя $P_{\text{ц}}$. Используется смеситель высокого уровня с $IP_{13} \geq +25 \text{ дБм}$ и $A_1 \approx 5,5 \text{ дБ}$; на входе смесителя установлен диплексер R/C-HP для оптимизации согласования полного сопротивления в высокочастотной части полосы задерживания ВЧ-фильтра. На выходе смесителя установлен диплексер BP, обеспечивающий выделение нужного сигнала в соответствии с формулой $f_z = f_u - f_c$ и поэтому осуществляющий разгрузку последующих каскадов.

Задающий генератор и 50-омный возбудитель на выходе интегральной схемы усилителя обеспечивают обратную развязку $\geq 50 \text{ дБ}$ и почти чисто резистивную связь, а следовательно, очень широкую полосу согласования выходного и входного сопротивлений смесителя по входу $f_{\text{ц}}$; к этому следует стремиться всегда. Все катушки, трансформаторы и дроссели намотаны на тороидальные сердечники.

2.2.2. Усилитель и фильтр промежуточной частоты

На рис. 2.9 показана входная часть схемы, состоящая из двух ПЧ-предусилителей, устройства избирательности по соседнему каналу и третьего ПЧ-предусилителя. Точка «G» этой схемы завершает входную часть приемника, отвечающую за динамический диапазон и чувствительность.

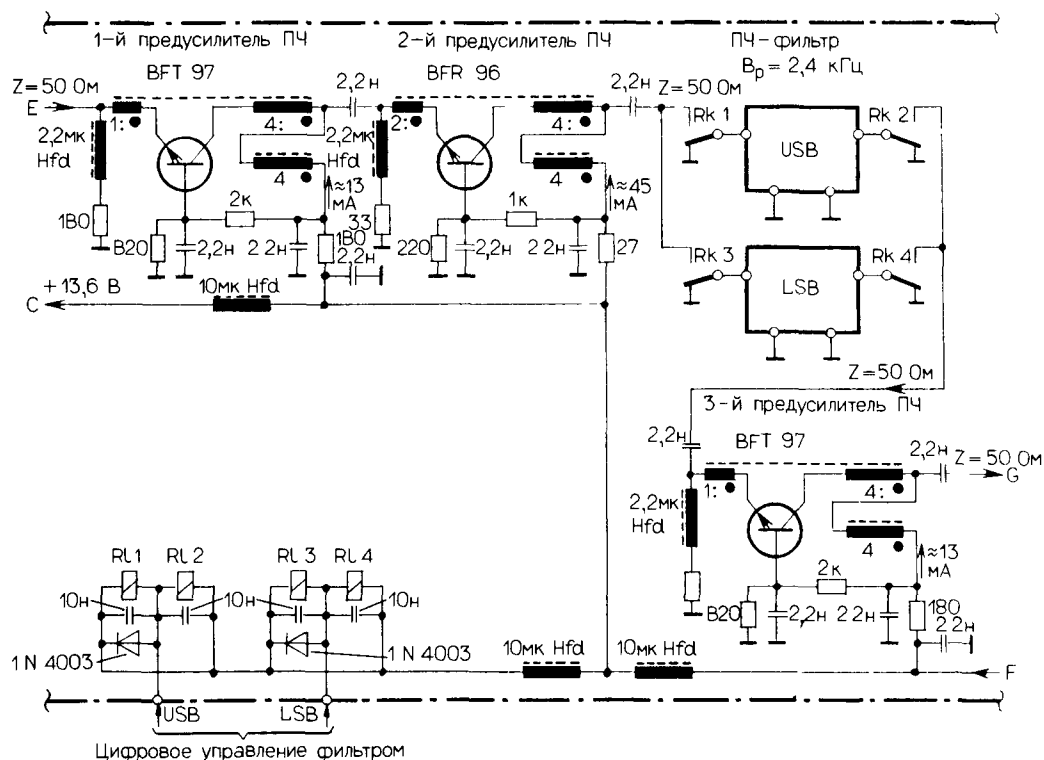


Рис. 2.9 Схема входной части приемника с предварительным ПЧ-усилителем и ПЧ-фильтром

Три нерегулируемых ПЧ-предусилителя, функционально идентичные, малошумящие, с реактивной отрицательной обратной связью, отличаются друг от друга главным образом схемой соединений, током коллектора и коэффициентом трансформации.

8-полюсные кварцевые фильтры верхней USB и нижней LSB боковых полос промежуточной частоты, обеспечивающие функционирование J3E-режима, включаются с помощью реле и имеют смещение от номинальной величины промежуточной частоты на $-1,5 \text{ кГц} + 1,5 \text{ кГц}$ соответственно. Такая схема дает возможность осуществлять демодуляцию сигнала независимо от расположения боковой полосы частот относительно поднесущей частоты 45 МГц ; использование синтезатора для сдвига боковой полосы частот было бы дорогостоящим. Знак отклонения частоты выбран правильно, так как схема при $f_u > f_c$ обеспечивает инверсию боковой полосы частот в смесителе.

На рис. 2.10 показан ПЧ-усилитель с АРУ; он выполнен на интегральных схемах (ИС).

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) охватывает три первых каскада. При увеличении силы сигнала вначале регулируется греття интегральная схема, затем вторая, и наконец входная. Такой «обратно ориентируемый» режим обеспечивает оптимальное отношение сигнал/шум и соответствующую линейность. Задержка регулирования достигается падениями напряжения на диодах в цепи первых двух интегральных схем. Следует также учитывать звено аттенуатора высокой частоты (см рис. 2.7).

Усиление выходной микросхемы регулируется установочным напряжением от за-

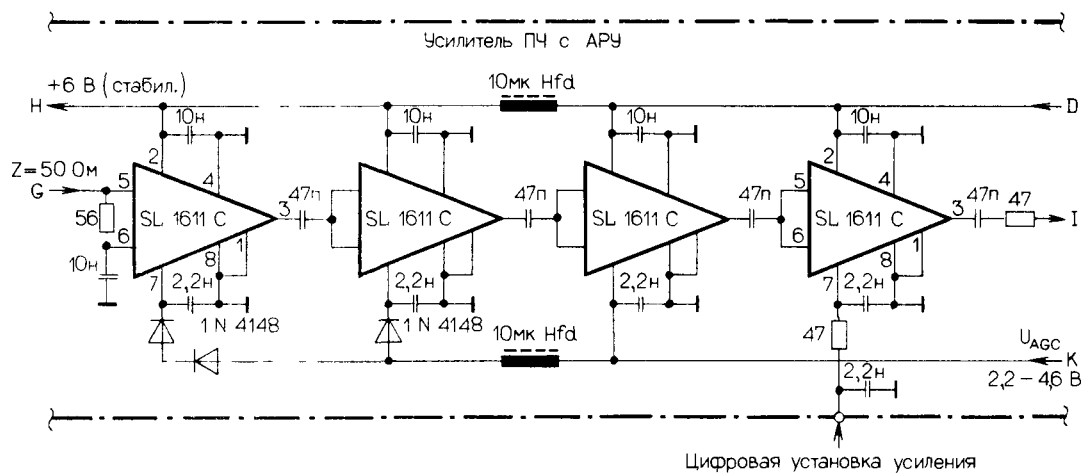


Рис 2.10 Схема ПЧ-усилителя с автоматической регулировкой усиления (АРУ).

дающего генератора настройки. Оно зависит от частоты и связано с кривой затухания ВЧ-фильтра на входе. На частотах $f_c \geq 8$ МГц коэффициент G_u постоянен и равен 0 дБ; при уменьшении частоты он возрастает до 26 дБ на частотах < 4 МГц. При зашунтированном фильтре высоких частот коэффициент G_u постоянен и остается равным 0 дБ. Таким образом, на выходе (в точке I) поддерживается (независимо от f_c) постоянная величина сигнала.

Эффективный диапазон автоматической регулировки усиления с учетом всех активных элементов схемы составляет около 120 дБ. В пределах этого широкого диапазона напряжений $1:10^6$ изменения величины сигнала на выходе уменьшаются до пренебрежимо малой величины, равной ± 2 дБ.

2.2.3. Детектор-смеситель, процессор низких частот и цепь автоматической регулировки усиления

Эта часть схемы приемника показана на рис. 2.11. В верхней части схемы представлен тракт формирования информационного сигнала, в нижней — цепь автоматической регулировки усиления, включающая звено для управления реле ВЧ-аттенюатора. Эта схема высокоинтегрированная и не требует объяснений.

Блоки обработки низкой частоты подключаются к точке включения регулятора громкости и состоят из полосовых фильтров и ограничителей для работы телетайпа и др., а также из интерфейсов и каскадов переключения линейного тока для телетайпа.

2.3. Инvertируется ли боковая полоса?

Инvertируется ли в процессе смещения сигнал верхней боковой полосы в сигнал нижней боковой полосы? Этот вопрос возникает среди прочих при определении избирательности по соседнему каналу и при выборе частотной характеристики фильтров относительно поднесущей при демодуляции сигналов с одной боковой полосой SSB.

Все возможные варианты взаимного расположения спектров показаны на рис. 2.12. Это в одинаковой степени справедливо для приемника и передатчика. Схема основана на положении боковой полосы относительно рабочей частоты f_0 . Она сохраняется при многократном преобразовании частоты, и в зависимости от расположения частот инvertированная боковая полоса может вернуться в свое первоначальное положение.

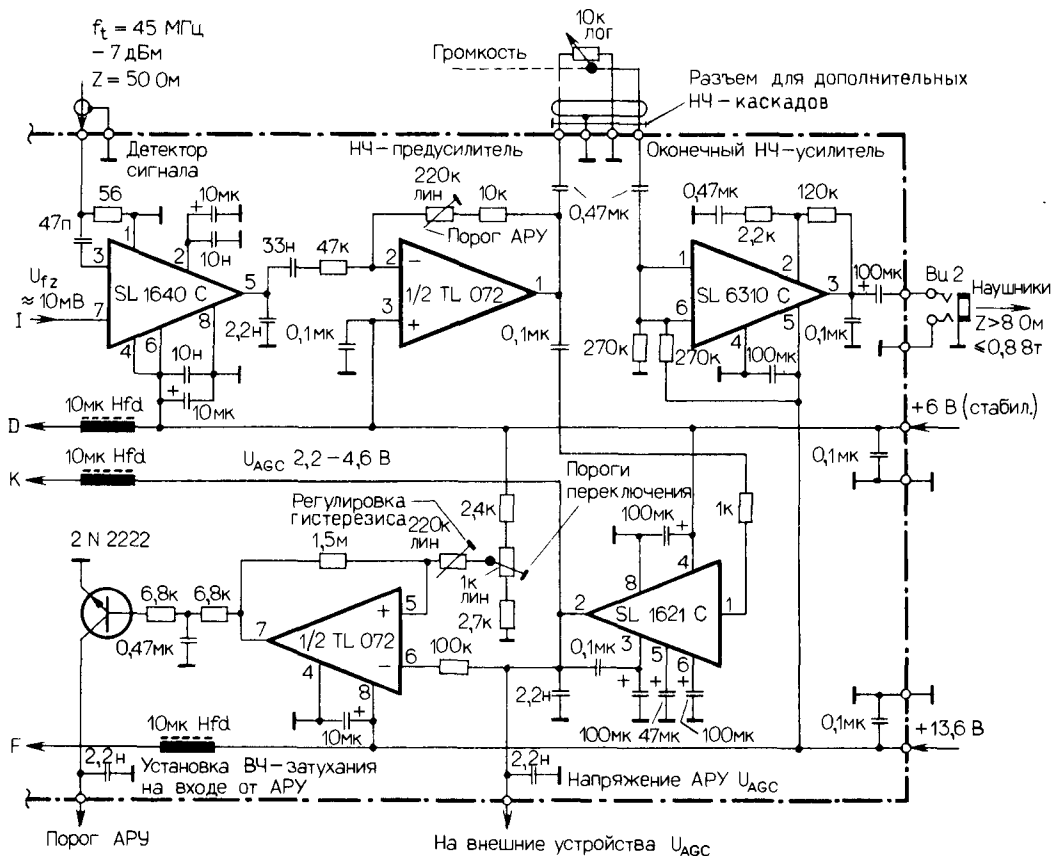


Рис. 2.11. Часть схемы с детектором сигнала, НЧ-предусилителем и АРУ.

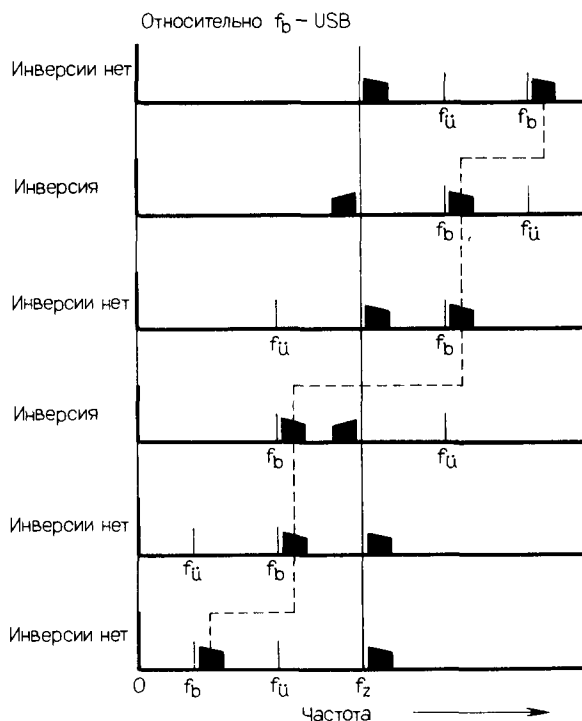


Рис. 2.12. Схема, дающая ответ на вопрос: приводят ли процессы смещения к инверсии боковой полосы? Мы исходим из рабочей частоты приемопередатчика f_b .

В преобразователе приемопередатчика используются, как правило, соответствующие преобразования, в результате которых сигнал передатчика и приемника имеет одинаково сориентированные боковые полосы

2.4. Приемопередатчик коротковолнового диапазона для телеграфии сигналов с одной боковой полосой частот (CW/SSB)

Этот радиолюбительский приемопередатчик предназначен для работы в диапазоне от 10 до 160 м. Режим работы приемопередатчика А1А, у приемника еще и J3Е. Сигнальный тракт приемника и задающий генератор приемопередатчика, с одной стороны, и устройство формирования сигналов передатчика с другой разные устройства, поэтому можно использовать приемник самостоятельно. Необходимое напряжение питания должно быть 11–15 В.

С помощью этого переносного приемопередатчика успешно осуществляется дальний прием сигналов со всех континентов в диапазоне 20 м. В качестве антенны используется исключительно полуволновой вибратор.

Блок-схема этого относительно сложного высокоинтегрированного приемопередатчика показана на рис. 2.13. Характеристики приемника следующие: $IP_3 \geq +5$ дБм, $F \leq 15$ дБ; $B_p = 100$ Гц в А1А и ~ 2000 Гц в J3Е-режиме; передатчик имеет мощность $\geq 2,5$ Вт в непрерывном режиме. Кварцевый генератор настройки с раздельной

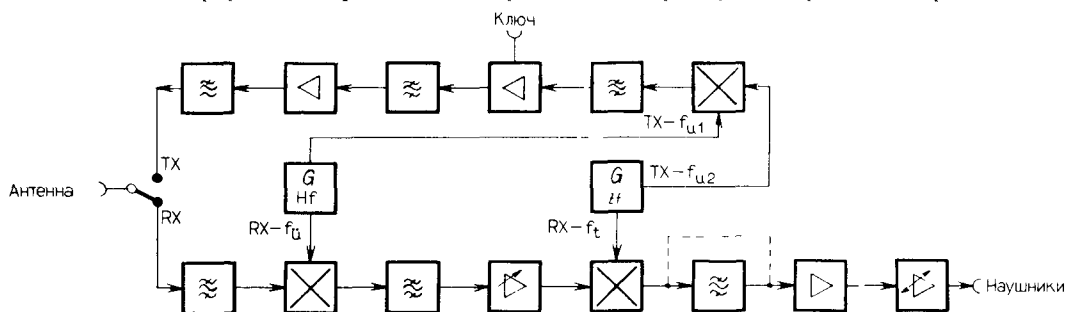


Рис. 2.13 Блок-схема приемопередатчика коротковолнового диапазона с фильтрацией одной боковой полосы

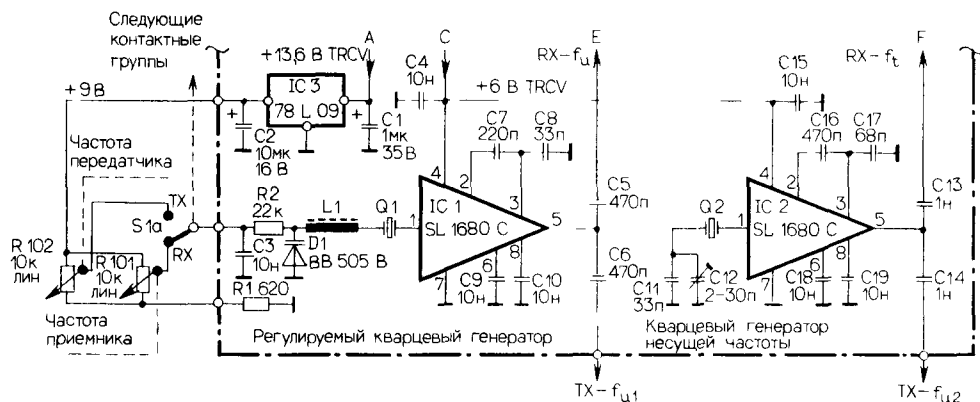


Рис. 2.14. Схема задающего генератора приемопередатчика, включающая регулируемый кварцевый генератор и генератор несущей частоты

установкой частоты передатчика/приемника обеспечивает диапазон перестройки 35 кГц в 20-метровом диапазоне; независимо от диапазона это составляет 0,25%. Стабильность частоты вычисляется с учетом очень малой полосы частот в CW-режиме.

Катушки и кварцевые генераторы, представленные на схемах, рассматриваются в разд. 2.4.4.

2.4.1. Кварцевый генератор настройки и кварцевый генератор несущей частоты

Эта схема показана на рис. 2.14. Независимо от характеристик кварца обе интегральные схемы генератора имеют внутреннее регулируемое напряжение сигнала ≈ 120 мВ при нагрузке ≥ 100 Ом.

Индуктивность $L1$ кварцевого генератора настройки составляет около 50–60 нГн на 1 м длины волны, генерируемой кварцем; это ориентировочная величина (!); она должна быть уточнена экспериментально. Кварц $Q1$ используется «без емкостей», поэтому следует избегать любых паразитных емкостей. Для $R101$ и $R102$ используются высококачественные металлокерамические резисторы с допустимой мощностью рассеяния 1 Вт и точным приводом с замедлением 1:[6–10]. Обе шкалы настройки калибруются с помощью частотомера (с разрешающей способностью ≤ 100 Гц) непосредственно или в случае возможной смены кварца – с помощью калибровочной кривой (на миллиметровке).

Подстройка частоты кварца $Q2$ на совпадение боковой полосы и полосы пропускания ПЧ-фильтра приемника производится с помощью $C12$; при использовании хорошо зарекомендовавшего себя кварца KVG (см. разд. 2.4.4) значение промежуточной частоты составляет 9 МГц.

Относительно частоты $Q1$ обратимся к схеме на рис. 2.12 (вторая строка сверху); для инверсии боковой полосы (спектра) в смесителе на КВ-диапазонах > 10 МГц используется верхняя боковая полоса (USB).

В одном (из 6) приемников установлен кварц $Q1$ с последовательным резонансом на 23,12 МГц (KVG типа XS-2804) и $L1$ с 7,22 мкГн. Таким образом получают диапазон перестройки рабочей частоты $23,094 \cdot 23,132$ МГц $\hat{=}$ 14,094–14,132 МГц при $Q2$, работающем на частоте 9 МГц. Ширина этого диапазона 38 кГц, т.е. он охватывает 380–100 Гц-CW-каналов и обеспечивает дальний прием в пределах континента и прием в полосе частот $\geq 14,1$ МГц для J3E-режима. (Это граничное значение различно в разных странах.) Качественный дальний (DX) прием зависит не в последнюю очередь от раздельной и даже полностью автономной подстройки частоты передатчика и приемника.

Вместо подстраиваемого кварцевого генератора можно использовать перестраиваемый LC-генератор. Однако в таком случае необходимы высокая стабильность частоты для работы в узкополосном CW-режиме и существенное усложнение схемы, что приводит к увеличению стоимости.

2.4.2. Приемный тракт

На рис. 2.15 показана часть схемы с антенным переключателем. Граничные частоты полосового фильтра $BP-B_{n2}$ для 20-метрового любительского диапазона составляют 13,3 и 15,1 МГц.

На рис. 2.16 представлена схема ПЧ-тракта с детектором. Лестничный SSB-фильтр (с одной боковой полосой) с чебышевской аппроксимацией, соответствующий рис. 1.56, выделяет нижнюю боковую полосу (так как в смесителе происходит инверсия боковой полосы). Установка усиления промежуточной частоты происходит с помощью $R107$, диапазон регулировки 70 дБ (плюс ослабление высокой частоты 0/20 дБ), и используется для установки уровня сигнала низкой частоты в диапазоне регулировки АРУ усилителя низкой частоты.

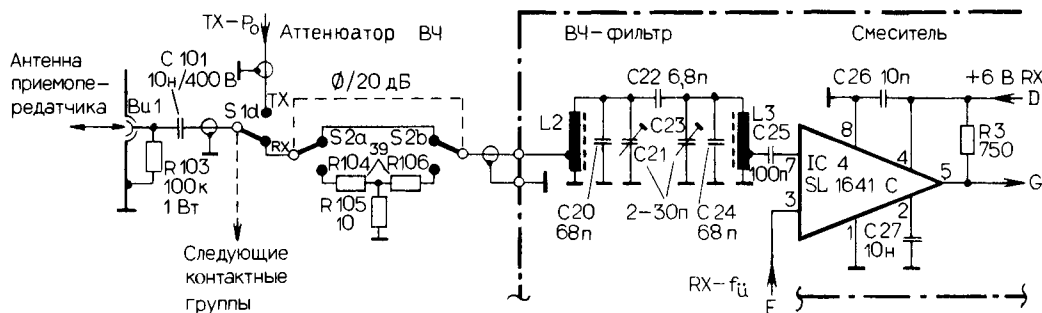


Рис. 2.15. Схема соединения антенны приемопередатчика и входного тракта с ВЧ-селектором и смесителем.

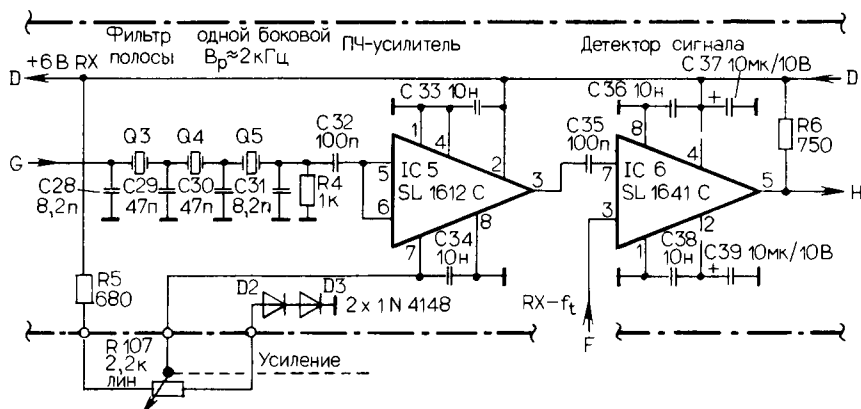


Рис. 2.16. Схема ПЧ-тракта приемника, включающая фильтр одной боковой полосы (SSB), ПЧ-усилитель и детектор сигнала

На рис. 2.17 показано продолжение схемы, представленной на рис. 2.16, с активным НЧ-фильтром, в данном случае его характеристика описывается двухполосной функцией Баттерворта. Фильтр настраивается с помощью R12 на среднюю частоту 1000 Гц.

На рис. 2.18 представлены схема тракта низкой частоты и элементы схемы переключения приемник/передатчик. Диапазон автоматической регулировки усиления IC 8 ≈ 60 дБ, т. е. при установке на выводе 4 с помощью R107 ≈ 30 мВ сигнал низкой частоты попадает в середину этого диапазона, при этом напряжение выходного сигнала, приблизительно равное 85 мВ/на $R \geq 600$ Ом, практически остается постоянным при изменениях ± 30 дБ на входе; такая схема важна при плохих условиях приема.

Величина сопротивления регулятора громкости R108 должна быть в 100–500 раз больше сопротивления Z наушников, поэтому существует определенная зависимость от типа используемых наушников. Вначале срабатывает R108, затем S2 и R107.

2.4.3. Входной тракт передатчика

На рис. 2.19 показана малосигнальная часть тракта передачи. На смеситель поступают сигналы двух генераторов, f_{u1} и f_{u2} (см. рис. 2.14), выходная рабочая частота смесителя равна $f_{u1} - f_{u2}$. Для фильтрации нежелательных продуктов смешения на частоте $f_{u1} + f_{u2}$ используются два контура с L4 и L5.

Выходное сопротивление возбудителя в точке «В» равно 50 Ом, что позволяет

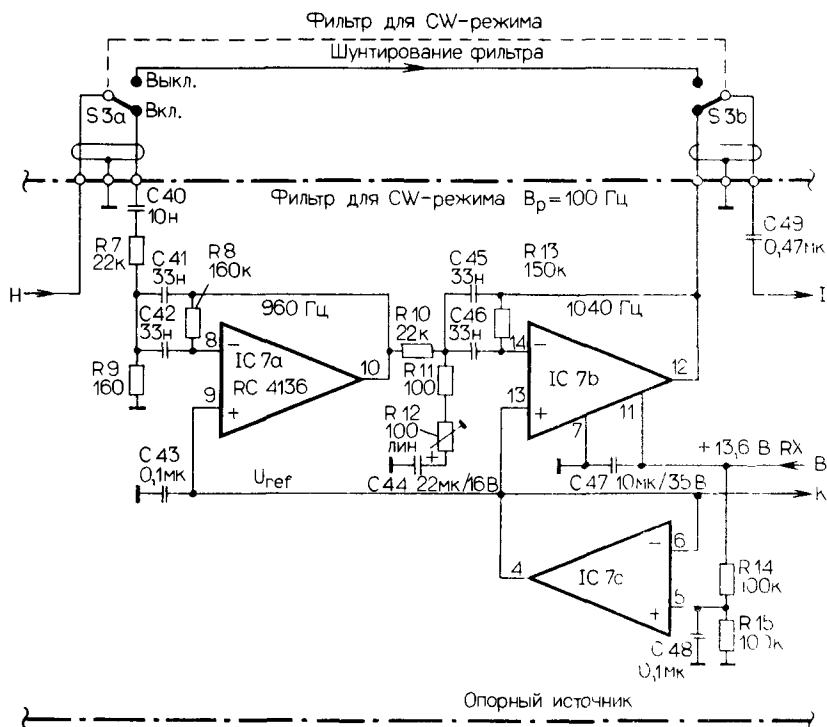


Рис. 2.17. Схема фильтра приемника для CW-режима

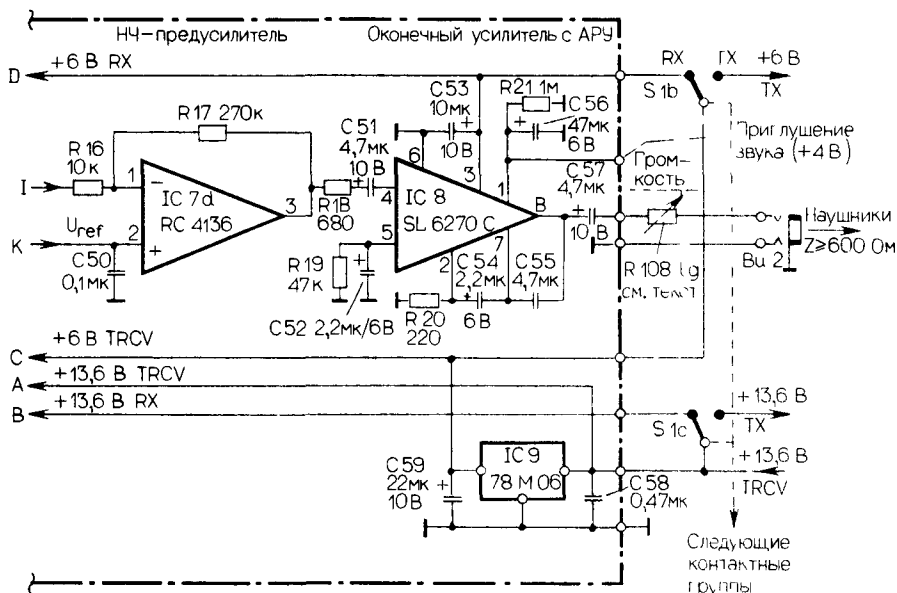


Рис. 2.18. Схема НЧ-тракта приемника с предусилителем и оконечным усилителем с АРУ, включающая элементы управления приемопередатчиком.

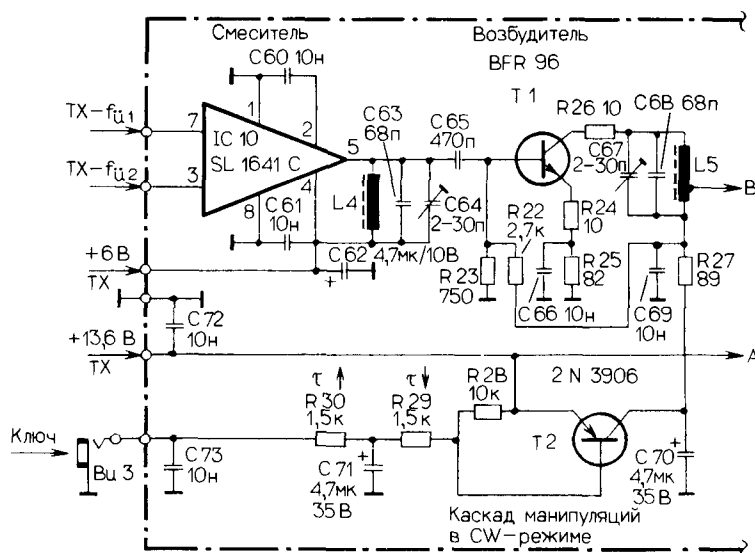


Рис. 2.19. Схема входного тракта передатчика, включающая смеситель, возбудитель и каскад манипуляций в CW-режиме.

применить другие (по сравнению с используемым здесь) выходные каскады. Мощность возбудителя P_o около $+19 \text{ дБм} \hat{=} 80 \text{ мВт}$.

Для сглаживания переходных процессов T2 работает с использованием в базе резистивного делителя R29/R30 и конденсатора C71. Постоянная времени нарастания и затухания (τ) не превышает 7 мс. При изменениях (на $1 \text{ кОм} \cdot \text{мкФ} = \text{мс}$) необходимо сохранить сумму $R29 + R30 = 3 \text{ кОм}$.

На рис. 2.20 представлена схема усилителя мощности PA, обеспечивающего в непрерывном режиме мощность ВЧ-сигнала $P_o = 2,5 \text{ Вт} \hat{=} +34 \text{ дБм}$.

Выходной транзистор работает в режиме класса C, т.е. нелинейном, в отличие от предыдущего тракта. В качестве фильтра высших гармоник 3-го или 2-го порядков используется эллиптический фильтр низких частот (ТР-Е_{ns}). Эти компоненты подавляются примерно на 60 дБ, все другие (менее критичные) больше чем на 40 дБ. Измеренная в гнезде антенны мощность паразитных колебаний составляет абсолютно малую величину $6 \text{ мкВт} \hat{=} -23 \text{ дБм}$.

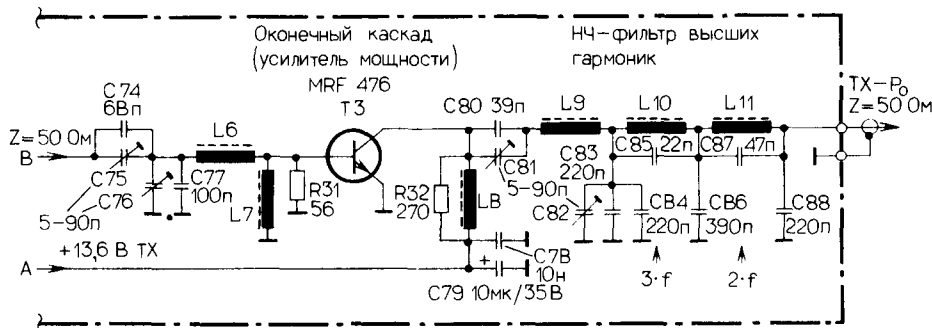


Рис. 2.20. Схема окончного каскада передатчика с фильтром высших гармоник.

Таблица 2.1. Характеристики катушек и кварцевых резонаторов для 20-метрового любительского диапазона, рассмотренных в разд. 2.4.1. – 2.4.3

Элемент схемы	Характеристики
L1	7,22 мкГн; 49 вит., 0,2 мм CuL, на тороидальном сердечнике Т-37-6
L2	1,47 мкГн; 22 вит., 0,32 мм CuL, отвод от 4-го витка со стороны «земли», на тороидальном сердечнике Т-37-6
L3	как L2, только отвод от 5-го витка со стороны «земли»
L4	как L2, только без отвода
L5	как L2, только отвод от 6-го витка со стороны «земли»
L6	0,51 мкГн; 13 вит., 0,32 мм CuL, на тороидальном сердечнике Т-37-6
L7, 8	1-мкГн миниатюрный дроссель высокой частоты
L9	1,63 мкГн; 19 вит., 0,88 мм CuL, на тороидальном сердечнике Т-68-6
L10	0,55 мкГн; 11 вит., 0,8 мм CuL, на тороидальном сердечнике Т-68-6
L11	0,65 мкГн; 12 вит., 0,8 мм CuL, на тороидальном сердечнике Т-68-6
Q1	Рабочая частота плюс 9 МГц (≈ 23 МГц), последовательный резонанс; в миниатюрном держателе HC-43/U
Q2 Q5	Кварц боковой полосы KVG XF-902L (9,0015 кГц при параллельном резонансе и емкости нагрузки 30 пФ).

2.4.4. Рекомендации по изготовлению

В табл. 2.1 представлены данные для катушек и кварцевых резонаторов для 20-метрового любительского диапазона при промежуточной частоте 9 МГц.

В данном случае используются резисторы с мощностью рассеяния 0,33 Вт и конденсаторы с предельно допустимым напряжением 50 В. По возможности следует выбирать многослойные керамические конденсаторы.

Для монтажа используются две эпоксидные платы с шагом отверстий и точками пайки на расстоянии 2,5 мм. На одной из плат собран приемник (см. рис. 2.13 и 2.14), на другой передатчик (см. рис. в разд. 2.4.3).

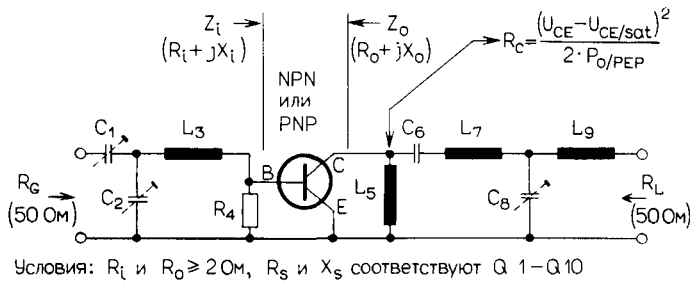
2.5. Схема узкополосного усилителя мощности

На рис. 2.21 представлена основная схема узкополосного усилителя мощности. Наиболее важные характеристики входное и выходное полное сопротивление Z_i и Z_o , употребляемых транзисторов, которое состоит из активной R и реактивной X составляющих. Последняя бывает, как правило, отрицательной до частоты 30 МГц ($-X$), т. е. емкостной; на более высоких частотах (до 150 МГц) она, наоборот, положительная ($+X$), т. е. индуктивная. Эти частотно-зависимые величины указаны в технических паспортах транзисторов.

Резистор R_4 обеспечивает электрическую стабильность усилителя. В случае самовозбуждения следует снизить величину сопротивления, но оно все же должно быть как можно больше.

Согласующие цепи принципиальной схемы используют последовательные комбинации R/X (полных сопротивлений транзисторов). Если в техническом паспорте даны параллельные величины R/X наиболее часто это имеет место для Z_o , расчеты выполняются по формулам, представленным на рис. 2.22.

На рис. 2.23 показана зависимость рабочих добротностей согласующих цепей от активных составляющих сопротивлений транзисторов при выходном сопротивлении каскада 50 Ом. Указанные звенья можно использовать как со стороны входа, так и со



$$X_{C1} = A \cdot R_G, \quad X_{C2} = \frac{B}{G-A},$$

$$X_{L3} = Q \cdot R_i + X_{C1}, \text{ или } X_{L3} = Q \cdot R_i - X_{Li},$$

$$A = \sqrt{\left[\frac{R_i \cdot (1+Q^2)}{R_G} \right]} - 1, \quad B = R_i \cdot (1+Q^2),$$

$$R_4 \approx 5 \cdot R_i$$

$$X_{L5} \geq 4 \cdot R_o \text{ для } f_{\text{мин}} \text{ с } Q \approx 1 \text{ (ВЧ-дроссель)},$$

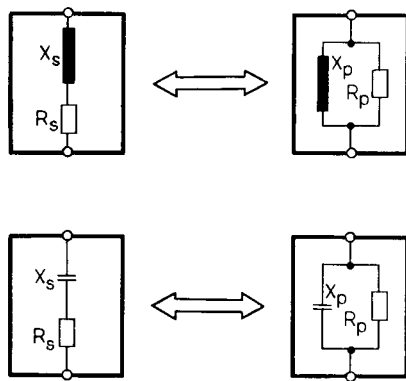
$$X_{C6} \leq 0,1 \cdot R_o \text{ для } f_{\text{мин}}; \quad X_{L7} = Q \cdot R_o + X_{Co}, \text{ или}$$

$$X_{L7} = Q \cdot R_o - X_{Lo}; \quad X_{C8} = \frac{A}{Q+B}; \quad X_{L9} = R_L \cdot B,$$

$$A = R_o \cdot (1+Q^2), \quad B = \sqrt{\left(\frac{A}{R_L} \right)} - 1$$

$$\text{Относительно } f_{mg}; \quad C = \frac{1}{\omega_{mg} \cdot X_C}, \quad L = \frac{X_L}{\omega_{mg}}; \quad N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}, \quad L = N^2 \cdot A_L; \quad B_{p/-3дБ} = \frac{f_{mg}}{Q}$$

Рис. 2.21. Основная схема узкополосного усилителя мощности, включающая расчет селективных согласующих цепей, построенных на элементах L и C (предпочтительных в 50-омной технике). Информация о Z_i и Z_o содержится в технических паспортах.



$$R_s = \frac{R_p}{1 + \frac{X_p^2}{R_p^2}},$$

$$R_p = R_s \cdot \left(1 + \frac{X_s^2}{R_s^2} \right),$$

$$X_s = \frac{X_p}{1 + \frac{X_p^2}{R_p^2}},$$

$$X_p = X_s \cdot \left(1 + \frac{R_s^2}{X_s^2} \right)$$

Рис. 2.22. Способы последовательного/параллельного пересчета полного сопротивления транзисторов на основе значений R и X , содержащихся в технических паспортах.

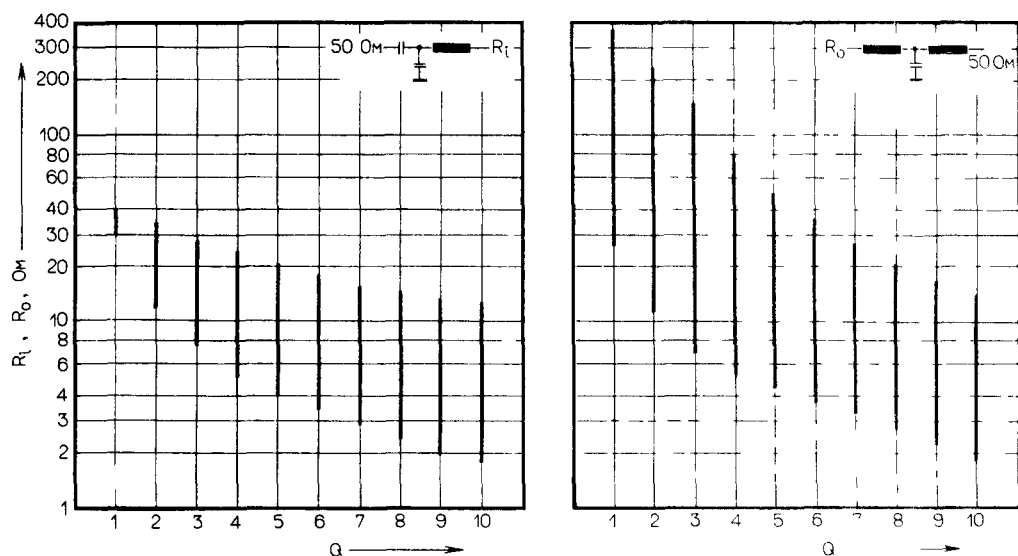


Рис. 2.23 Благоприятные рабочие добротности Q согласующих цепей в зависимости от активных составляющих сопротивления транзистора R_i и R_o при выходном сопротивлении 50Ω R_i и R_o взаимозаменяемы.

стороны выхода, т.е. R_i и R_o взаимозаменяемы. Если мы должны иметь относительно большую ширину полосы, то должны быть выбраны малые рабочие добротности, рекомендуется для оптимального соединения двух звеньев выбирать R промежуточного звена в соответствии с $\sqrt{R_{G,1} R_{L,0}}$.

Указанные рекомендации не зависят от используемой рабочей точки усилителя (установка тока покоя; класс А, АВ, В или С). Следует учитывать, что Z_i и Z_o связаны определенной зависимостью. Отличия настолько малы, что их можно устранить с помощью корректирующих элементов.

Катушки (для снижения тепловыделения) изготавливаются с как можно большей ненагруженной добротностью. Сердечники из карбонильного железа или феррита применяются при рабочих частотах выше 50 МГц , однако в случаях $P > 10 \text{ Вт}$ уже с частот $> 10 \text{ МГц}$ катушки используются только без сердечников. В качестве подстроечных конденсаторов устанавливаются высокочастотные триммеры на 10 В (высококачественные) со слюдяным или воздушным диэлектриком. Монтаж усилителя осуществляется на плате из двустороннего фольгированного эпоксидного материала или тефлона. Следует по возможности укорачивать соединительные проводники, причем это особенно необходимо при увеличении частоты сигналов.

2.6. Тракт передатчика диапазона 1,6–30,0 МГц с промежуточной частотой 45 МГц

Блок-схема этого широкополосного коротковолнового устройства, представленного на рис. 2.24, обеспечивает однократное преобразование частоты из промежуточной частоты 45 МГц в частоту передачи. Основной режим работы J31 с верхней и нижней боковыми полосами при возможном использовании процессоров для режимов A1A, A1B и F1B.

Наиболее важные рабочие характеристики этого профессионального портативного передатчика при напряжении питания $13,6 \text{ В}$ $f_c = 1,6000 - 29,9999 \text{ МГц}$ с шагом сетки

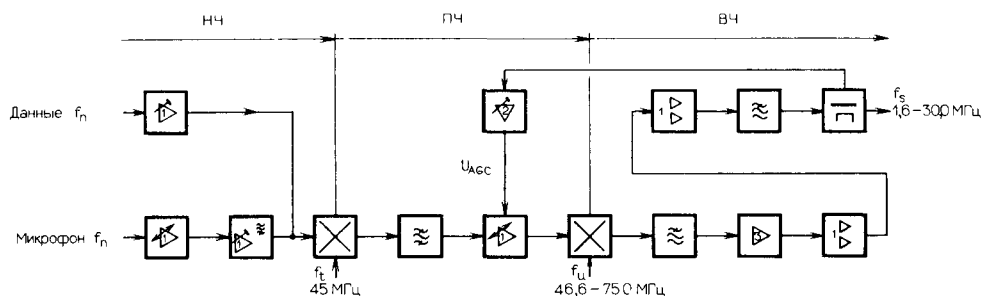


Рис 2.24 Блок-схема тракта передатчика

100 Гц; мощность 100 Вт $\hat{=}$ +50 дБм на ВЧ в J3E-режиме и в непрерывном CW-режиме; подавление несущей частоты ≥ 45 дБ; подавление боковой полосы ~ 35 дБ при частоте модуляции 300 Гц и ≥ 50 дБ при ≥ 1000 Гц; ослабление высших и побочных гармоник в гнезде антенны ≥ 50 дБм $\hat{=}$ ≤ 1 мВт.

Соединив этот передатчик и приемник, рассмотренный в разд. 2.2, можно получить полную систему приемопередачи. Для подстройки частоты в приемник устанавливают синтезатор, описанный в разд. 2.10.

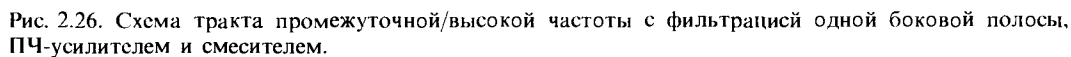
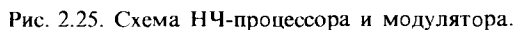
2.6.1. Процессор низкой частоты, модулятор и тракт промежуточной частоты

Входная часть схемы, состоящая из 2 независимых друг от друга усилителей различных модулирующих сигналов и DSB-модулятора (с двумя боковыми полосами), представлена на рис. 2.25. Слева внизу изображен микрофонный усилитель с автоматической регулировкой усиления. Диапазон АРУ ≈ 40 дБ, постоянные времени для процесса нарастания и затухания ~ 15 мс и $\sim 0,7$ с соответственно, т.е. практически оптимальные величины. Полоса передаваемых частот составляет приблизительно 300 3000 Гц. Выходной микрофонный усилитель используется как ВЧ-фильтр 1-го порядка с $f_c \approx 1$ кГц. С его помощью А_у увеличивается в среднем на 6 дБ/октава, т.е. обеспечивается подъем верхних частот для повышения достоверности при неблагоприятных условиях. Усилитель низкой частоты (слева сверху) передает на модулятор подготовленные и стабилизированные по уровню данные (например, азбука Морзе, телетайп)

Справа сверху изображен двойной балансный модулятор, на выходе которого имеется сигнал с двумя боковыми полосами. Несущая частота 45 МГц подавляется на 40 дБ; ее ослабление оптимизируется с помощью переменного резистора R (на входе 7 ИС).

Выходная часть схемы состоит из фильтра одной боковой полосы (SSB), ПЧ-усилителя и выходного смесителя ПЧ/ВЧ; она представлена на рис. 2.26. Слева – фильтр сигналов с одной боковой полосой, практически это аналог фильтра приемника, показанного на рис. 2.9; 8-полюсные кварцевые фильтры выделения сигнала с одной боковой полосой обеспечивают дополнительное подавление несущей частоты на 10 дБ и более, хотя предназначены они для подавления нежелательной боковой полосы.

Усилитель промежуточной частоты снабжен автоматической логической регулировкой усиления (адаптивная регулировка). В качестве критерия регулировки используется величина KCB(s) со стороны антенны. При слишком высокой отраженной мощности, соответствующей $s > 2$, уменьшается усиление промежуточной частоты, и таким образом обеспечивается защита тракта передачи мощности от критических рабочих ситуаций (перегрев, пробой из-за перенапряжения). Справа показан смеситель с интерфейсом на выходе для перехода на 50 Ом. С помощью двух подстроечных резисторов R сигналы с частотами f_2 и f_u минимизируются на выходе смесителя (подавление побочных составляющих).



2.6.2. Процессор высокой частоты

На рис. 2.27 представлена малосигнальная часть схемы, включающая ВЧ-фильтр, ВЧ-усилитель и предварительный каскад возбудителя. В верхней части рисунка показан фильтр ВЧ-сигнала, состоящий из низкочастотных фильтров типа $TP-T_{n5}$ и $TP-E_{n5}$, служащих для подавления сигналов зеркальной и промежуточной частот, последнее также обеспечивается развязкой между входами смесителя (рис. 2.26). На рисунке представлен фильтр с экранирующими перегородками и проходными конденсаторами, что позволяет уяснить его конструкцию. В нижней части рисунка – продолжение схемы с усилителем высокой частоты и предварительным каскадом возбудителя. Последний выполнен на дискретных элементах с двухпетлевой частотно-независимой резистивной отрицательной обратной связью для оптимизации интермодуляционных свойств.

На рис. 2.28 показано продолжение схемы возбудителя. Слева – высоколинейная однотактная схема с отрицательной обратной связью как R -, так и X -вида. Ее рабочая точка устанавливается для режима класса A . Справа – двухтактная схема режима класса AB с относительно небольшим током покоя, установка которого выполняется схемой, указанной в нижней части рисунка. Два диода схемы имеют тепловую связь с двумя выходными транзисторами возбудителя и регулируют их токи покоя в диапазоне температур. И этот усилитель линейризуется с помощью частотно-зависимой отрицательной обратной связи R/X .

На рис. 2.29 показана схема усилителя мощности PA . По своей структуре и выполняемым функциям усилитель близок к возбудителю, который был уже рассмотрен. Подобный усилитель будет обсуждаться также в разд. 2.7.

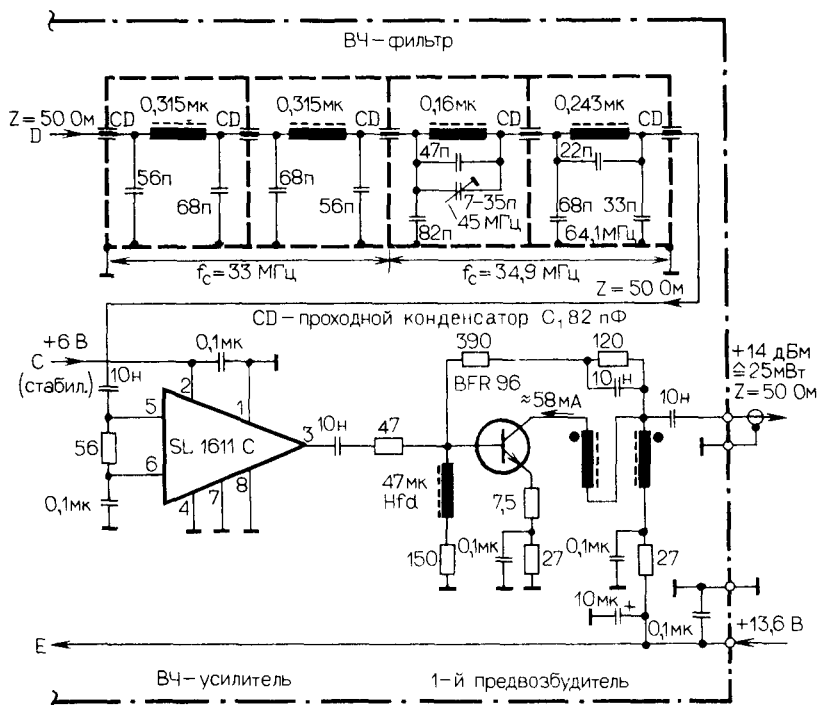


Рис. 2.27. Схема малосигнального ВЧ-тракта с селектором, усилителем и 1-м предвозбудителем.

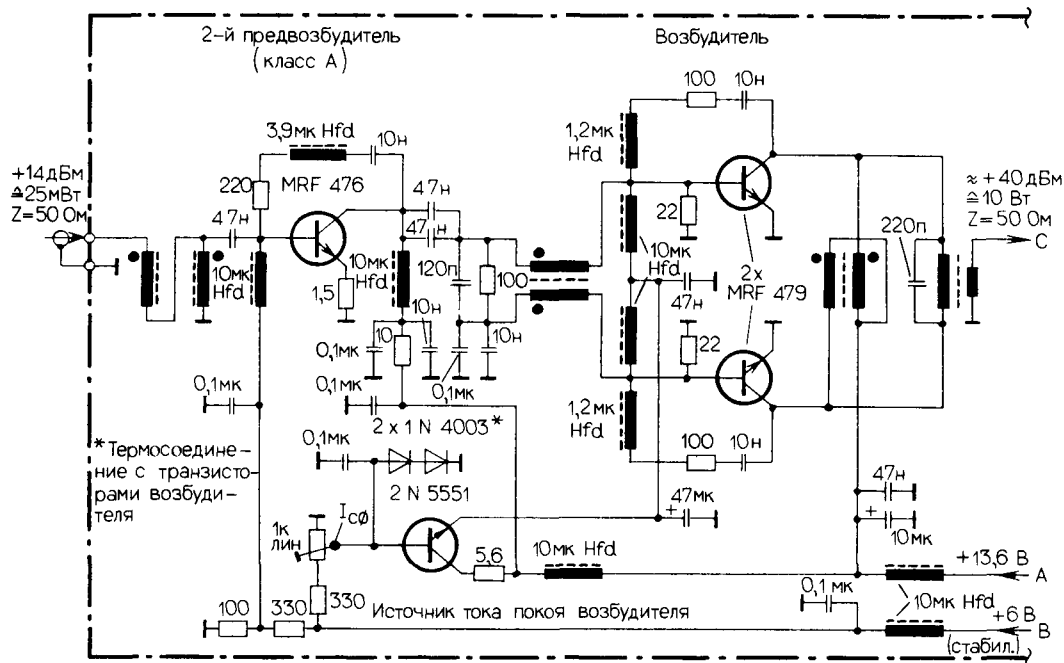


Рис. 2.28. Схема тракта усиления ВЧ-мощности со 2-м предвозбудителем и возбудителем.

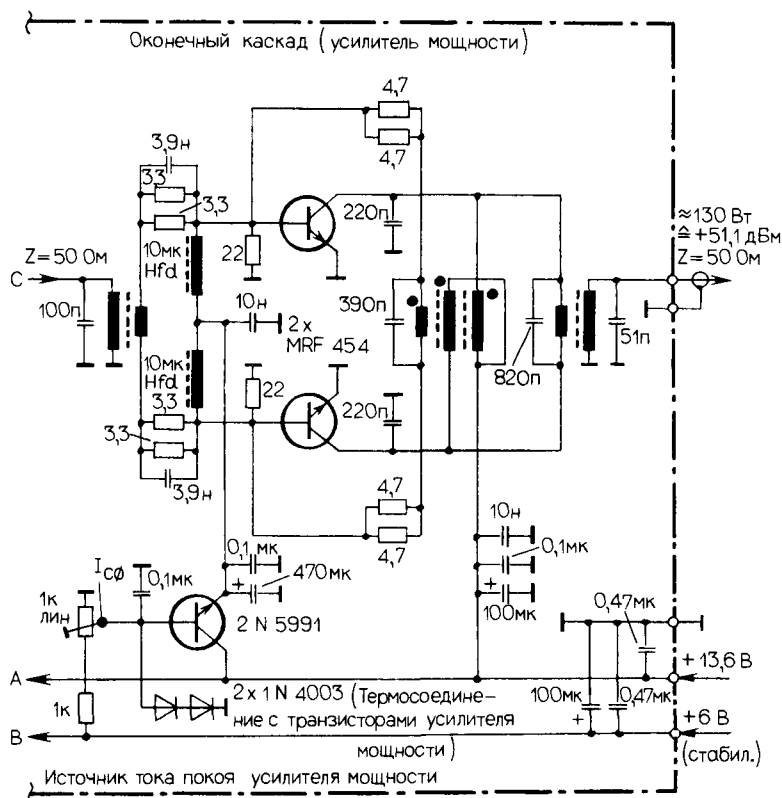


Рис. 2.29. Схема окончного ВЧ-усилителя.

2.6.3. Фильтрация высших гармоник и автоматическая регулировка уровня модуляции

На рис. 2.30 представлена подробная схема фильтрации высших гармоник. Для всех паразитных продуктов обеспечивается подавление $A_s \geq 35$ дБ с помощью фильтра ТР-Е_{n7}; вследствие высокой линейности усилителя получают подавление ≥ 50 дБ (дБс) относительно максимальной выходной мощности передатчика в 100 Вт в гнезде антенны. Включение нужного фильтра происходит с помощью шагового переключателя при

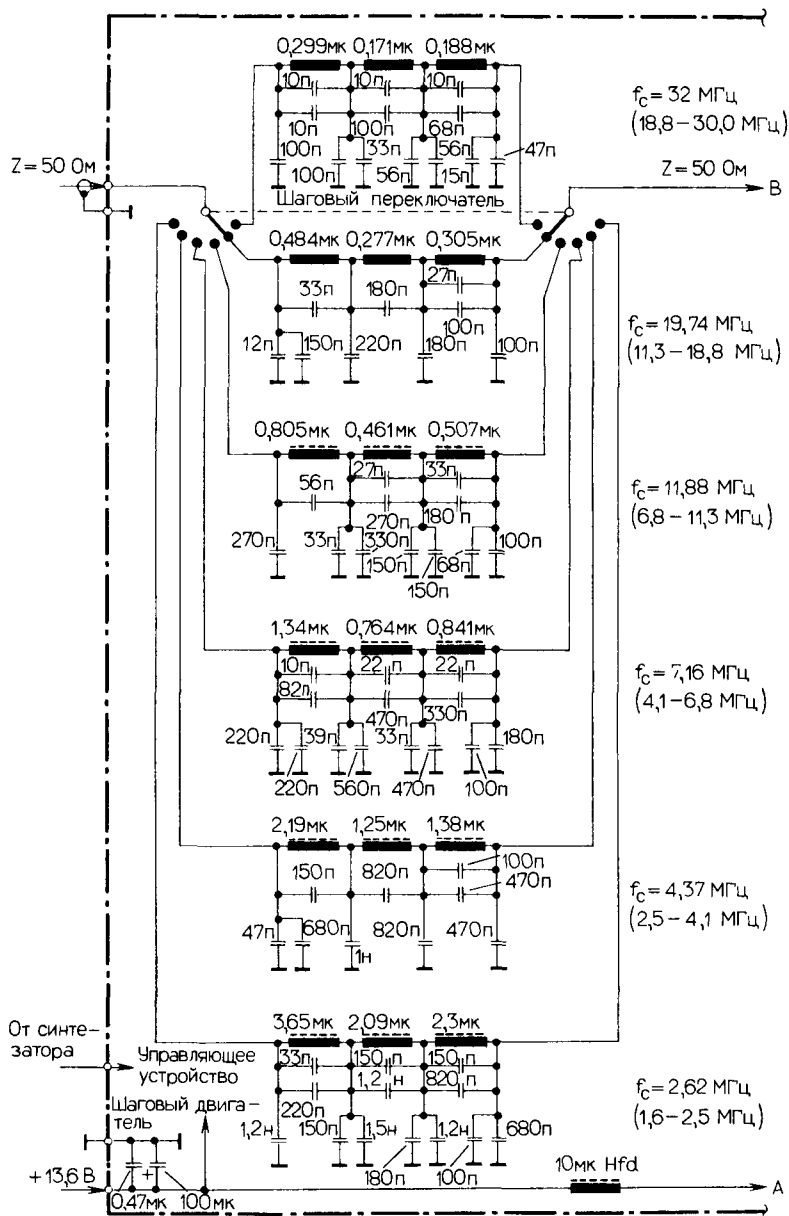


Рис. 2.30. Схема фильтрации высших гармоник.

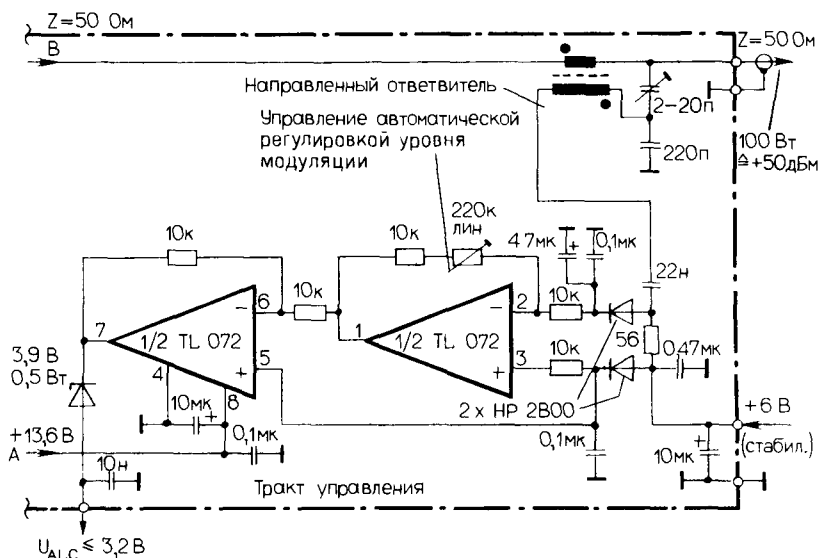


Рис. 2.31. Схема автоматической регулировки усиления (адаптивная регулировка).

установке частоты настройки синтезатора (необходимая для этого электроника и шаговый двигатель не показаны).

На рис. 2.31 показана схема, которая управляет усилением усилителя, приведенного на рис. 2.26. Часть отраженной ВЧ-мощности ответвляется направленным ответвителем и с помощью диода Шотки детектируется; последующие каскады формируют регулирующее постоянное напряжение. При допустимо малом КСВ ($s \leq 2$) $U_{ALC} = 2$ В; оно возрастает вместе с величиной s до 3,2 В, снижая на 12 дБ усиление промежуточной частоты; при этом мощность передатчика в гнезде антенны не превышает 10 Вт. Использование двух диодов Шотки вместо одного обеспечивает тепловую стабилизацию этой схемы.

2.7. Линейный усилитель мощности передатчика

Этот широко распространенный вид усилителей разрабатывается с учетом параметров транзисторов и сердечников трансформаторов. Такие сложные работы может выполнять только высококвалифицированный специалист. Для настройки этого усилителя необходимо различное высокочастотное лабораторное оборудование. Для защиты дорогостоящих транзисторов при изготовлении усилителя следует использовать токоограничивающие приборы электропитания. Немаловажную роль играют также существующие тепловые условия.

При производстве проверенной схемы рекомендуется крайне тщательное копирование оригинала на материал платы.

Ниже будут рассмотрены различные профессиональные широкополосные усилители коротковолнового диапазона и избирательные ОВЧ-схемы. При выходной мощности 20–320 Вт и 35–75 Вт соответственно, токе коллектора до 25 А и при напряжении питания 13,6 В они являются примером особой схемотехники. Для начинающих радиолюбителей схемы снабжены фотошаблонами и монтажными схемами. Для некоторых схем даны варианты.

2.7.1. ВЧ-усилитель с выходной мощностью 20/30 Вт для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц при напряжении 13,6 В

Усилитель мощности в J3E и A1A-режимах с коэффициентом модуляции $\sim 30\%$ имеет пиковую мощность огибающей (PEP) 20 Вт, а в непрерывном режиме допустимая мощность составляет 8 Вт. Важные характеристики даны на рис. 2.32. Что касается PEP, то высшие гармоники ослабляются на 30 дБ или больше, а 3-я гармоника в спектре < 5 МГц ослабляется на 17 дБ или больше.

Схема типичного линейного двухступенчатого двухтактного усилителя в режиме класса АВ приведена на рис. 2.33. Транзисторы MRF 476 и MRF 475 - недорогие элементы, выдерживающие перегрузку. Их токи покоя в цепи коллектора I_{c0} для оптимальной линейности усилителя равны 40 мА и 100 мА. Они устанавливаются с помощью D1 и D2 и добавочных сопротивлений R5 и R6 соответственно. Температурная стабильность I_{c0} обеспечивается тепловым соединением D1/T1/T2, а также D2/T3/T4.

Элементы в цепи базы R1/C2/R2/C3 и R8/C8/R9/C9 частотно-зависимые и используются для компенсации уменьшения усиления транзисторов по мощности, обратно пропорционального частоте; таким образом, спектр рабочих частот составляет более четырех октав.

В петлях R7/LB1/LB2 и R12/LB5/LB6 отрицательная обратная связь вида R/X оптимизирует обработку сигнала и обеспечивает дальнейшее выравнивание частотной характеристики. Соединительные провода обоих сопротивлений являются составной частью обмоток трансформаторов $\dot{U}2$ или $\dot{U}3$. Эффективность петли изменяется обратно пропорционально частоте из-за дросселей LB и из-за увеличения входного сопротивления при уменьшении частоты (частотно-зависимый делитель напряжения). Кроме того, характеры зависимости внутреннего сопротивления источника от частоты и зависимости сопротивления нагрузки от частоты почти одинаковы; в результате получается частотно-независимая величина КСВ (s).

Трансформаторы $\dot{U}1$ и $\dot{U}3$ осуществляют согласование несимметричного сопротивления 50 Ом с входным и выходным импедансом двухтактных каскадов и имеют коэффициент трансформации Z_u 4:1. Трансформатор $\dot{U}2$ используется как симметричный интерфейс с Z_u 4:1. Для изготовления трансформаторов используются два фер-

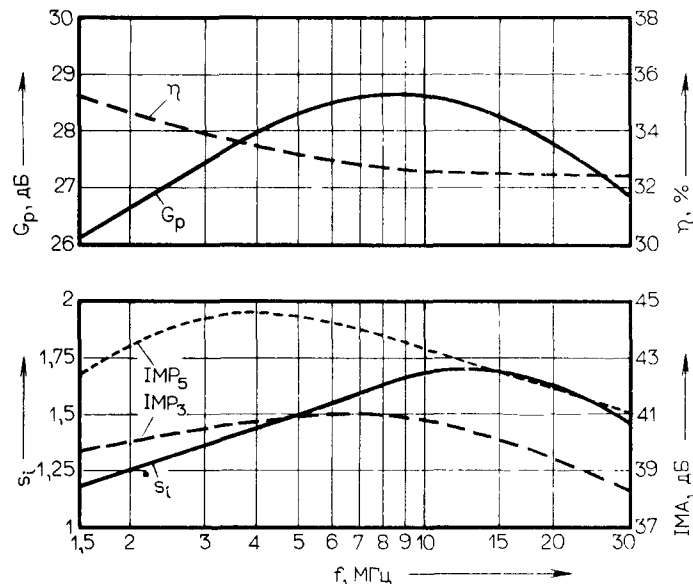


Рис. 2.32. Зависимость от частоты коэффициента усиления по мощности усилителя на 20 Вт, к.п.д. транзистора, коэффициентов интермодуляции IMA и КСВ по входу (s_1).

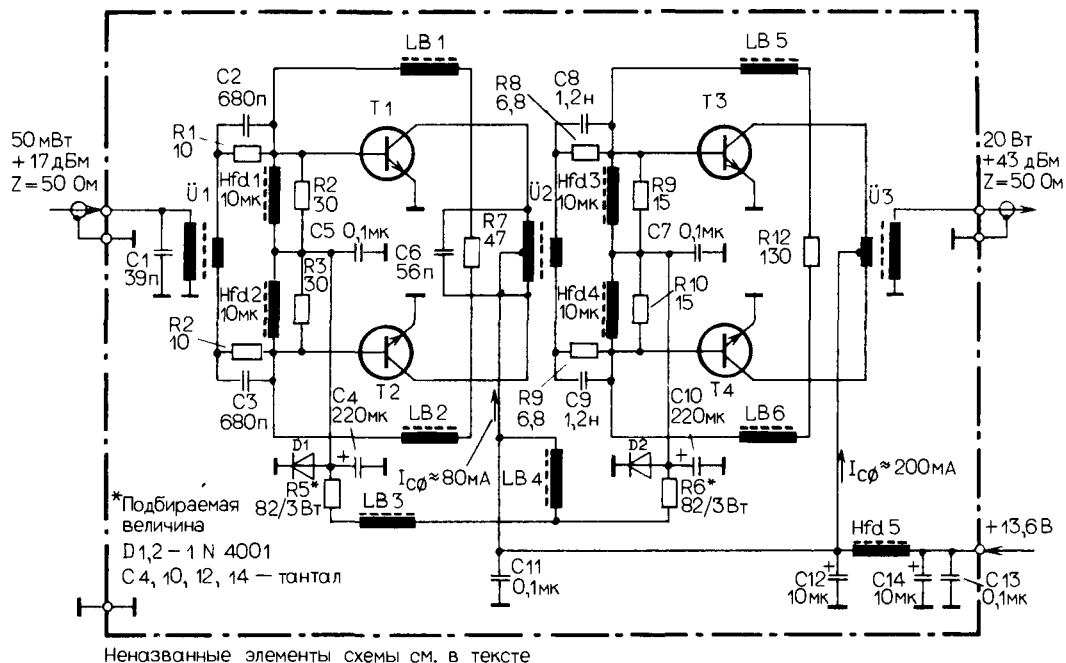


Рис. 2.33. Схема усилителя на 20 Вт.

ритовых трубчатых сердечника в соответствии с рис. 2.34. Характеристики LB, Hfd5 и $\bar{U}1$, $\bar{U}2$, $\bar{U}3$, включая варианты, приведены в табл. 2.2.

На рис. 2.35 показан фотошаблон верхней и нижней сторон печатной платы, а на рис. 2.36 - монтажная схема. Для изготовления плат используется эпоксидный материал толщиной 1,5 мм, армированный стекловолокном, с толщиной покрытия из меди 35 мкм. Транзисторы T1-T4 помещаются в чашеобразный радиатор размерами 24 × 13 × 15 мм (длина × ширина × высота; T1 и T2) или 24 × 18 × 15 мм (T3 и T4). Так как коллекторы этих транзисторов соединены с корпусом TO-220, то их надо изолировать от корпуса платы.

Транзисторы, работающие в двухтактном режиме, выбираются попарно с разбросом по $I_{C0} \leq 10\%$.

Если в оконечном каскаде вместо двух MRF 475 установить два MRF 479, то при непрерывном CW-режиме (например, F1B, радиотелетайп) можно получить ВЧ-мощность в 30 Вт при мощности на входе усилителя даже 50 мВт. Другие параметры схемы, включая I_{C0} , остаются неизменными. Однако в данном случае следует либо увеличить поверхность охлаждения в 4 раза, либо повысить эффективность охлаждения, используя вентилятор, при его неисправности необходимо автоматически снизить мощность усилителя или выключить его. Радиатор для T3 и T4 в данном случае может быть общим, так как при использовании MRF 479 эмиттер соединен с корпусом TO-220. Необходимо также поменять положение выводов 2 и 3 у транзистора MRF 479 по сравнению с MRF 475.

При использовании на выходе усилителя НЧ-фильтров высших гармоник в зависимости от выбора T3 или T4 в гнезде антенны получают мощность высокой частоты 15 Вт или 25 Вт.

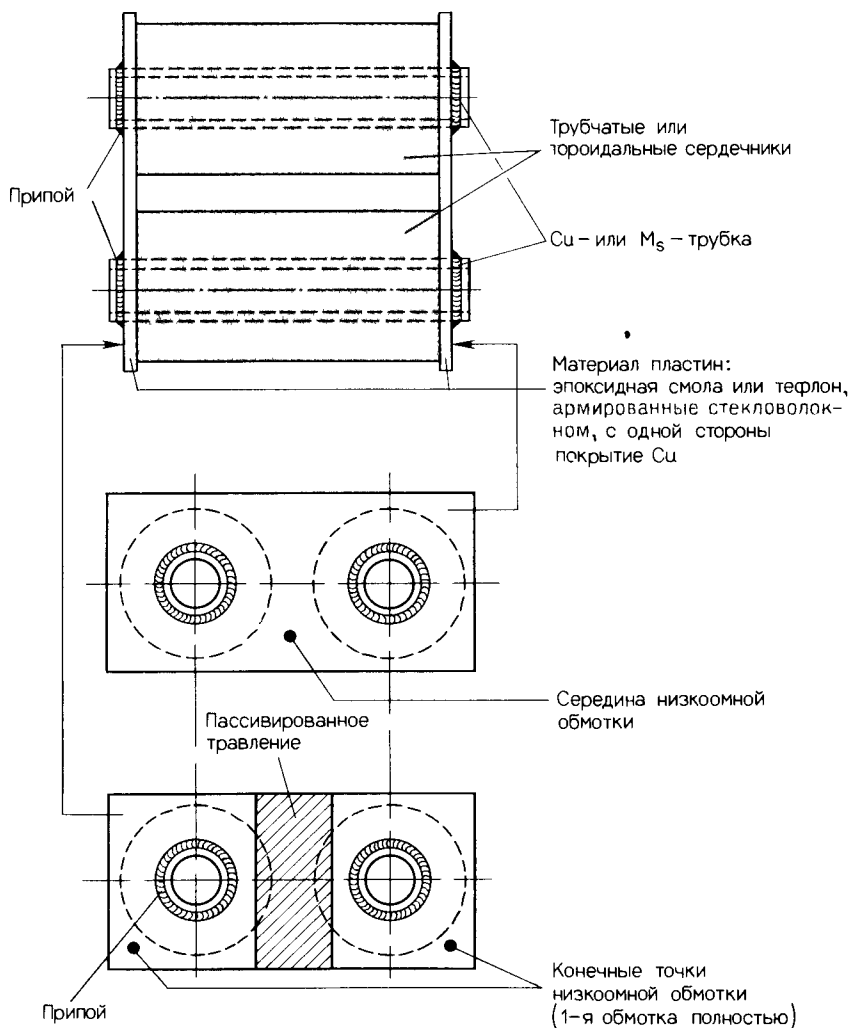


Рис. 2.34. Конструкция широкополосных трансформаторов $\ddot{U}1$ $\ddot{U}3$, представленных на рис. 2.33.

Таблица 2.2. Список элементов схемы, представленной на рис. 2.33

Элемент схемы	Характеристики
LB1, LB2, LB5, LB6 LB3, LB4 Hfd5	1 ферритовая бусинка, феррит фирмы Fair-Rite 2643000101, или Ferroxcube 5659065/3B, или 3 тороидальных сердечника FT-23-43 2 ферритовые бусинки или 6 тороидальных сердечников; тип, как указано выше Ferroxcube VK-200-19/4B или Siemens B82114-R-A3
$\ddot{U}1$	2 + 1 вит., 0,5 мм CuPTFE*, или Cu- или Мс-трубка через двухдырочный феррит фирмы Fair-Rite 2643006301 или 2 × 4 тороидальных сердечника FT-37-43
$\ddot{U}2$	4 + 1 вит., 0,5 мм CuPTFE при вторичной обмотке, 1 вит. через Cu- или Мс-трубку в двухдырочном феррите фирмы Fair-Rite 2643006301 или 2 × 4 тороидальных сердечника FT-37-43. Соединительные провода R7 проходят через одно из двух литых отверстий
$\ddot{U}3$	Как $\ddot{U}1$, только соединительные провода R12 проходят через одно из двух литых отверстий

* CuPTFE медный провод с изоляцией из тефлона

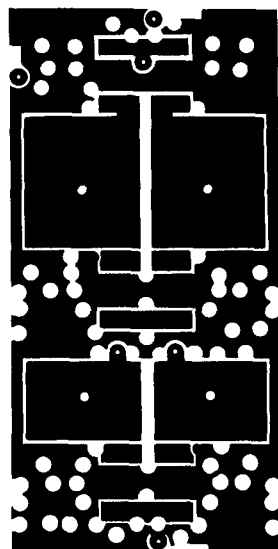
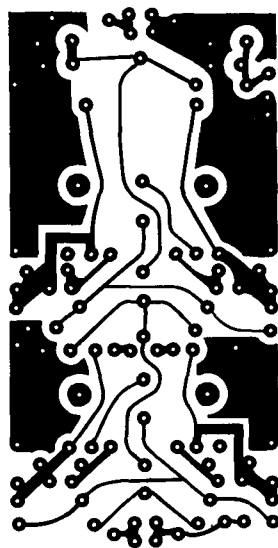


Рис 2.35 Фотошаблон печатной платы, для схемы, изображенной на рис 2.33 Слева вид со стороны печати, справа вид со стороны элементов

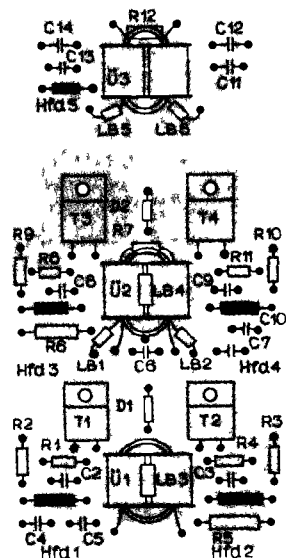
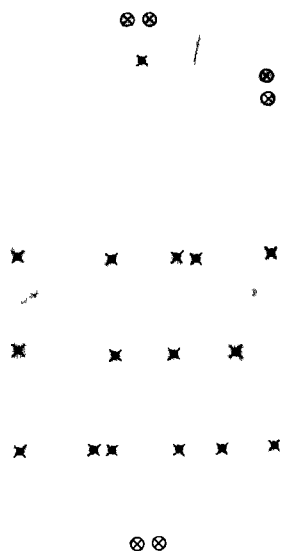


Рис 2.36 Монтажная схема к рис 2.35 Расположение такое же, как указано на рис 2.35

⊗ — внешнее соединение x — запаянный (перемычка)

2.7.2. Усилитель мощности на 180/320 Вт для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц при напряжении 13,6 В

Усилитель на 180 Вт обеспечивает усиление по мощности около 13,6 дБ. Его выходной мощности достаточно как для работы SSB, так и CW в непрерывном режиме. Исходя из полной модуляции определяется степень подавления высших гармоник ≥ -20 дБ, за исключением 3-й гармоники ≥ -15 дБ. < 10 МГц, выше 15 МГц всегда получают ≥ -30 дБ. При этом степень подавления продуктов интермодуляции ≥ 32 дБ при

Таблица 2.3. Список элементов схемы, представленной на рис. 2.37

Элементы схемы	Характеристики
L1, L2	Ferroxcube VK-200,19/4B или Siemens B82114-R-A3
L3, L4	4 ферритовые бусинки, феррит фирмы Fair-Rite 2673021801 или 8 тороидальных сердечников FT-23-72 на выпрямленной медной проволоке толщиной 1,5 мм.
L5	1 вит. на $\dot{U}2$, 0,5 мм CuPTFE *
$\dot{U}1$	4 + 1 вит., 0,5 мм CuPTFE и Cu- или M_c -трубка на двухдырочном феррите фирмы Fair-Rite 2873000201 или 2 × 3 тороидальных сердечниках FT-37-72
$\dot{U}2$	2 × 6 вит., 0,8 мм CuPTFE, бифилярная скрутка, плюс L5, на тороидальном сердечнике из феррита фирмы Fair-Rite 1101-Q1 или FT-50-61
$\dot{U}3$	5 + 1 вит., 1,5 мм CuPTFE и Cu- или M_c -трубка в двухдырочном сердечнике Stackpole 57-3238-7D или 2 × 5 тороидальных сердечников FT-82-72

* CuPTFE — медный провод с изоляцией из тефлона

трансформатора $\dot{U}2$, образует с ней резонанс на частоте выше максимальной рабочей частоты (30 МГц) на 10%.

В нижней части — схема питания усилителя мощности РА для установления $I_{c0} = 150$ мА на каждый транзистор. Включенный как диод Т4 термически соединен с Т1 и Т2 и обеспечивает стабилизацию I_{c0} по температуре. Для такого вида регулировки I_{c0} в противоположность схемотехнике на рис. 2.33 требуется небольшой по величине собственный ток, и поэтому эта регулировка часто применяется в мощных усилителях; подобная схема представлена на рис. 2.29.

В табл. 2.3 даны характеристики катушек и трансформаторов, включая возможные варианты. Конструкции трансформаторов совпадают с теми типичными конструкциями подобных элементов, которые представлены на рис. 2.34.

Усилители этого класса мощности следует изготавливать на пластинах из эпоксидной смолы, армированной стекловолокном, или тефлона с двусторонним медным покрытием толщиной 70 мкм (или 105 мкм). В зависимости от раскладки в коллекторной цепи используются монтажные провода большого поперечного сечения. Вследствие небольшого полного сопротивления транзисторов (~ 1 Ом) соединительные провода внутри двухтактной схемы должны быть очень короткими (с малой индуктивностью) и одинаковыми по длине (симметричными). В качестве ВЧ-конденсаторов применяются высококачественные безвыводные конденсаторы добротностью $Q \geq 3000$. Большое внимание следует уделять тепловым режимам работы. Не следует применять в этом случае любительские схемы.

На рис. 2.38 показана схема параллельного соединения двух ранее рассмотренных модулей на 180 Вт для получения на выходе ВЧ-мощности порядка 320 Вт_{эфф}. В качестве элементов связи используются гибридные ответвители Φ^* (синфазные), включающие $\dot{U}1/\dot{U}2$ и $\dot{U}3/\dot{U}4$, характеристики которых представлены в табл. 2.4.

С целью уменьшения фазового разбаланса при монтаже следует использовать короткие и одинаковые по длине соединительные провода. Усиление обоих модулей усилителя мощности не должно отличаться больше чем на 0,5 дБ, иначе необходимо поставить на входе усилителя с большим усилением омический аттенуатор с соответствующим затуханием и допустимой мощностью. Поглощающее сопротивление входного ответвителя можно сделать из обычных элементов, например, включив параллельно 11 резисторов 270 Ом/1 Вт. В противоположность этому для выходного поглощающего резистора следует устанавливать тонкопленочный 100-ваттный резистор (довольно дорогой). Необходимо учитывать также тепловой режим.

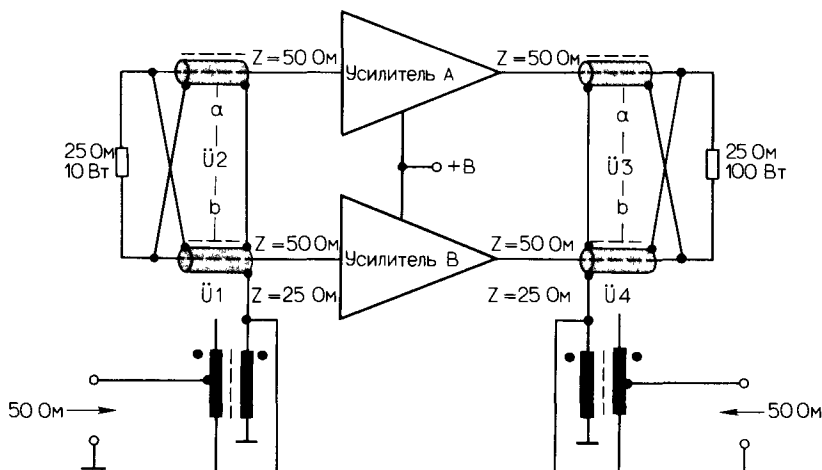


Рис. 2.38. Соединение двух модулей по 180 Вт с помощью двух гибридных ответвителей (синфазных).

Таблица 2.4. Список элементов схемы, представленных на рис. 2.38

Элемент схемы	Характеристики
Ü1	5 + 5 витков, 1 мм CuL, бифилярная скрутка 1,5 вит /см, отвод от 3-го витка от верхней точки, на тороидальном сердечнике FT-82-43
Ü2	По 5 витков, коаксиальный кабель RG-174/U, на тороидальном сердечнике FT-82-43
Ü3	1 коаксиальный кабель RG-142/U, протянутый по всей длине через трубчатый сердечник, состоящий из 6 тороидальных сердечников FT-82-75
Ü4	5 + 5 витков, 1,6 мм CuPTFE*, параллельная намотка отвод от 3-го витка сверху, на тороидальном сердечнике FT-114-43

* CuPTFE медный провод с изоляцией из тефлона

Если на выходе описанных усилителей мощности на 180 Вт, образующих усилитель с $P=320$ Вт, установить ВЧ-фильтры для подавления высших гармоник, то можно получить 150 Вт и соответственно 0,25 кВт на антенном выходе.

2.7.3. Усилитель мощности на 35/75 Вт для частотного диапазона 140–160 МГц при напряжении 13,6 В

На рис. 2.39 представлены основные рабочие характеристики ОВЧ-усилителей, включая коэффициенты усиления по мощности и входные величины КСВ(s), а на рис. 2.40 – диапазон подавления продуктов интермодуляции и к. п. д. коллектора. Указанные выше выходные мощности допустимы также и для работы в непрерывном СВ-режиме. При этом высшие гармоники подавляются на ≥ -25 дБ.

Схема этого однокаскадного устройства, работающего в режиме класса АВ, показана на рис. 2.41, а в табл. 2.5 даны характеристики элементов схемы на рис. 2.41 в зависимости от мощности P_o .

Основное различие по P_o связано с типом транзистора Т1. Для получения 35 Вт на выходе используется MRF 240, его I_{c0} составляет ~ 50 мА. С помощью MRF 247

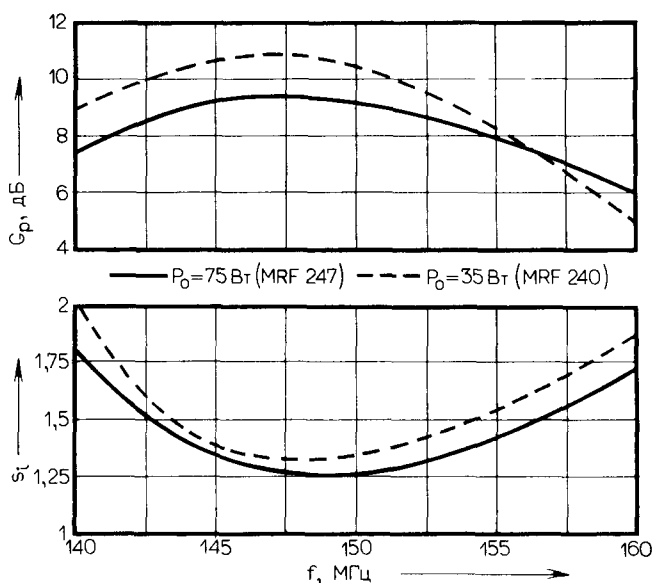


Рис 2.39 Зависимость КСВ по входу (s_1) и коэффициента усиления по мощности G_p усилителя на 35/75 Вт от частоты

получают 75 Вт; его $I_{c0} \approx 100 \text{ мА}$. Ток покоя определяется с помощью Т2 в диодном включении и с помощью R2 как добавочного сопротивления. Между Т1 и Т2 – тепловое соединение для регулировки I_{c0} по температуре.

На рис. 2.42 дан фотошаблон верхней и нижней сторон печатной платы. Для ее изготовления используется эпоксидная смола, армированная стекловолокном толщиной 1,5 мм, толщина проводящего медного покрытия составляет 35 мкм.

В табл. 2.5 названные первыми значения С1–С5 используются для усилителя на 35 Вт, а названные вторыми – для усилителя на 75 Вт. Что касается расположения С2 и С5, изображенных на рис. 2.43, то их местоположение подбирается; таким образом правильно регулируются печатные катушки индуктивности L1, L2, L4 и L5. Для С2–С5

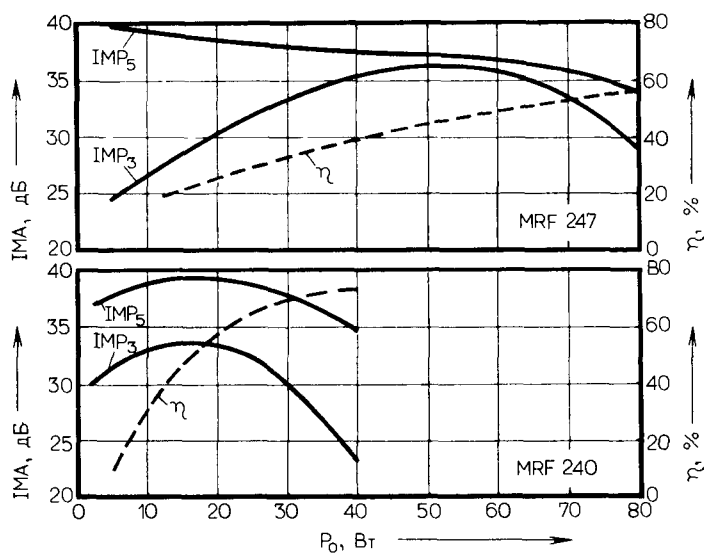


Рис 2.40 Зависимость коэффициентов интермодуляции усилителя на 35/75 Вт и к.п.д. транзистора от мощности усилителя P_0

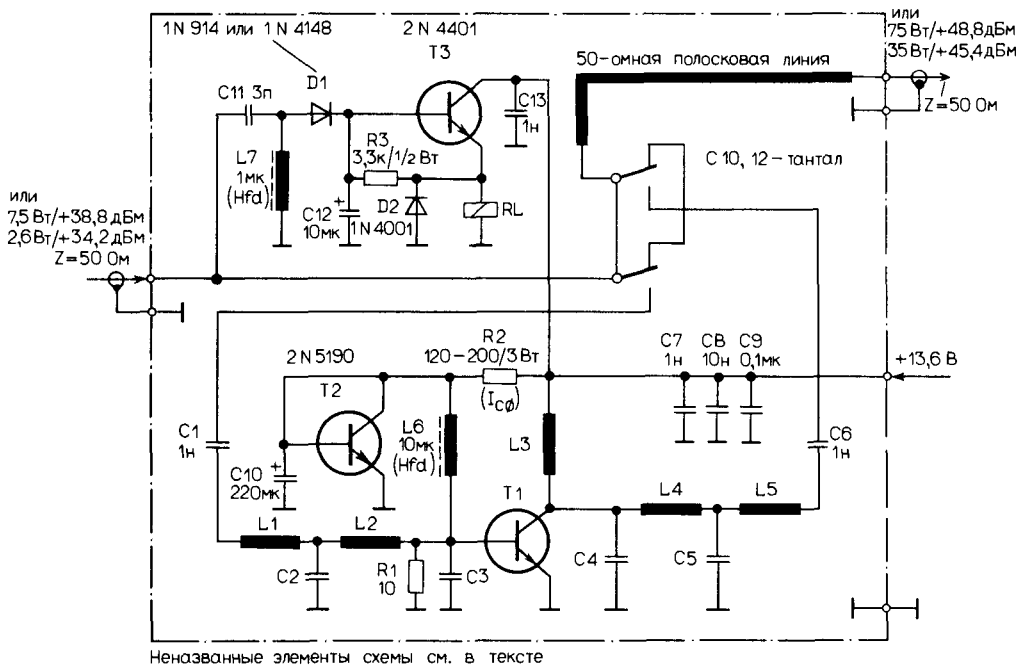


Рис. 2.41. Схема усилителя на 35/75 Вт.

Таблица 2.5. Список элементов схемы, представленной на рис. 2.41

Элемент схемы	Характеристики
C2	56 или 68 пФ (см. текст)
C3, C4	390 или 470 пФ (см. текст)
C5	68 или 91 пФ (см. текст)
L1, L2, L4, L5	Печатные катушки (см. текст)
L3	12 вит., 1 мм CuL, внутренний $\varnothing$ 6,3 мм.
RL	реле, 2 конт. на перекл., предназначенное для очень высоких частот, напряжение 12 В
T1	MRF 240 (35 Вт) или MRF 247 (75 Вт)

следует использовать обычные подстроечные конденсаторы, выводы которых обладают индуктивностью; в случае применения безвыводного конденсатора необходимо скорректировать его величину.

На рис. 2.41, вверху слева, показана управляющая схема реле приемник/передатчик, необходимая ОВЧ-мощность для ее работы 0,4–0,5 Вт. C12 обеспечивает задержку отпускания реле.

На рис. 2.44 показан вариант схемы фильтра типа ТР-Е_{n5} для подавления высших гармоник. Соответствующие паразитные продукты снижаются ≥ 50 дБ. В данном случае используются безвыводные конденсаторы, в ином случае необходимо проводить экспериментальную «подгонку» их величины. Катушки должны быть взаимно развязаны. Кроме того, фильтр должен быть экранированным. На его выходе мощность ОВЧ-усилителя либо 30, либо 65 Вт.

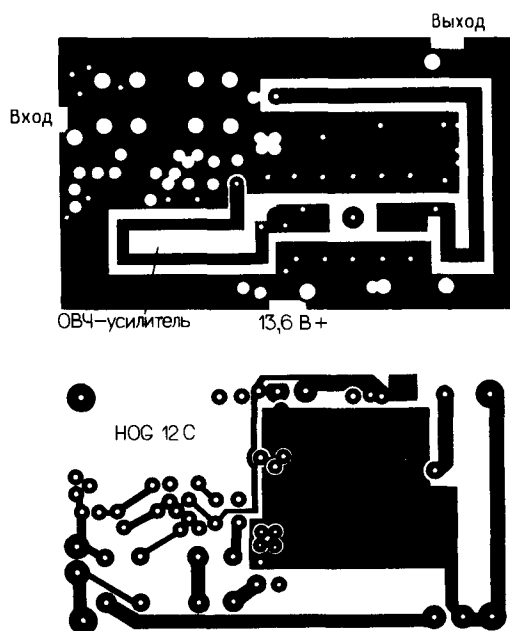


Рис. 2.42. Фотошаблон печатной платы схемы, изображенной на рис. 2.41. Вверху — вид со стороны элементов, внизу — вид со стороны печати.

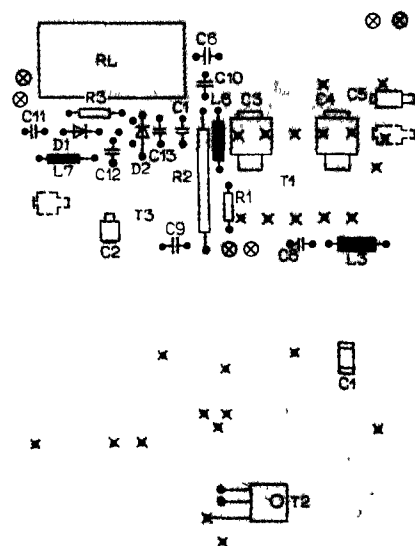


Рис. 2.43. Монтажная схема к рис. 2.42; расположение такое же, как на рис. 2.42
О — внешнее соединение * — запаянный (перемычка)

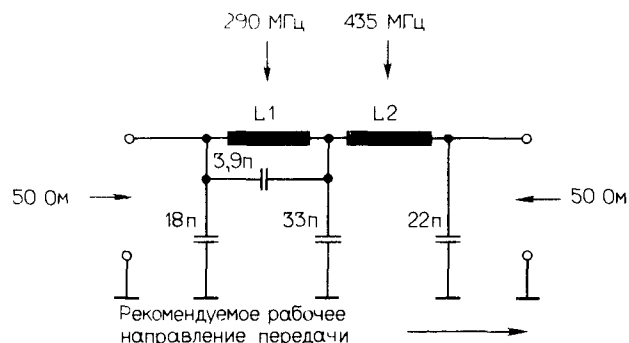


Рис. 2.44. НЧ-фильтр высших гармоник (эллиптический, 5-10 порядка) с выраженным загужением на 2-й и 3-й гармониках.

L_1, L_2 — 1,5 вит. внутренний $\phi = 15,9$ мм; длина 9,5 мм; 2 мм CuAg
 $A_p \approx 0,2$ дБ; A_s на полюсах ослабления ≈ 40 дБ

В качестве соединителей на входе и на выходе используются разъемы типа BNC или N. В данном случае не подходят разъемы типа УВЧ.

Наконец, необходимо обеспечить эффективный отвод тепла около 50 и 100 Вт соответственно с учетом конкретной ситуации.

2.8. Элементы схем

Схемы и конструкции, рассматриваемые и кратко описанные в этом разделе, зачастую очень сложные. Тем не менее их анализ относительно прост, так как мы имеем дело в большинстве случаев с устройствами 50-омной техники, которые легко разделяются на

составные функциональные части (описанные в гл. 1), что позволяет их «охватить одним взглядом».

2.8.1. Интегральные субоктавные полосовые фильтры для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц

На рис. 2.45 показан набор полосовых фильтров, отвечающих высоким требованиям, предъявляемым к селекторам для этого частотного диапазона. Подробно представлены

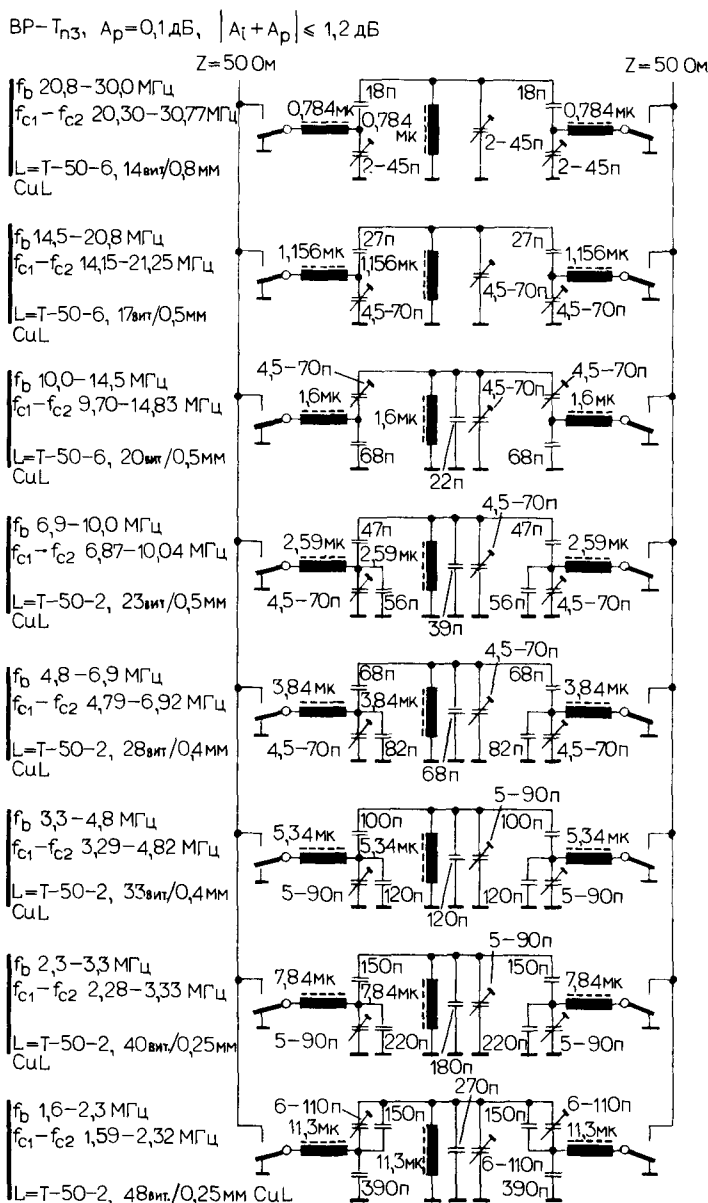


Рис. 2.45. Схема набора интегральных субоктавных фильтров для диапазона 1,6–30,0 МГц.

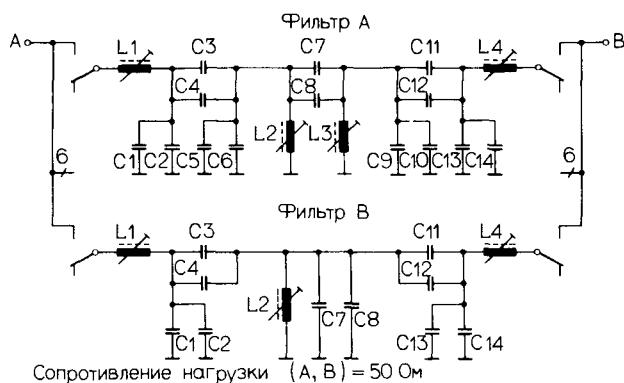


Рис. 2.46. Схема интегральных субоктавных полосовых фильтров для диапазона 2-30 МГц.

Таблица 2.6. Характеристики интегральных субоктавных полосовых фильтров для диапазона 2-30 МГц

Диапазон ($f_1 - f_2$), МГц	Фильтр	L1,	L2,	L3,	L4,	C1, C2,	C3, C4,	C5, C6,	C7, C8,	C9, C10,	C11, C12,	C13, C14,
		мкГн				пФ						
2-3	A(1)	7,6	15,2	15,2	7,6	390	120	82	68	82	120	390
						33	12	22	12	33	-	-
3-5	A(2)	4,4	7,6	7,6	4,4	180	100	68	82	68	100	180
						68	27	10	-	10	27	68
5-7	B(3)	3,9	3,9		3,9	100	56		100		56	100
						22	10	-			10	22
7-10	B(4)	2,5	2,5		2,5	68	56	-	39	-	56	68
						22			33		-	22
10-13	B(5)	1,95	1,95	-	1,95	56	33		39		33	56
						10			15	-		10
13-17	B(6)	1,4	1,8	-	1,4	39	15		12		15	39
						15	10	-	12	-	10	18
17-22	B(7)	1,26	1,26		1,26	33	18		27		18	22
												15
22-30	B(8)	0,68	1,0		0,69	33	18		6		18	22
												15

Примечание. К точкам А, В подключены сопротивления 50 Ом.

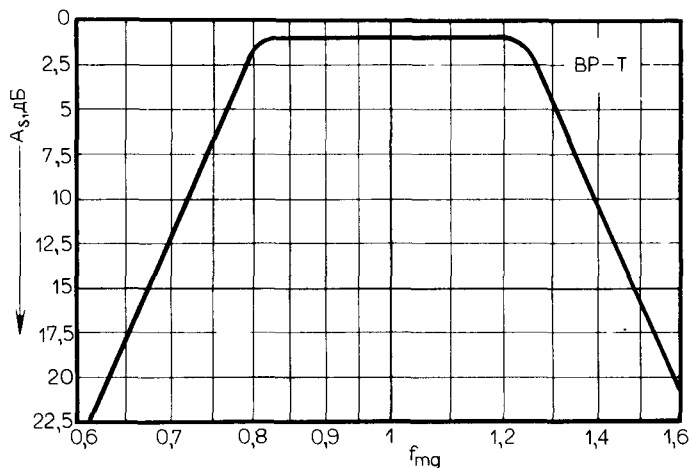
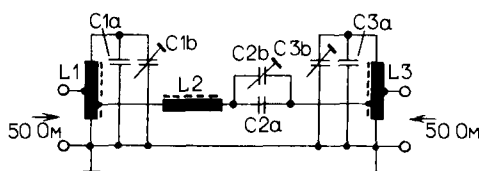


Рис. 2.47. Типичная частотная характеристика субоктавных полосовых фильтров, изображенных на рис. 2.46.



Тип:

В = ВР-В, $A_p = 3$ дБТ = ВР-Т, $A_p = 0,1$ дБ

Рис. 2.48. Схема интегральных субполосовых фильтров для коротковолнового любительского диапазона.

Таблица 2.7. Типичные параметры элементов субполосовых фильтров, изображенных на рис. 2.46

Тип	Диапазон *, МГц	L1	L3, мкГн	Сердечник, обмотка	Отводы ** от витка	C1	C3, пФ	A_i (без A_p), дБ
T***	28,0–30,0 (27,7–30,3)		0,748	T-50-6 14 вит./0,8 мм CuL	2 1	27 1,8 22		1,2
T	24,89–30,00 (24,6–30,3)		0,784	T-50-6 14 вит./0,8 мм CuL	4 3	27 2 30		0,9
B***	24,89–24,99 (24,05–25,85)		0,784	T-50-6 14 вит./0,8 мм CuL	2 1	27 2–45		1,7
T	21,00–24,99 (20,80–25,25)		0,9	T-50-6 15 вит./0,8 мм CuL	4 3	27 2 45		0,9
B	21,00–21,45 (20,5–22,0)		1,024	T-50-6 16 вит./0,5 мм CuL	2 1	27 2 45		1,7
T	18,068–21,450 (17,9–21,7)		1,156	T-50-6 17 вит./0,5 мм CuL	4 3	33 2–45		0,9
B	18,068–18,168 (17,45–18,75)		1,156	T-50-6 17 вит./0,5 мм CuL	3 1	47 2–45		1,7
B	14,00–14,35 (13,7–14,7)		1,296	T-50-6 18 вит./0,5 мм CuL	3 1	68 2 45		1,6
B	10,10–10,15 (9,9–10,4)		1,936	T-50-6 22 вит./0,5 мм CuL	3 1	100 2 45		3,0
B	7,0–7,3 (6,95–7,35)		3,06	T-50-2 25 вит./0,5 мм CuL	4 1	120 4,5 70		2,4
T	3,5–4,0 (3,45–4,05)		5,66	T-50-2 34 вит./0,4 мм CuL	8 5	270 6–110		0,9
T	1,8–2,0 (1,78–2,02)		13,3	T-50-2 52 вит./0,25 мм CuL	10 6	470 6 110		1,0

* Значения без скобок – рабочие диапазоны, значения в скобках – граничные частоты полосы пропускания (f_{c1} – f_{c2}).

** Отводы считаются от заземленного конца катушки

*** Т – фильтр с характеристикой Чебышева, В – фильтр с характеристикой Баттерворта

конструктивные элементы. Общие затраты – 80 Л/С компонент, это подтверждает истину каждая вещь имеет свою цену.

2.8.2. Интегральные субоктавные полосовые фильтры для частотного диапазона 2–30 МГц

На рис. 2.46 и в табл. 2.6 представлены фильтры, по качеству равноценные фильтрам, рассмотренным в разд. 2.8.1, но имеющие другие элементы настройки, что бывает необходимо во многих случаях.

На рис. 2.47 представлена характеристика избирательности субоктавных полосовых фильтров при $f_{\text{нг}} = 1$.

2.8.3. Интегральные фильтры коротковолнового любительского диапазона

Схема, частотные диапазоны и номиналы элементов этой схемы представлены на рис. 2.48 и в табл. 2.7. Характеристики избирательности рассмотрены в разд. 1.3. При использовании тороидальных сердечников с их крайне малыми полями рассеяния практически исключаются нежелательные связи катушек.

2.8.4. Фильтры высокой частоты для частотного диапазона 1,5–30,0 МГц

Схема этого устройства приведена на рис. 2.49. Из рис. 2.1 следует, что три фильтра (1–3), обладающие почти равными относительными полосами¹⁾, пропускают примерно одинаковую (в среднем) энергию сигнала, возможно апериодическое управление. Фильтр 4 используется для ослабления сигналов зеркальной и промежуточной частот, последняя – 45 МГц.

В структурную схему включены такие необходимые элементы, как экранирующие перегородки и развязывающие проходные конденсаторы.

2.8.5. Фильтры высокой частоты в приемнике/передатчике для частотного диапазона 1,5–30,0 МГц

Первая часть схемы представлена на рис. 2.50. НЧ-фильтры типа ТР-Е_{n5} используются либо в передатчике как высокоэффективные фильтры высших гармоник, либо при работе приемника как ВЧ-звено полосового фильтра.

Вторая часть схемы показана на рис. 2.51, ВЧ-фильтры типа НР-Е_{n5} используются в качестве НЧ-звена полосового фильтра приемника. Вместе с указанным выше НЧ-фильтром они образуют субоктавные фильтры ТР-Е_{n5} (см. нижнюю часть рисунка) и обеспечивают ослабление зеркальной и промежуточной частот, последняя – 70 МГц (Система двойного преобразования частоты). В передатчике эти фильтры используются как более или менее широкополосные фильтры входного каскада. Вследствие малых затрат при реализации рекомендуется применять описанные устройства в границах.

2.8.6. Вспомогательный эллиптический НЧ-фильтр для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц

Элемент передатчика, представленный на рис. 2.52, так же полезен, как и дорог из-за механической перестройки. Полосы задержания фильтра каждый раз автоматически приходится на гармоники передатчика 2-го и 3-го порядков, что приводит к более

¹⁾ Отношение полосы пропускания к средней частоте фильтра. Прим. перев.

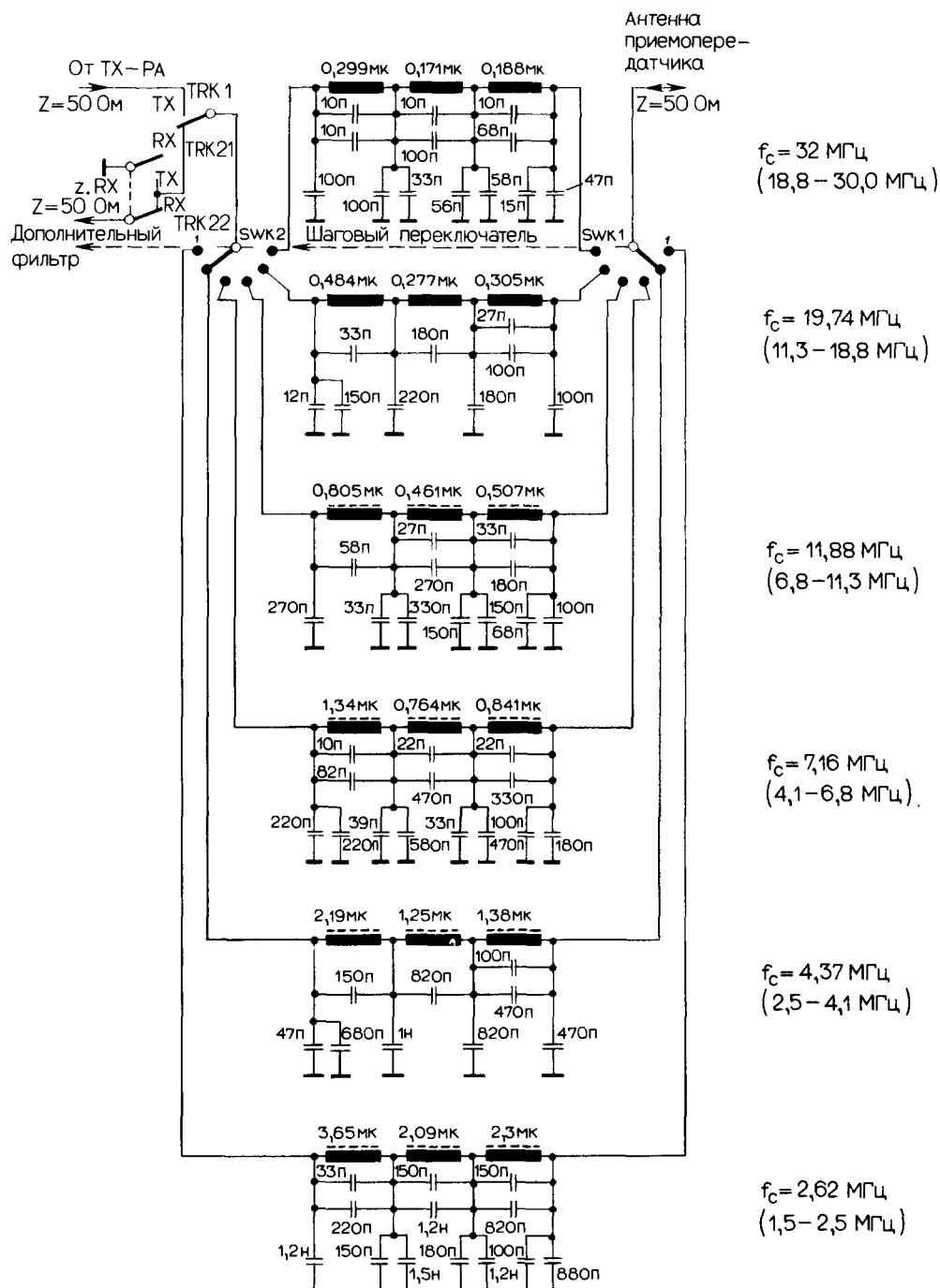


Рис. 2.50. Набор фильтров для диапазона 1,5–30,0 МГц (в данном случае – НЧ-фильтры).

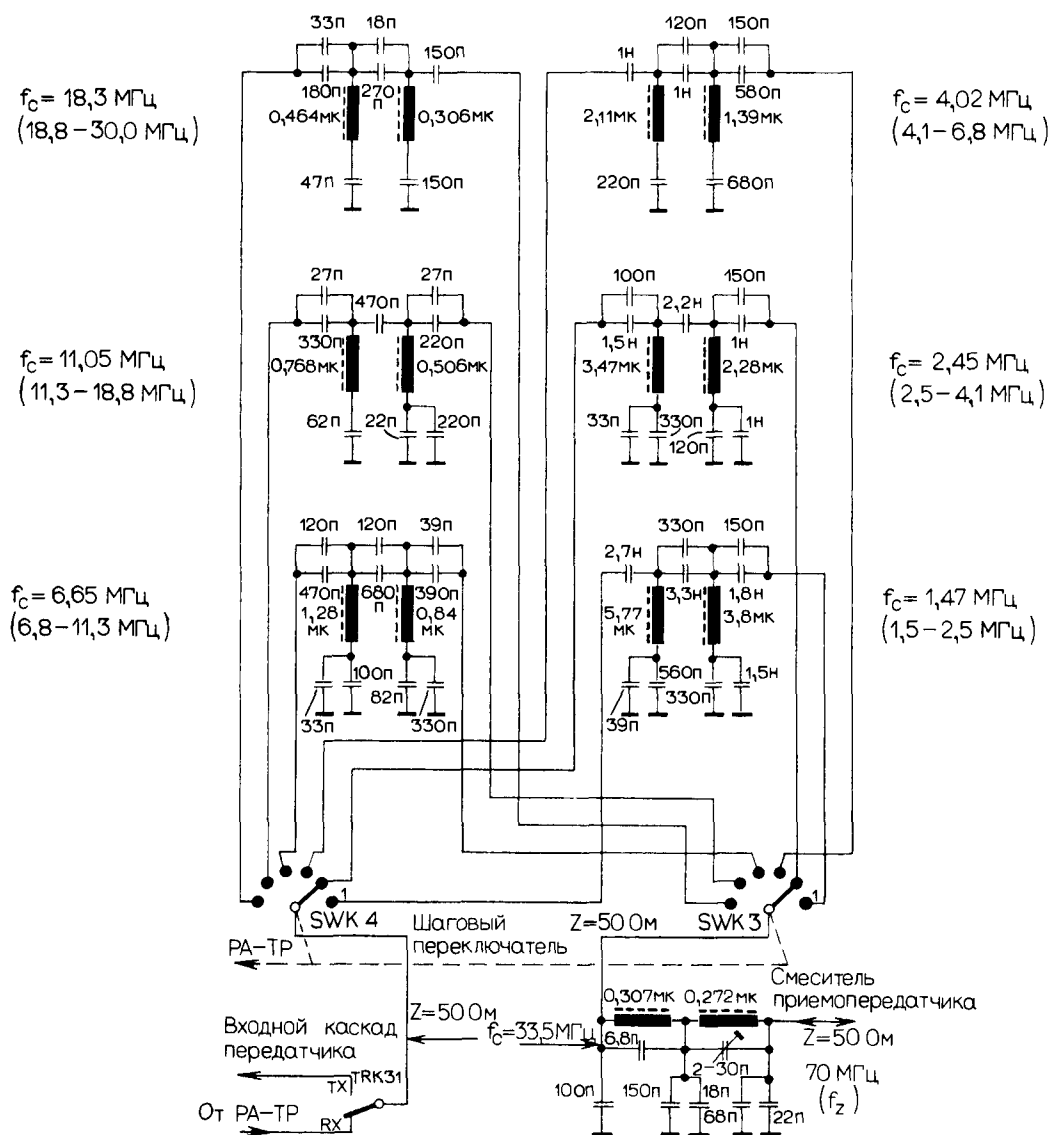


Рис. 2.51. Набор ВЧ-фильтров для диапазона 1,5–30,0 МГц (в данном случае – ВЧ-фильтры с дополнительным широкополосным НЧ-фильтром).

эффективному ослаблению паразитных частот, как показано на рис. 2.53 для двух крайних (граничных) частот настройки.

Такие элементы при передаче больших мощностей бывают очень громоздкими. Необходимо заметить, что подавление гармоник ≥ 4 порядка, по меньшей мере для рабочих частот $> 20 \text{ МГц}$, требует дополнительных мер.

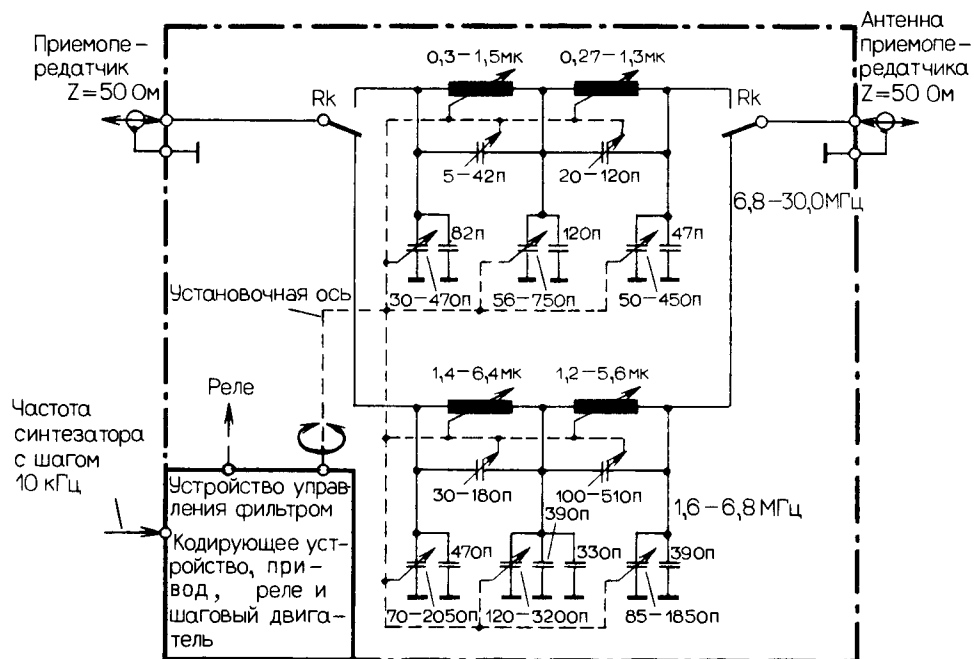


Рис. 2.52. Схема перестраиваемого эллиптического НЧ-фильтра для диапазона 1,6–30,0 МГц.

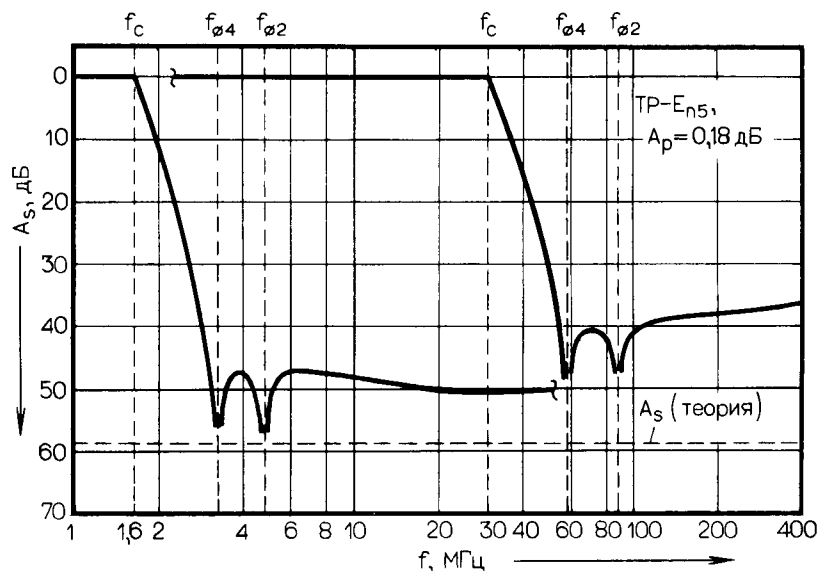


Рис. 2.53. Типичная характеристика избирательности схемы, представленной на рис. 2.52.

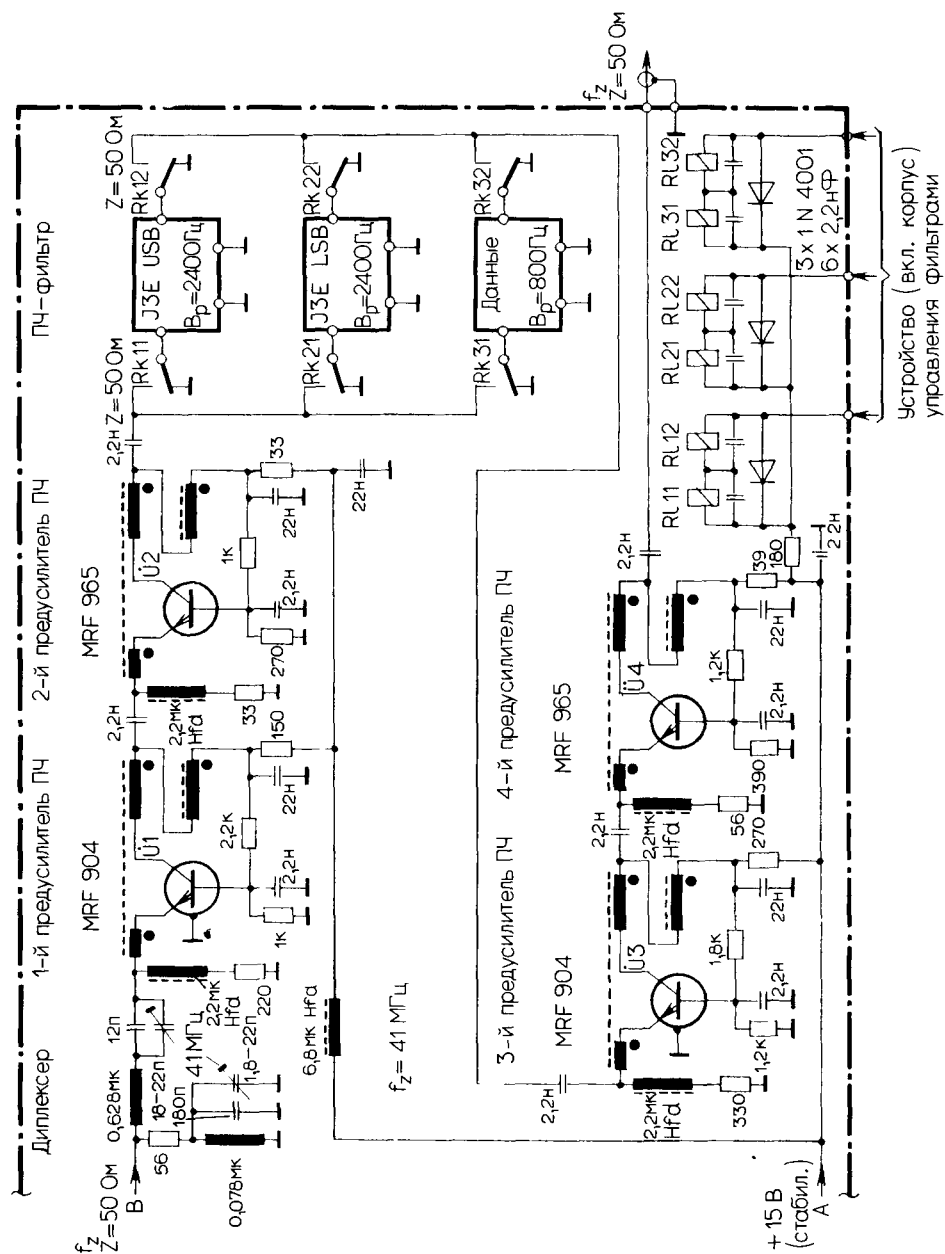


Рис 2.55 Часть схемы входного тракта приемника с ситыточным (линейным) ПЧ-предусилителем, обеспечивающим избирательность по соседнему каналу

2.8.7. Входная часть приемника для диапазона 0,5–30 МГц с промежуточной частотой 41 МГц

В данном случае речь идет о профессиональном переносном приемнике с одним преобразованием частоты. Его основные характеристики: $IP_3 + 30$ дБм, $F \leq 12$ дБ и $DB_3 > 100$ дБ.

Часть схемы, от ее входа до выхода смесителя, включая каскады гетеродинного тракта, представлена на рис. 2.54. На входе установлен очень простой, но, с другой стороны, обеспечивающий хорошую избирательность ВЧ-фильтр, который просто заменяется при употреблении смесителя очень высокого уровня и при низкой эффективности антенны. Комплементарная структура каскада усиления предпочтительна для получения высокого уровня мощности гетеродина.

На рис. 2.55 показано продолжение схемы ПЧ-усилителя с АРУ. В данном случае используется высококачественный высокочувствительный усилитель с большим динамическим диапазоном с отрицательной обратной связью X-типа. В качестве ПЧ-фильтров используются 8-полосные кварцевые фильтры.

Сигнальный тракт и тракт гетеродина выполнены с использованием 50-омной техники. При конструировании все соединения 50-омных узлов выполняются легкоъемными проволочными перемычками для функционального разделения блоков при измерениях и настройке.

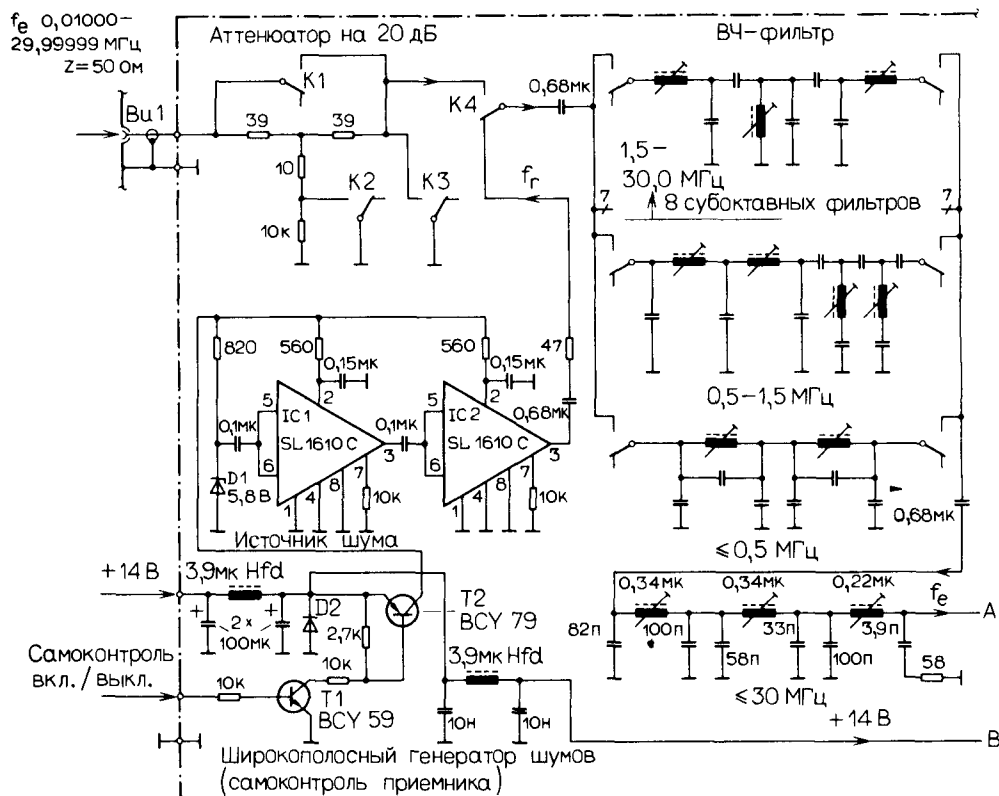


Рис. 2.56. Часть схемы входного тракта приемника с ВЧ-фильтром и встроенным генератором шума для самоконтроля.

2.8.8. Входная часть приемника для диапазона 10 кГц–30 МГц с промежуточной частотой 81,4 МГц

Подлежащая рассмотрению схема – составная часть универсального профессионального связного приемника с двойным преобразованием частоты. Его основные характеристики: $IP_3 \geq +25$ дБм, $F \leq 13,5$ дБ и DB_3 (в зависимости от ширины полосы) = 96–109 дБ.

На рис. 2.56 показаны ВЧ-фильтры и встроенный генератор шума для проверки тракта приема. На схеме не указаны номиналы элементов ВЧ-фильтров. Источник шума выдает сигнал с равномерным спектром, который при нормальной работе приемника достигает определенного уровня, пройдя через приемный тракт, и попадает в тракт низкой частоты, где и анализируется соответствующей логикой.

На рис. 2.57 – продолжение вышеуказанной схемы.

Наконец, на рис. 2.58 представлены выходные каскады входной части приемника. Кварцевый фильтр 1-й промежуточной частоты использован для лучшей обработки широкополосных сигналов.

В двух последующих разделах рассматриваются примеры других схем этого высококачественного приемника.

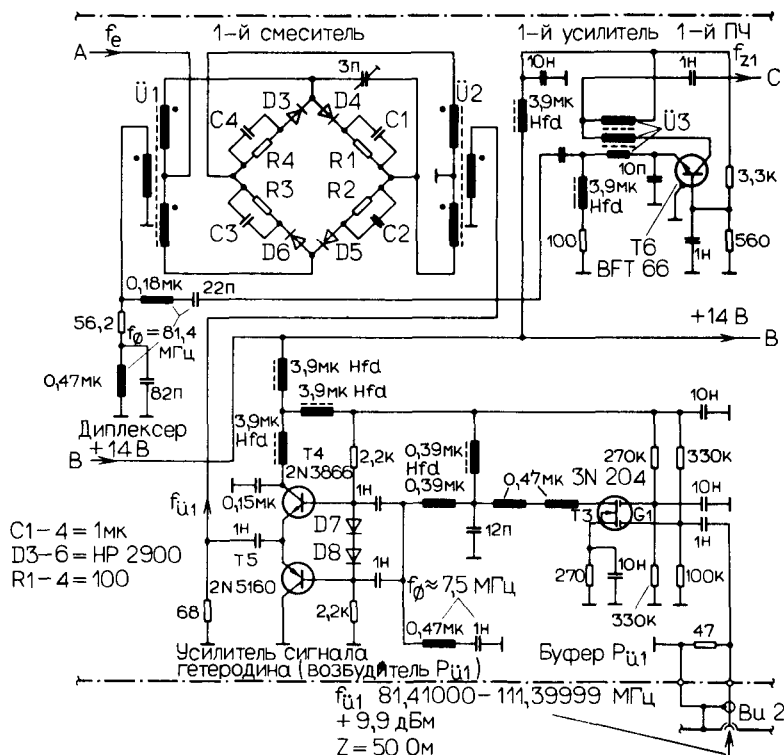


Рис. 2.57. Часть схемы входного тракта приемника с кольцевым смесителем высокого уровня, выходными каскадами усиления сигнала гетеродина и 1-м сильноточным (линейным) ПЧ-усилителем.

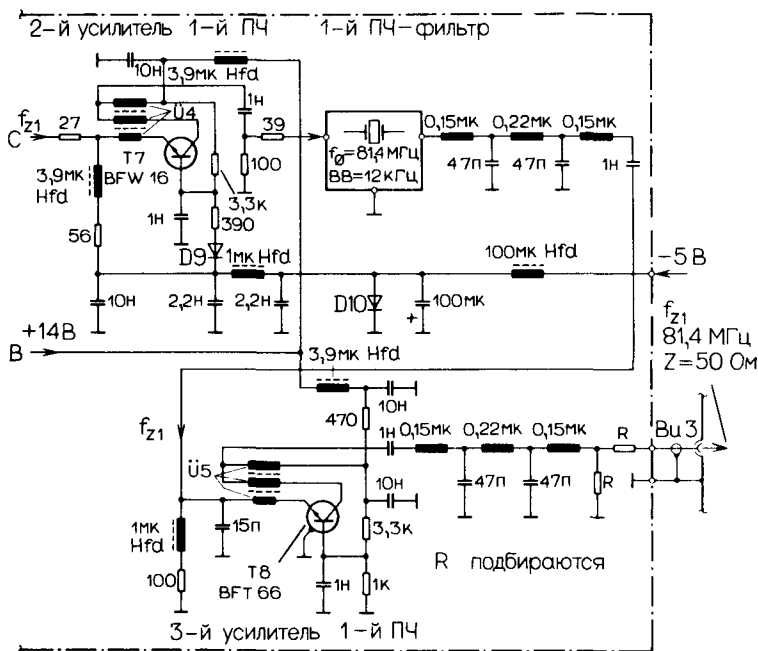


Рис. 2.58. Часть схемы входного тракта приемника со 2-м сильноточным ПЧ-усилителем и 1-м ПЧ-фильтром.

2.8.9. Задающий генератор настройки для частотного диапазона 10 кГц–30 МГц с промежуточной частотой 81,4 МГц

Назначение схемы – генерировать и формировать сигнал гетеродина для смесителя, представленного на рис. 2.57. Этот сигнал находится в частотном диапазоне $\sim [81,41-111,40]$ МГц с квазинепрерывной перестройкой с шагом сетки 10 Гц. Синтезатор с высокостабильным главным кварцевым генератором управляется по двум каналам. Общая погрешность по частоте при температуре от -25° до $+55^\circ\text{C}$ составляет $< 0,3$ импульсов в 1 мин.

На рис. 2.59 представлена часть схемы задающего генератора настройки. Частота ГУНа, показанного в верхней части рисунка, предварительно устанавливается с помощью поступающего в синтезатор кода частоты внутри одного из 6 поддиапазонов с шириной полосы частот 5 МГц. Переключение поддиапазонов осуществляется с помощью диодов D2–D7 электронным способом. Для точной установки частоты в соответствии с желаемой рабочей частотой приемника в тракте поддиапазона установлен диод D1. В нижней части рисунка показана электроника управления предварительной настройкой.

На рис. 2.60 изображена схема, связанная с предыдущей. В верхней части рисунка показан усилитель сигнала гетеродина с малым обратным прохождением сигнала (для развязки), а также регулятор амплитуды ГУНа для стабилизации мощности гетеродина. В нижней части – фазовый детектор с фильтром для подстройки частоты ГУНа в соответствии с высокостабильным кварцевым генератором.

Указанные задающие генераторы – сложные, и их проектирование рассмотрено в специальной литературе. Кроме того, в разд. 2.10 будет рассмотрен относительно простой синтезатор передатчика для рабочего диапазона частот 1,6–30,0 МГц и с промежуточной частотой 45 МГц.

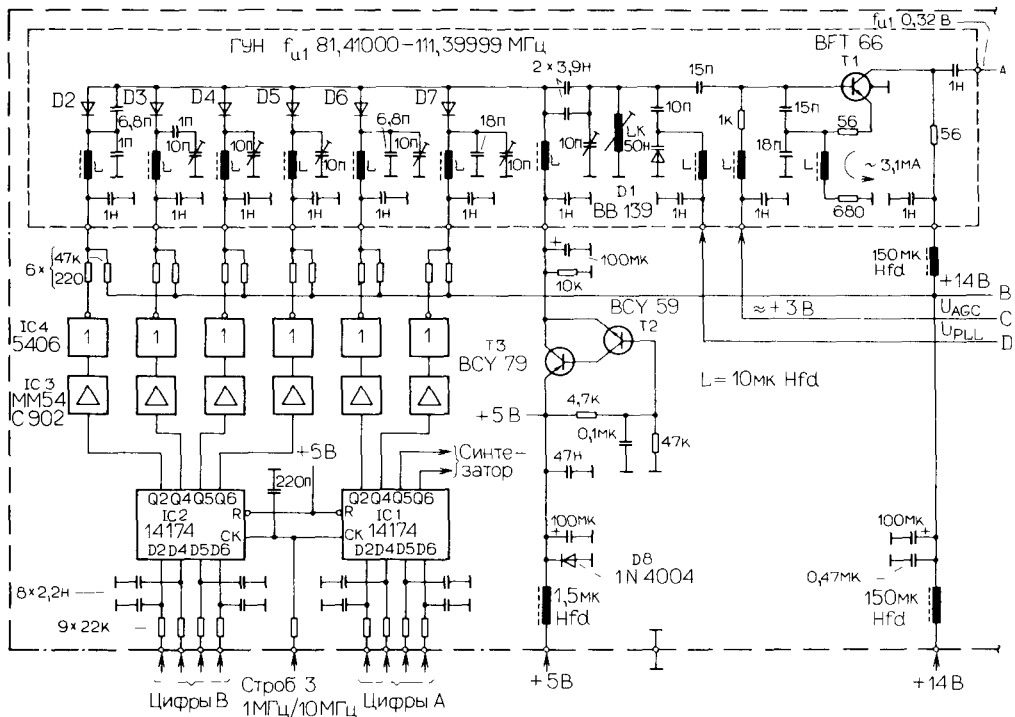


Рис. 2.59. Часть схемы управления настройкой передатчика, ГУНом и электронным переключателем диапазонов.

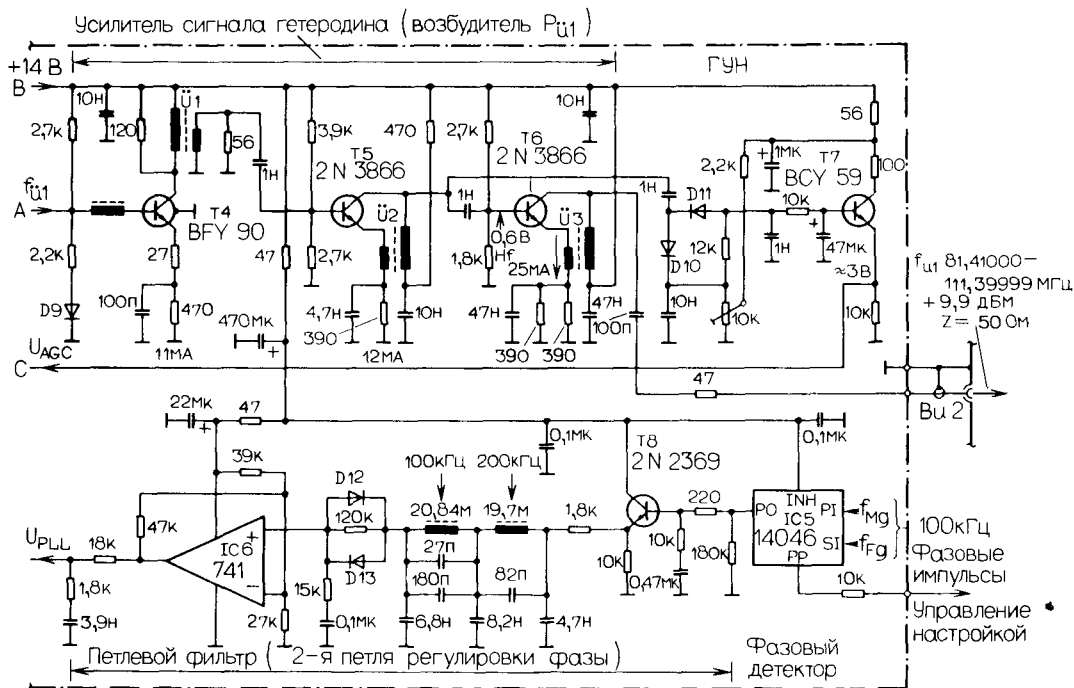


Рис. 2.60. Часть схемы управления настройкой передатчика с предварительным усилителем сигнала гетеродина, ГУНом, фазовым детектором и петлевым фильтром (ФПЧ).

2.8.10. Логарифмический/линейный усилитель промежуточной частоты с автоматической регулировкой усиления для системы 81,4/1,4 МГц

Схема, представленная в данном разделе, присоединяется ко входному тракту, описанному в разд. 2.8.8. Ее выходные сигналы соответствуют предварительно выделенной 1-й промежуточной частоте порядка 81,4 МГц, которая затем преобразовывается во 2-ю промежуточную частоту—1,4 МГц, далее выполняется фильтрация по соседнему каналу, сигнал усиливается и демодулируется.

На рис. 2.61 представлена первая часть схемы, включающая ПЧ-смеситель, предусилитель 2-й промежуточной частоты, фильтр ПЧ-2 (обеспечивает избирательность по соседнему каналу), а также выходной каскад гетеродинного тракта и цепь соединения с панорамным индикатором.

На рис. 2.62 показана подробная схема набора фильтров. Она включает усилитель, который с помощью синфазного направленного ответвителя ($\emptyset^\circ$) разделяет сигнал в режиме АЗВ на две боковые полосы.

На рис. 2.63 представлена схема логарифмического/линейного усилителя с автоматической регулировкой усиления. Усилитель обеспечивает логарифмическую амплитудную характеристику при линейном напряжении регулировки (U_{AGC}), которое с помощью аналого-цифрового преобразователя переводится в цифровую форму, и используется для цифрового управления; это—типичная схема для измерительного приемника.

Тракт ЛОГ/ЛИН усилителя работает следующим образом: транзисторы Т6–Т15 образуют каскад из пяти псевдодифференциальных усилителей, включенных по схеме с общей базой (ОБ). Транзисторы, изображенные слева, имеют на базе постоянное опорное напряжение, которое может подстраиваться ступенчато с шагом 0,1 В в интер-

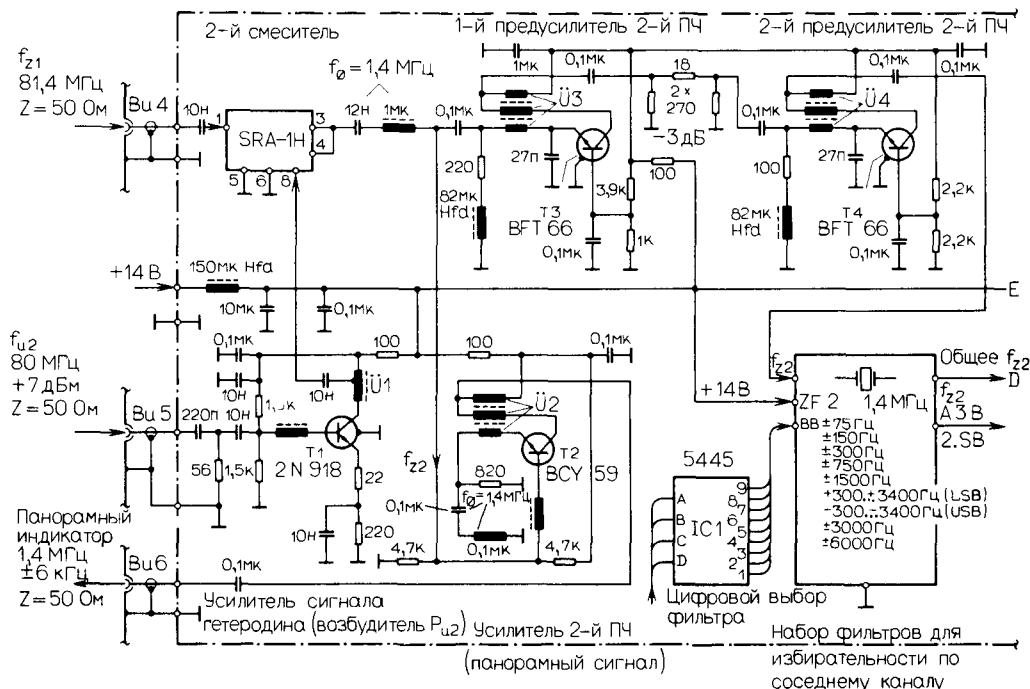


Рис. 2.61. Часть схемы тракта промежуточной частоты с кольцевым смесителем высокого уровня, 2-м сильноточным ПЧ-усилителем и фильтрацией по соседнему каналу.

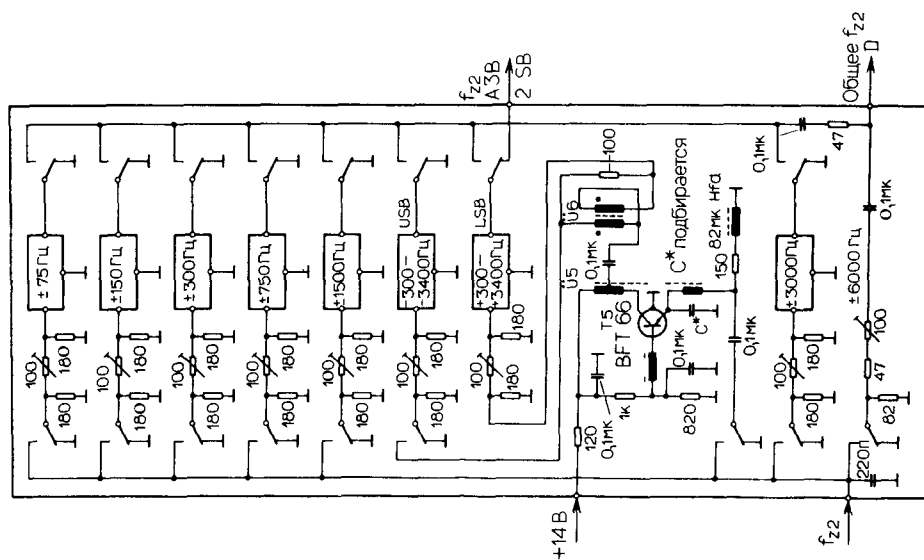


Рис. 2.62 Часть схемы тракта промежуточной частоты с фильтрацией по соседнему каналу (см рис 2.61) и развязывающим усилителем боковой полосы частот

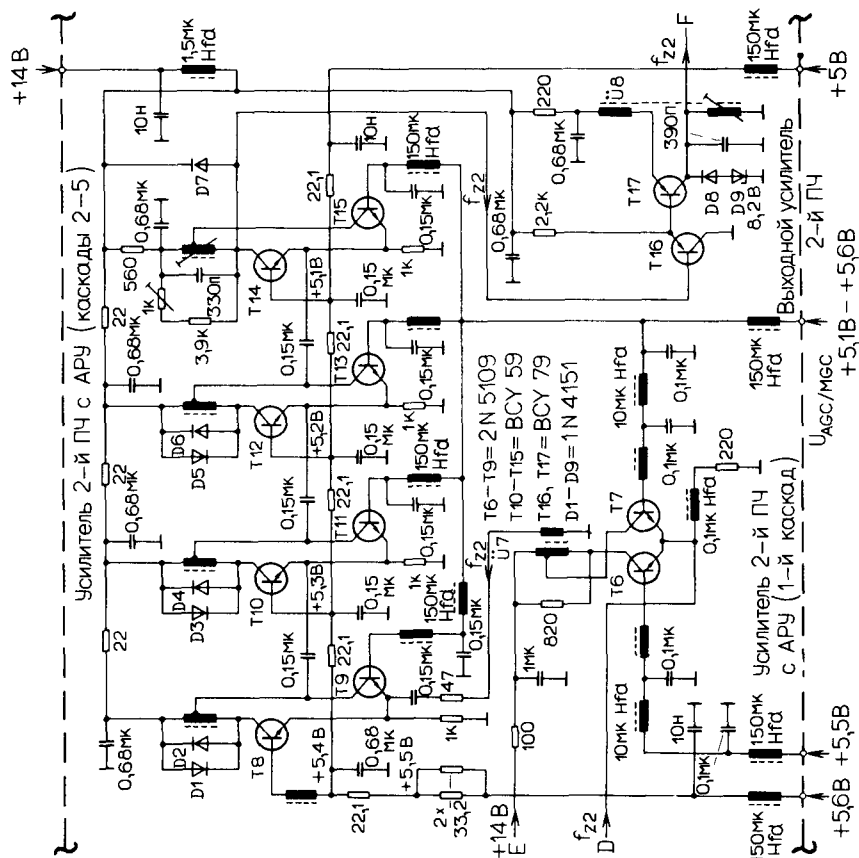


Рис. 2.63 Часть схемы тракта 2-й промежуточной частоты с ПЧ-усилителем с АРУ.

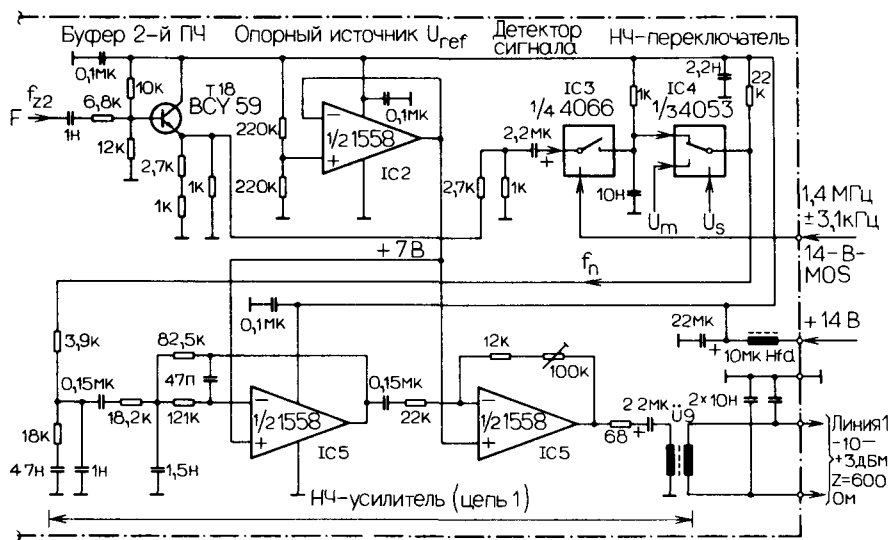


Рис. 2.64. Часть схемы тракта промежуточной частоты с детектором сигнала и линейным НЧ-усилителем.

вале 5,1–5,5 В. Для транзисторов, указанных справа, в качестве напряжения на базе используется напряжение U_{AGC} в интервале 5,1–5,6 В. Трансформатор в коллекторной цепи левых транзисторов имеет полное включение, правые транзисторы соединяются с отводом и имеют соответственно меньший импеданс. Напряжение U_{AGC} возрастает с увеличением напряжения сигнала. Коллекторный ток транзистора с полным включением трансформатора, имеющий первоначально относительно большое усиление, при поступлении увеличивающегося напряжения регулировки уменьшается. При этом усиление становится все меньше и меньше, но общий ток и зависящий от него динамический диапазон остаются неизменными.

Правильное ЛОГ/ЛИН сопряжение зависит частично от трансформатора, а также от искусного выбора рабочих точек каскада. Т16 и Т17 обеспечивают последующее постоянное усиление промежуточной частоты.

Заключительная часть схемы, представленная на рис. 2.64, не требует никаких объяснений. Следует только отметить аналоговый интегральный ключ, выполняющий функцию детектора-смесителя с цифровым сигналом поднесущей. Помимо этого детектора, используемого для приема сигналов с подавленной несущей, этот приемник снабжен другими демодуляторами для приема передач с амплитудной и частотной модуляцией.

2.8.11. Каскады ПЧ-трансивера с промежуточной частотой 40 МГц

Изображенная на рис. 2.65 схема представляет собой классическую схему, известную под названием «Plessey-Konzept». В данном случае вместо обычно используемых в качестве модема интегральных схем установлены кольцевые смеситель высокого уровня и высокочувствительный предусилитель промежуточной частоты приемника. Относительно точных количественных параметров этой схемы мы, к сожалению, ничего не можем сказать (это военная разработка), однако мы твердо уверены в ее высоком качестве; более подробную информацию можно получить, используя паспортные данные на интегральные микросхемы.

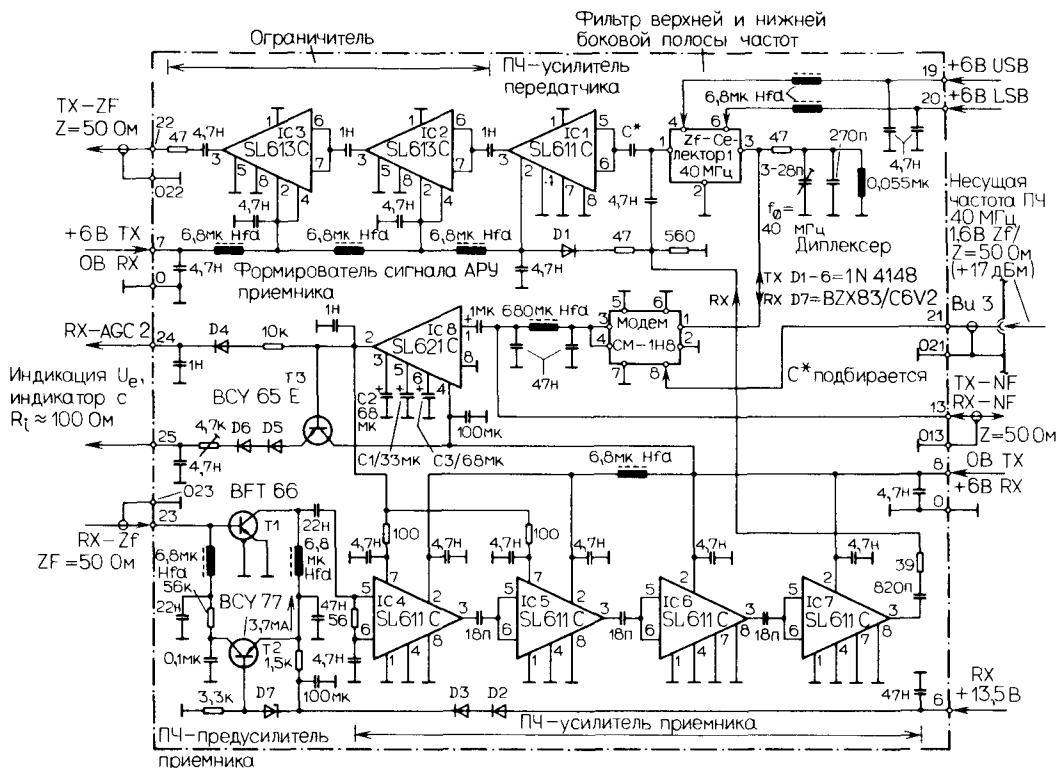


Рис. 2.65. Схема ПЧ-процессора приемопередатчика.

Надо добавить, что для выделения промежуточной частоты устанавливается еще общий фильтр трансивера с верхней/нижней (USB/LSB) боковой полосой, подключаемый в точках 22/022 и 23/023.

2.8.12. Широкополосный усилитель мощности на 1 Вт для частотного диапазона 14–30 МГц

На рис. 2.66 представлена схема для любительской коротковолновой связи на частотах ≥ 14 МГц, а в табл. 2.8 характеристики ее элементов. Фильтр высших гармоник охватывает полосы 20, 17 и 15 м или 15, 12 и 10 м. Транзистор усилителя мощности с рабочей точкой С обеспечивает СВ-режим работы (радиотелеграф) или непрерывную генерацию. Постоянные времени в режиме СВ-манипуляции можно изменить с помощью конденсатора; при этом следует сохранять сумму сопротивлений в цепи базы $610 \text{ Ом} \pm 30\%$.

2.8.13. Широкополосный усилитель мощности на 50 Вт для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц

На рис. 2.67 представлена первая часть линейного тракта. В предыдущих разделах уже были описаны схемы такого вида, поэтому не требуется дополнительных объяснений. Интерес представляет стабилизатор тока покоя усилителя мощности, использующий интегральную схему, транзистор которой находится в диодном включении, выполненный по ВЧ-технологии и соответствует по типу и классу мощности элементам Т4 и Т5.

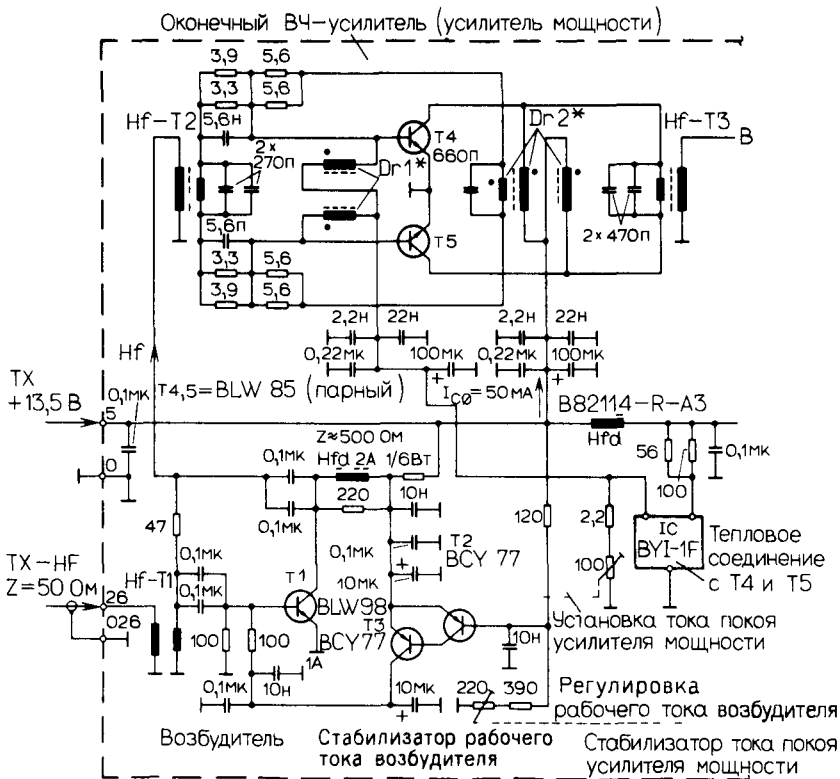


Рис 2 67 Часть схемы коротковолнового широкополосного тракта передачи мощности со стабилизатором тока покоя усилителя мощности

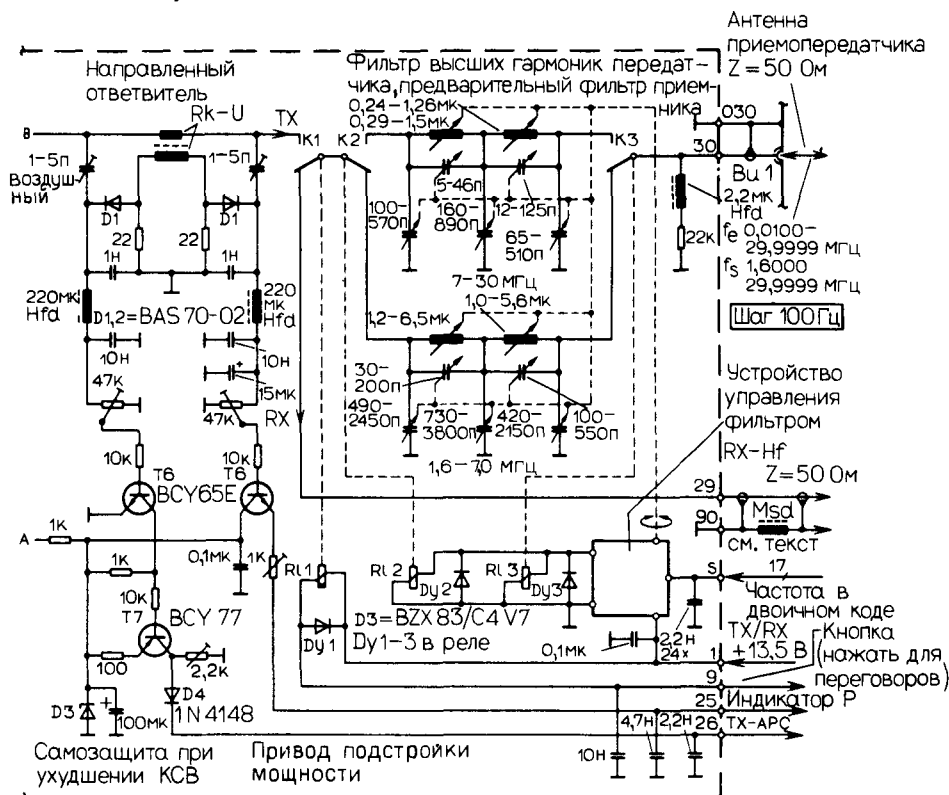


Рис 2 68 Часть схемы коротковолнового широкополосного тракта передачи мощности с самозащитой (при ухудшении КСВ) и фильтром высших гармоник

Продолжение схемы, включающей направленный ответвитель для обеспечения контроля и фильтр высших гармоник, представлено на рис. 2.68. Защита при плохом КСВ действует на усилитель с АРУ в тракте ПЧ. Фильтр $\Pi P-E_{n5}$ известен из разд. 2.8.6. Дроссель Msd в точках включения 29/90 препятствует связи ТХ/РХ (приемник/передатчик) через экран кабеля; он представляет собой несколько витков кабеля на кольцевом феррите с высокой проницаемостью μ .

Указанная мощность высокой частоты допустима при режиме СW (частотная радиотелеграфия при непрерывной генерации).

2.8.14. Широкополосный усилитель мощности на 75 Вт для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц

Линейная схема на рис. 2.69 представляет весь тракт усиления мощности. Раскачка усилителя может производиться сразу от кольцевого смесителя высокого уровня. Предусилитель на Т1 работает в режиме класса А, все другие усилители – в режиме класса АВ. Указанная ВЧ-мощность при СW-режиме допустима с непрерывной генерацией.

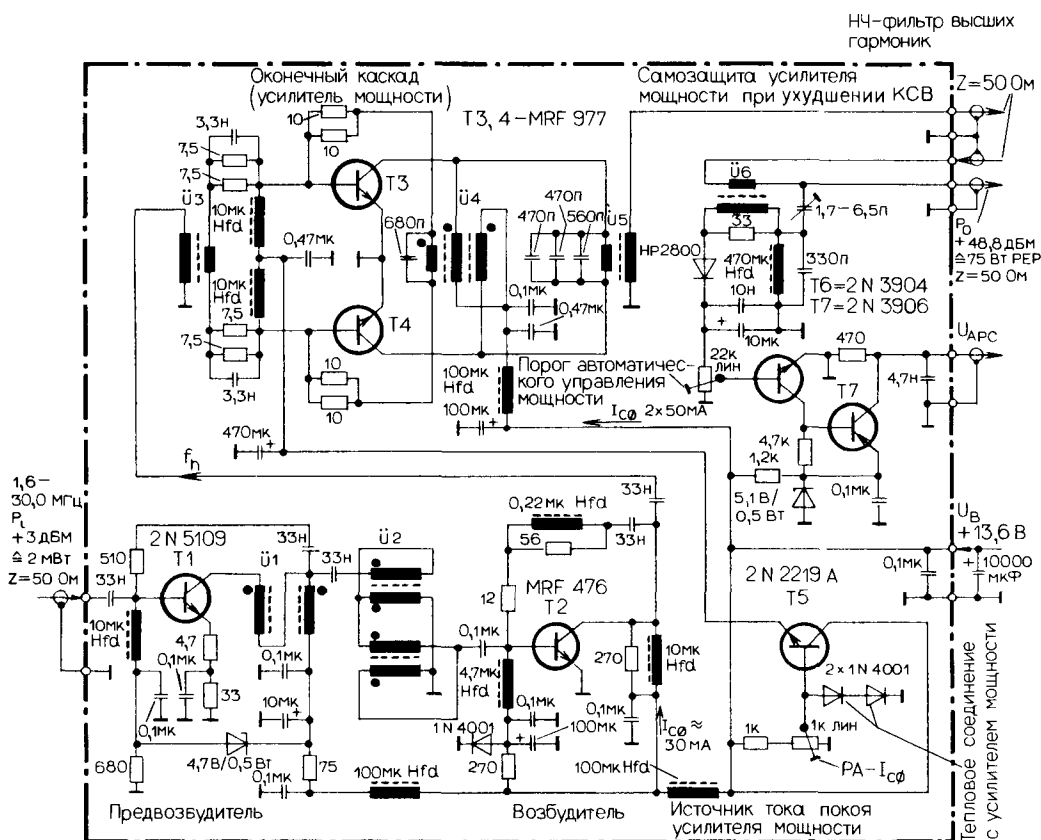


Рис. 2.69. Схема коротковолнового широкополосного тракта передачи мощности

2.8.15. Широкополосный усилитель мощности на 300 Вт для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц

Линейная схема, приведенная на рис. 2.70, представляет весь тракт усиления, раскачка которого выполняется усилителем на монолитной интегральной схеме (например, SL640C). Высококачественные комплементарные каскады работают в режиме А или АВ; такая структура встречается довольно редко.

Указанная ВЧ-мощность допустима при СВ-режиме с непрерывной генерацией. Чтобы избежать перегрева, необходимо снабдить усилитель принудительным охлаждением.

2.8.16. Широкополосный возбуждатель с $IP_{1.3} = +22$ дБм для частотного диапазона 1–200 МГц

Широкополосная линейная схема с активной отрицательной обратной связью (R-типа), представленная на рис. 2.71, из-за своей широкополосности подходит для измерительных целей. Если рассеиваемая мощность транзистора превышает 1,5 Вт, необходимо обеспечить теплоотвод.

Усилитель такого типа электрически стабилен и имеет низкие входные и выходные значения КСВ(s).

2.8.17. Малошумящий усилитель с $G_p = 22$ дБ для частотного диапазона 1–300 МГц

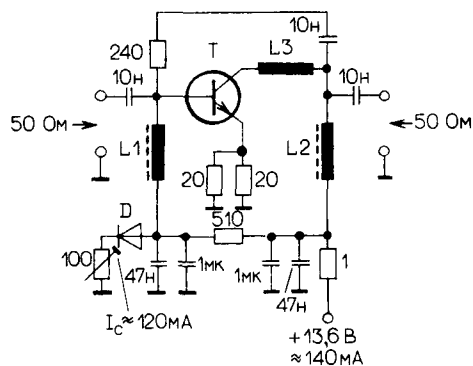
Схема усилителя, представленная на рис. 2.72 дБ несложная, и следовательно, в данном случае не требуется специальной сборки. По возможности, однако, следует использовать короткие соединительные провода. На рис. 2.73 представлена частотная зависимость коэффициента передачи G_p и коэффициента шума F усилителя. Транзистор ВFT66 менее шумящий, чем ВFT67; с ВFT66 по коэффициенту шума сравнимы ВFT97 и MRF904.

Такой усилитель подходит для дальнего приема в относительно малошумящем частотном диапазоне > 50 МГц. При использовании высокоэффективных направленных антенн рекомендуется их непосредственно соединять без избирательных цепей. Усилитель должен работать на нагрузку 50 Ом; его выходное сопротивление относительно высокоомно. Оптимальная пороговая чувствительность и динамический диапазон сигналов при каскадировании определяются:

- 1) частотно-избирательной направленной антенной;
- 2) коротким ВЧ-кабелем;
- 3) вышеуказанным усилителем;
- 4) ВЧ-фильтрацией в соответствии с требованиями ослабления сигналов промежуточной и зеркальной частот;
- 5) использованием в качестве нагрузки фильтра усилителя на полевых транзисторах с n-каналом (либо КМОП) по схеме с общим затвором с 50-омным входным сопротивлением с $G_p = 2-3$ дБ;
- 6) кольцевым смесителем среднего уровня.

Высокую чувствительность получают при использовании фильтрации между усилителем на полевых транзисторах и кольцевым смесителем.

Указанные схемы при работе в условиях реального внешнего шума являются абсолютно оптимальными. Только в случае космической связи выгоднее использовать усилители с полевыми транзисторами из арсенида галлия.



$f \approx 1-200 \text{ МГц}$
 $G_p = 9 \text{ дБ}$
 $IP_{13} = +22 \text{ дБм}$
 $KP_1 = +13 \text{ дБм}$
 $F \approx 13 \text{ дБ (BFR 94)}$

T—BFR 94 или MRF 511
 D—1N 4151 или подобный
 L1, 2=6 вит, 1мм CuL, на FT-37-72
 L3=4 вит, 0,8мм CuL, 5мм ϕ , 5мм длина

Рис. 2.71. Схема широкополосного возбуждателя.

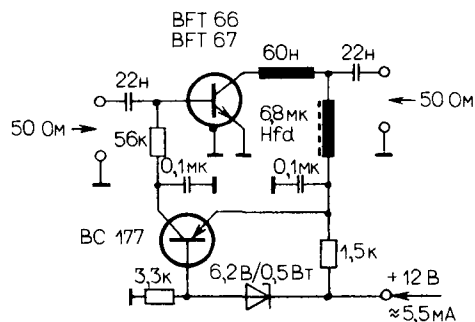


Рис. 2.72. Схема усилителя ВЧ/ОВЧ.

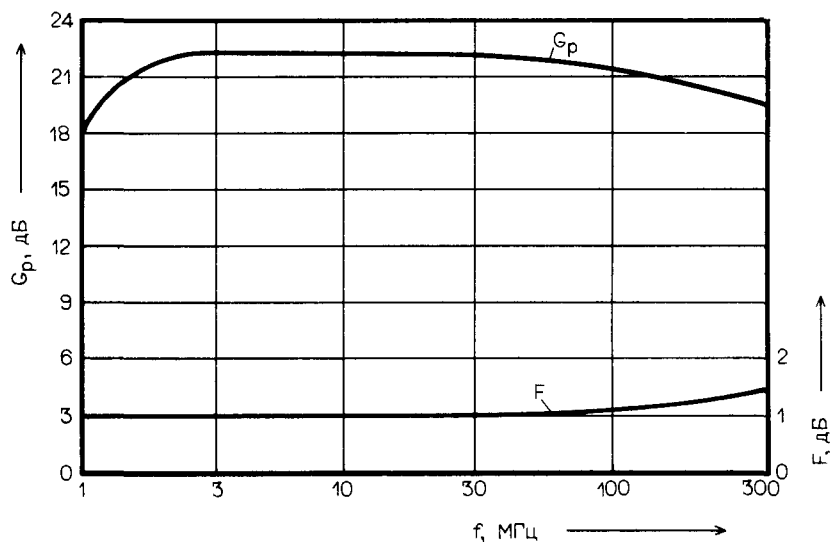


Рис. 2.73. Зависимость от частоты коэффициента усиления по мощности G_p и коэффициента шума F для схемы на рис. 2.72.

2.8.18. Двухнаправленный усилитель с $G_p = 20$ дБ для частотного диапазона 1–150 МГц

Схема усилителя с резистивной отрицательной обратной связью R-типа, показанная на рис. 2.74, работает с электронным переключением направления сигнала, которое реализуется при подаче рабочего напряжения на соответствующий транзистор. Такой режим работы характеризуется высокой надежностью.

Подобные системы используются в трактах высокой и промежуточной частот американских военных трансиверов, частично как модульные звенья в тонкопленочной технологии.

2.8.19. Усилитель с $G_p = 10$ дБ для частотного диапазона 30–900 МГц

Схема, показанная на рис. 2.75, используется прежде всего при измерениях. Неравномерность G_p составляет менее $-0,5$ дБ в диапазоне до ~ 800 МГц. Для правильной настройки с помощью триммера необходим анализатор спектра.

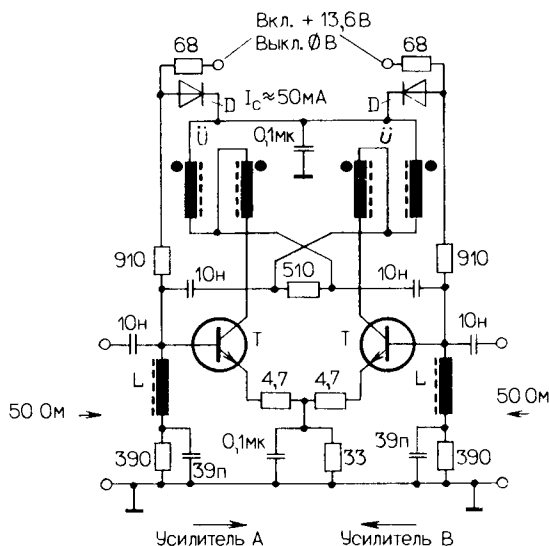
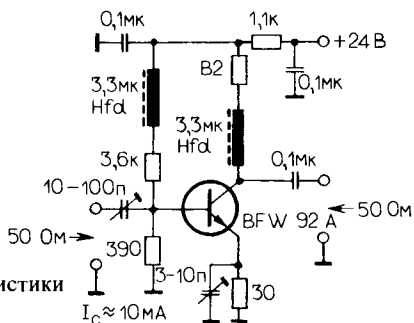


Рис. 2.74. Схема, рабочие характеристики и параметры двухнаправленного усилителя для диапазона СЧ ОВЧ.



$f = 30-900$ МГц
 $G_p = 10$ дБ
 $IP_{3} = +4$ дБм
 $KP_1 = -1$ дБм
 $F \approx 5$ дБ/600 МГц

Рис. 2.75. Схема и рабочие характеристики усилителя ОВЧ/УВЧ.

2.8.20. Малошумящий усилитель с $G_p = 19$ дБ для частотного диапазона 25–1000 МГц

Этот усилитель с резистивной отрицательной обратной связью (R-типа), представленный на рис. 2.76, предназначен в первую очередь для измерений. На рис. 2.77 показана зависимость G_p и F усилителя от частоты.

Собрать такую высокочастотную многоступенчатую широкополосную структуру сложно. Все элементы R, C безвыводные; при монтаже следует использовать максимально короткие соединительные проводники.

2.8.21. Малошумящий усилитель с $G_p = 10$ дБ для частотного диапазона 1–1400 МГц

На рис. 2.78 показаны схема и справочные данные этого более чем десятиоктавного усилителя с отрицательной обратной связью (R-типа).

На рис. 2.79 показаны зависимость коэффициента передачи G_p , а также КСВ по входу и выходу от частоты.

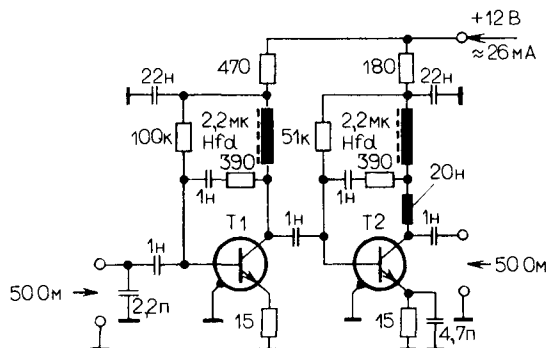


Рис. 2.76. Схема усилителя ОВЧ/УВЧ.

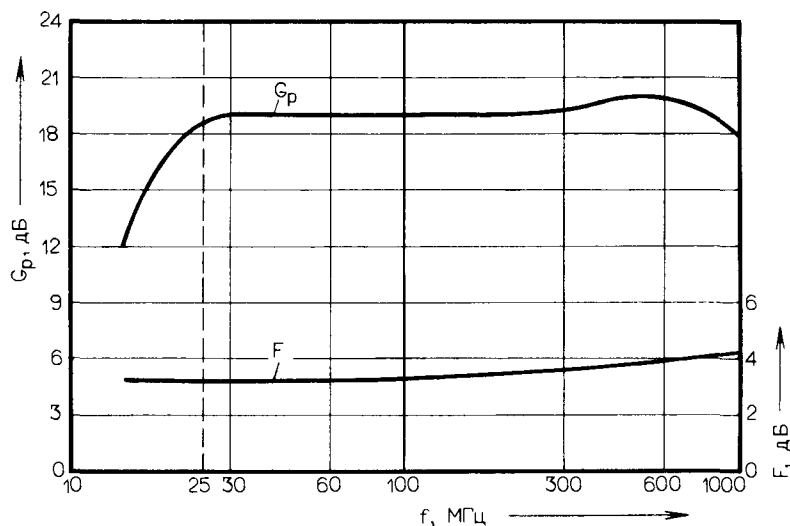


Рис. 2.77. Зависимость от частоты коэффициента усиления по мощности G_p и коэффициента шума F для схемы на рис. 2.76.

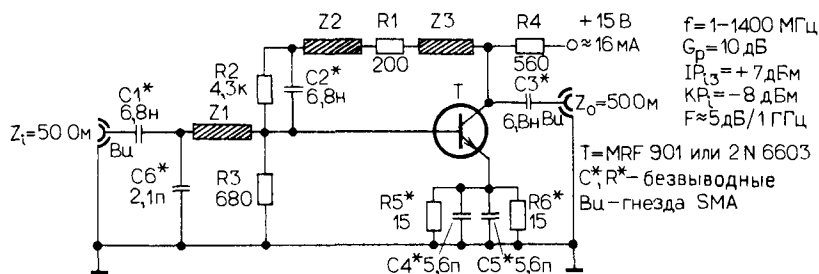


Рис. 2.78. Схема и рабочие характеристики усилителя для диапазона СЧ - УВЧ.

На рис. 2.80 представлен фотошаблон печатной платы со стороны деталей. Используется тефлон толщиной 1,5 мм, армированный стекловолокном, с двусторонним медным покрытием, толщина которого 35 мкм.

На рис. 2.81 приведена монтажная схема. Отверстия для конструктивных элементов необязательны, необходимо только хорошо пропаять покрытие в местах соединения при сборке схемы.

Центральные проводники коаксиальных разъемов SMA-типа следует соединить непосредственно с соответствующим входом/выходом на плате, корпуса разъемов соединяются также непосредственно с земляной шиной печатной платы у входа/выхода. Промежуточные соединения с помощью коаксиального кабеля недопустимы.

Сделать такую схему даже при наличии фотошаблона печатной платы и монтажной схемы сложно. Подобные усилители помещаются в герметичный экранирующий корпус; они пригодны для высококачественных измерительных работ. Можно также использовать каскадное соединение этих усилителей.

Напряжение питания подается через проходной УКВ фильтр. В случае каскадирования нескольких устройств для равязки по питанию в точки питания каскадов рекомендуется устанавливать конденсаторы емкостью 0,1 мкФ и располагать их ближе к корпусу транзистора.

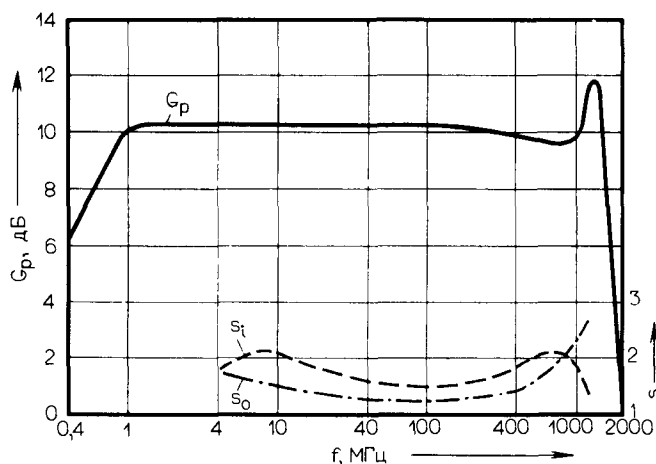


Рис. 2.79. Зависимость от частоты коэффициента усиления по мощности G_p и КСВ по входу (s_i) и выходу (s_o).

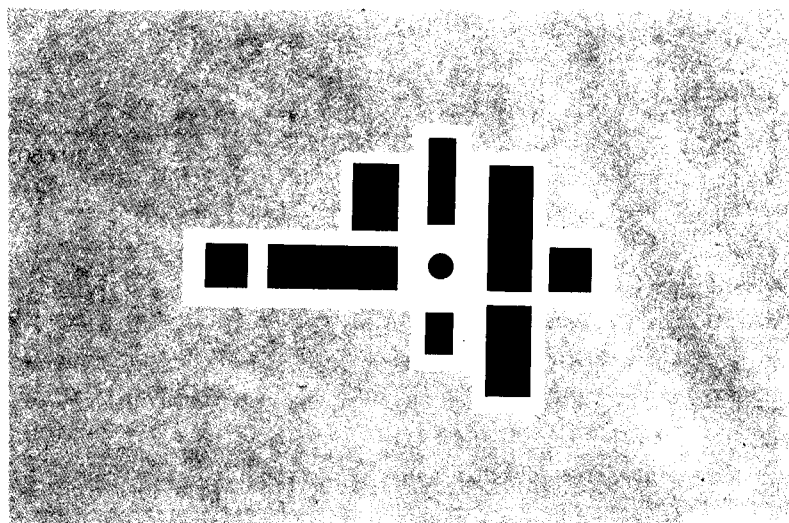


Рис. 2.80. Фотошаблон печатной платы схемы, изображенной на рис. 2.78.

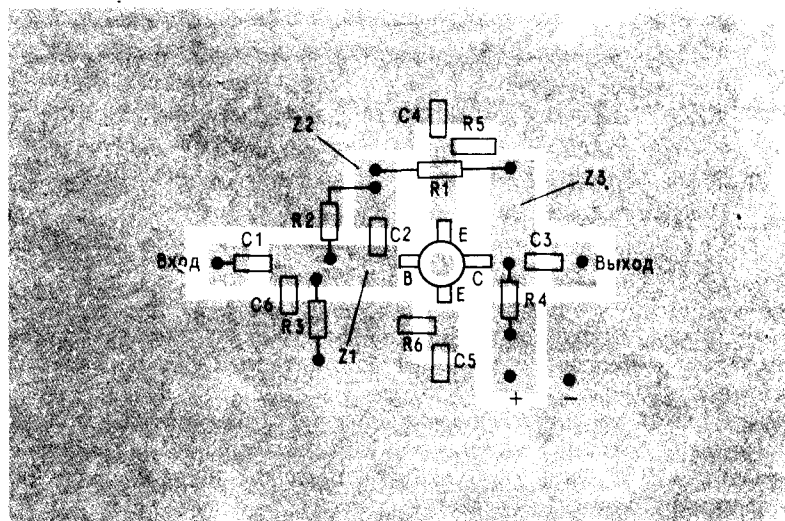


Рис. 2.81. Монтажная схема к рис. 2.80.

2.8.22. Сверхмаломощный усилитель ОВЧ/УВЧ на канальных полевых транзисторах из арсенида галлия

Схема с элементами Шотки в диапазоне до 1 ГГц обеспечивает коэффициент шума $\sim 0,4\text{--}0,8$ дБ при усилении мощности от 20 до 25 дБ. Мощности IP_{13} и KP_1 равны 5 и 16 дБм, что при связи вне пределов земли с использованием направленных антенн не играет существенной роли, как может показаться сначала.

На рис. 2.82 представлена первая схема, включающая собственно усилитель на канальном полевом транзисторе из арсенида галлия (T1) и активный согласующий

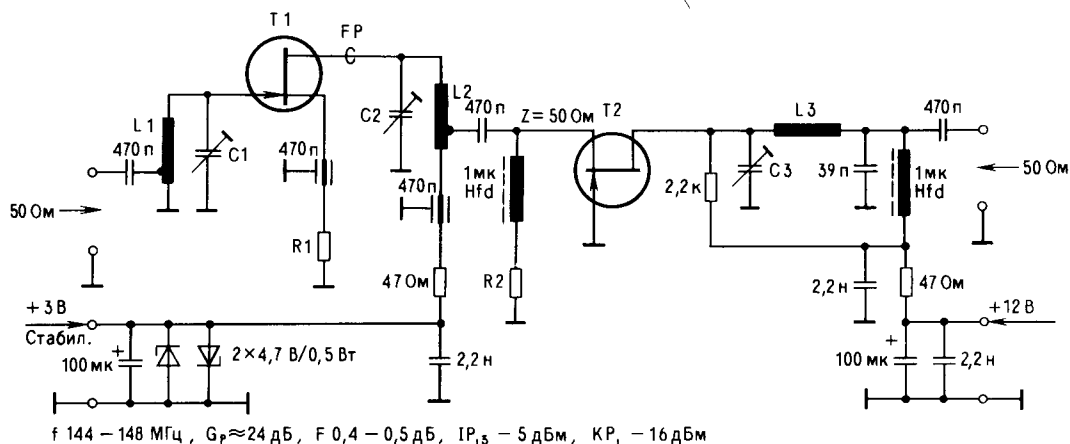


Рис. 2.82. Схема и рабочие характеристики усилителя на канальном полевом транзисторе из арсенида галлия для ОВЧ-диапазона.

Таблица 2.9. Список элементов схемы, представленной на рис. 2.82

Элемент схемы	Характеристики
C1 – C3	2 – 13 пФ, подстроечный конденсатор с воздушным диэлектриком
F	Ферритовые бусинки
L1, L2	5 вит., 1 мм CuAg, внутренний $\varnothing$ 12 мм, длина 12 мм
L3	4 вит., 1 мм CuAg, внутренний $\varnothing$ 12 мм, длина 12 мм
R1	Подбирается для $I_p \approx 10$ мА
R2	Подбирается для $I_p \approx 25$ мА
T1	CFY 13 или подобные (например, типа MFG 1200 или MFG 1400)
T2	2N 4856A, P 8002, U 310 или подобные

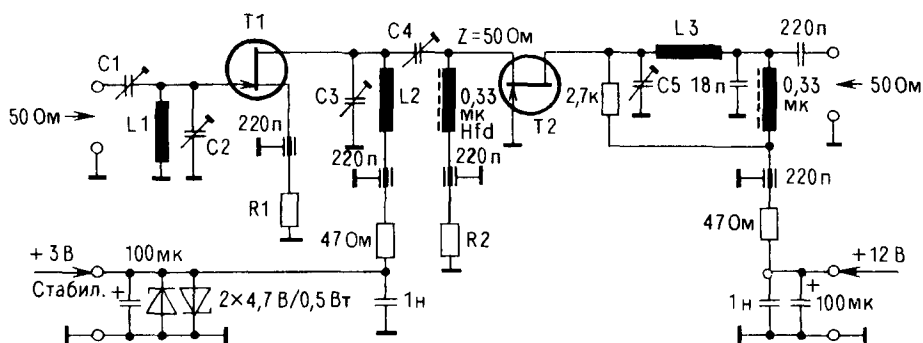
каскад (T2). Эта схема, предназначенная для 2-метрового любительского диапазона, может настраиваться в диапазоне 100–200 МГц. В табл. 2.9 даны характеристики основных элементов схемы.

В усилителях такого типа устойчивость обычно обеспечивается при относительно узкополосных антеннах и при широкополосной резистивной номинальной нагрузке ($\pm 30\%$, определяется T2). При этом входное/выходное полное сопротивление транзисторов из арсенида галлия оказывается относительно высоким, > 1 кОм, что исключает непосредственное каскадирование таких усилителей без согласующих каскадов, так как это привело бы к самовозбуждению, а при определенных условиях к «выгоранию» высокочувствительных транзисторов.

При установке схемы, приведенной на рис. 2.82, перед приемником с $F = 5$ дБ коэффициент шума системы снижается до 0,6–0,7 дБ; минимальный уровень шума в полосе 500 Гц понижается с -142 до $-146,3$ дБм.

Схема следующего усилителя на канальном полевом транзисторе из арсенида галлия и согласующего каскада представлена на рис. 2.83. Схема, предназначенная для любительского 70-см диапазона, может настраиваться в частотном диапазоне 380–480 МГц. Характеристики элементов схемы даны в табл. 2.10.

При установке этой схемы перед приемником с $F = 5$ дБ коэффициент шума системы снижается до 1 дБ; минимальный уровень шума в полосе 500 Гц понижается с -142 до -146 дБм.



f 430–440 МГц, $G_p \approx 21$ дБ, F 0,7–0,9 дБ, $IP_{1.3} - 6$ дБм, $KP_1 - 16$ дБм

Рис. 2.83. Схема и рабочие характеристики усилителя на канальном полевом транзисторе из арсенида галлия для УВЧ-диапазона.

Таблица 2.10. Список элементов схемы, представленной на рис. 2.83

Элемент схемы	Характеристики
C1 C5	0,1 4,0 пФ, подстроечный конденсатор с воздушным диэлектриком
L1 L3	1 мм CuAg, длина выпрямленного проводника 22 мм
R1	Подбирается для $I_D \approx 10$ мА
R2	Подбирается для $I_D \approx 25$ мА
T1	CFY 13 или подобные (например, типа MFG 1200 или MFG 1400)
T2	2N4856 A, P8002, U310 или подобный

Для работы с такими схемами, в частности с арсенид-галлиевым канальным полевым транзистором, необходимы некоторый, по крайней мере полупрофессиональный, опыт работы с высокочастотной техникой и наличие соответствующих измерительных приборов. При таких условиях, например с помощью специально подобранных элементов, можно снизить минимальный уровень шума еще на 0,1–0,2 дБ.

Внимание! При применении арсенид-галлиевого канального полевого транзистора не следует использовать кабельные соединения усилителя с антенной, кратные нечетному количеству $1/4$ длины волны, так как вследствие внутренних рассогласований произойдут нежелательные изменения полного сопротивления, в результате увеличатся собственные шумы, уменьшится или увеличится усиление, усилителя также электрическая нестабильность вплоть до самовозбуждения. По возможности выбирают точно $\lambda/2$ или кратную $1/2$ длины волны или соединяют непосредственно антенну и усилитель. Поэтому рекомендуется использовать узкополосные антенны.

2.8.23. Малошумящий усилитель на канальном полевом транзисторе для частотного диапазона 14–30 МГц

Эта схема на рис. 2.84 состоит из переключаемого звена ВЧ-аттенюатора, интегрального полосового фильтра и собственно усилителя, а также некоторых частотно-зависимых конструктивных элементов, характеристики которых даны в табл. 2.11.

Для выделения высокой частоты можно использовать другие схемы, приведенные в этой книге.

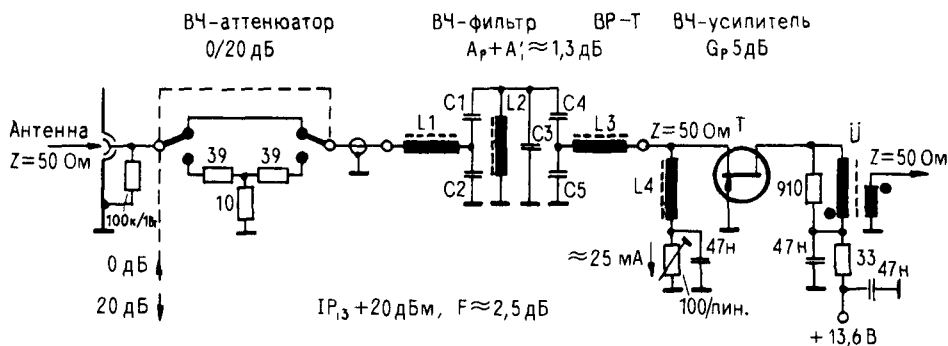


Рис. 2.84. Схема и рабочие характеристики усилителя на канальном полевом транзисторе для ВЧ-диапазона.

Таблица 2.11. Рабочие характеристики усилителя на канальном полевом транзисторе для ВЧ-диапазона

Диапазон *, МГц	f_{mg} , МГц	L1–L3, мкГц	Сердечник, обмотка	C1, C4 пФ	C3 пФ	C2, C3 пФ
21,0–30,0 (20,52–30,98)	25,211	1,024	T-50-6 16 вит., 0,5 мм CuL	12	2 45	2 45
14,0–21,5 (13,65–21,91)	17,294	1,296	T-50-6 18 вит., 0,5 мм CuL	2 45	2–45	39

L 4 Широкополосный дроссель, например Siemens B82114-R-A3

T 2N4856A, P8002, U 310

U 8 + 2 витка, 0,5 мм CuL, бифилярная скрутка проводов, на тороидальном сердечнике FT-37-72

* Значения без скобок – рабочие диапазоны, значения в скобках – граничные частоты настройки (f_{c1} , f_{c2}).

Возможные частотные диапазоны 14,0–21,5 МГц и 21–30 МГц точно соответствуют диапазонам усилителя мощности QPR-PA в соответствии с разд. 2.8.12.

2.8.24. Оптимальные ВЧ-селекторы для частотного диапазона 1,5–30,0 МГц

Приемники, рассматриваемые в данной книге, обладают вполне достаточной избирательностью по ВЧ, однако на них могут воздействовать помехи от мощных передатчиков, расположенных по соседству, на борту судов и самолетов и/или вблизи широкополосной антенны высокой эффективности, например типа T^2FD или логопериодической. Нежелательные помехи можно устранить только с помощью дополнительных ВЧ-фильтров.

Часто встречающийся в профессиональной практике пример представлен на рис. 2.85. Это одноконтурная Т-образная схема, выделяющая 3 поддиапазона в диапазоне 1,5–30,0 МГц, состоящая из звеньев C/C/L, которые соединены между собой со сторон L. Для настройки частоты используются два переменных конденсатора. Так как от величины последних зависят соотношения Z_u , B_p , A_i , эффективность работы схемы зависит от настройки. Приведенные в блок-схеме интервалы A_i и B_p определяются пределами регулировки $f_{мин}$ – $f_{макс}$. Таким образом, получают наименьшее B_p при $f_{мин}$ и наименьшее A_i при $f_{макс}$.

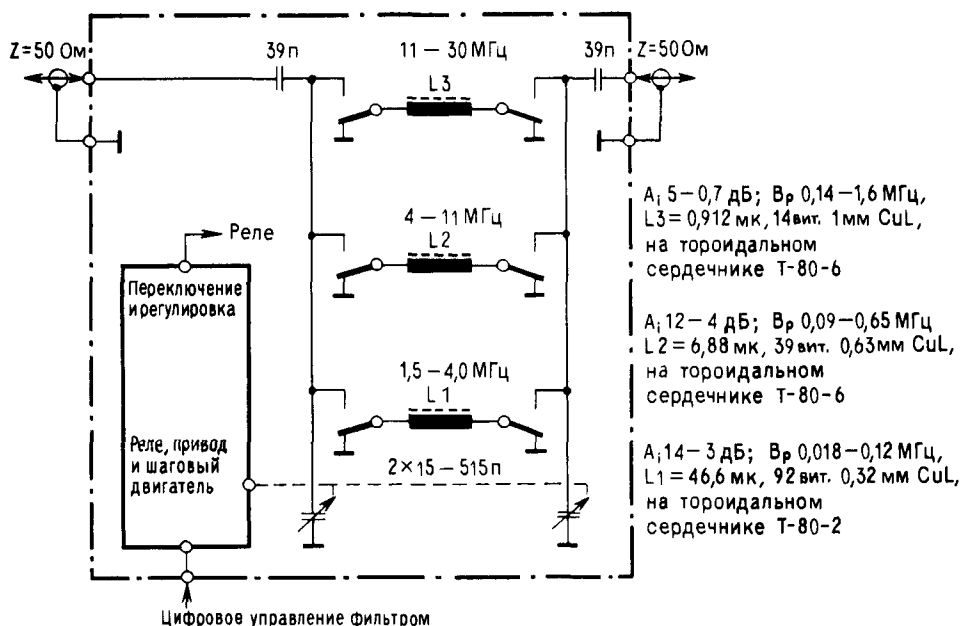


Рис. 2.85. Схема и рабочие характеристики ВЧ-фильтра.

2.8.25. Соединение смеситель/фильтр промежуточной частоты с малыми отражениями

На рис. 2.86 представлена пассивная схема этого соединения на промежуточной частоте 40 МГц. Она выполняет функцию смешивания оптимально с точки зрения интермодуляционных искажений.

Принцип работы: генерируемая смесителем промежуточная частота сначала попадает в полосу-пропускающий диплексер, который фильтрует нежелательную составляющую $f_z = f_n \pm f_{\text{н}}$. Гибридный соединитель $\bar{U}$ разделяет полезный сигнал на два равных,

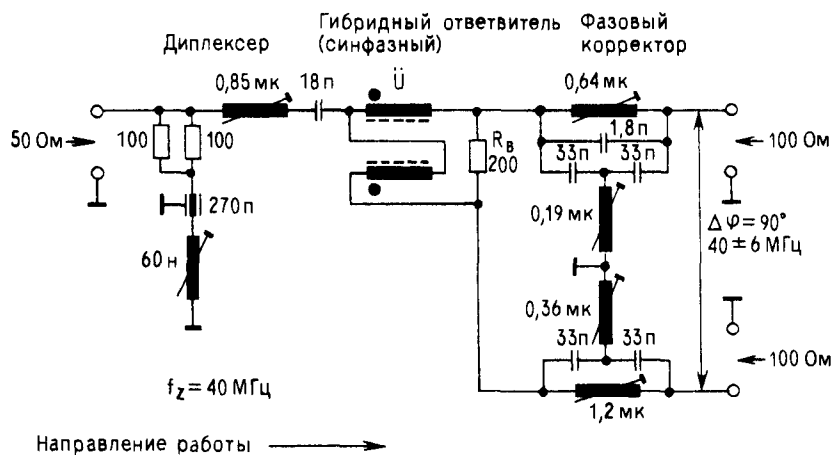


Рис. 2.86. Схема гибридного соединения: смеситель - ПЧ-фильтр.

фазы которых относительно входа $\bar{U}$ повернуты на 180° . Эти сигналы поступают в фазовый фильтр, который поворачивает один сигнал по фазе на -45° , другой на $+45^\circ$; разница фаз сигналов на выходах фазового фильтра составляет 90° . На выходах схемы с сопротивлением 100 Ом устанавливается кварцевый фильтр, осуществляющий избирательность по соседнему каналу. Сигналы вне полосы пропускания обычно отражаются из-за рассогласований, присущих полосно-пропускающим фильтрам вне полосы, и проходят через фазовые фильтры в обратном направлении, при этом получается сдвиг фаз -45° или $+45^\circ$, а разность фаз составляет 180° , и таким образом сигналы рассеиваются на балластном сопротивлении R_B . Смеситель вследствие этого «чувствует» даже при ненагруженных входах фильтра (как нарисовано) нагрузку 50 Ом .

На выходах фильтра оба полезных сигнала промежуточной частоты, сдвинутые по фазе на 90° , объединяются снова с помощью селективного 90° -гибридного ответвителя.

В качестве фильтров используются в таких случаях двухполосные структуры. Их R_p определяется максимальным значением, необходимым для подавления соседнего канала. Важно иметь одинаковый фазовый сдвиг в тракте двух разделенных сигналов.

Соединения данного типа, установленные за входным ВЧ-фильтром приемника с $A_i \approx 1 \text{ дБ}$ и пассивным смесителем с $A_i \approx 6 \text{ дБ}$, при наличии фильтра с затуханием $\sim 1 \text{ дБ}$ и последующего усилителя с $F \leq 2 \text{ дБ}$ позволяют получить общий коэффициент шума $10\text{--}12 \text{ дБ}$. При отличных остальных параметрах системы такого рода функционально оптимальны как с ВЧ-услителем, так и без него.

2.8.26. Двухнаправленный селективный усилитель промежуточной частоты 9 МГц

Схема усилителя приведена на рис. 2.87. Его $G \approx 0 \text{ дБ}$, т.е. усиление по мощности с помощью транзистора компенсируется затуханием A_i фильтра. Коэффициент шума равен 2 дБ .

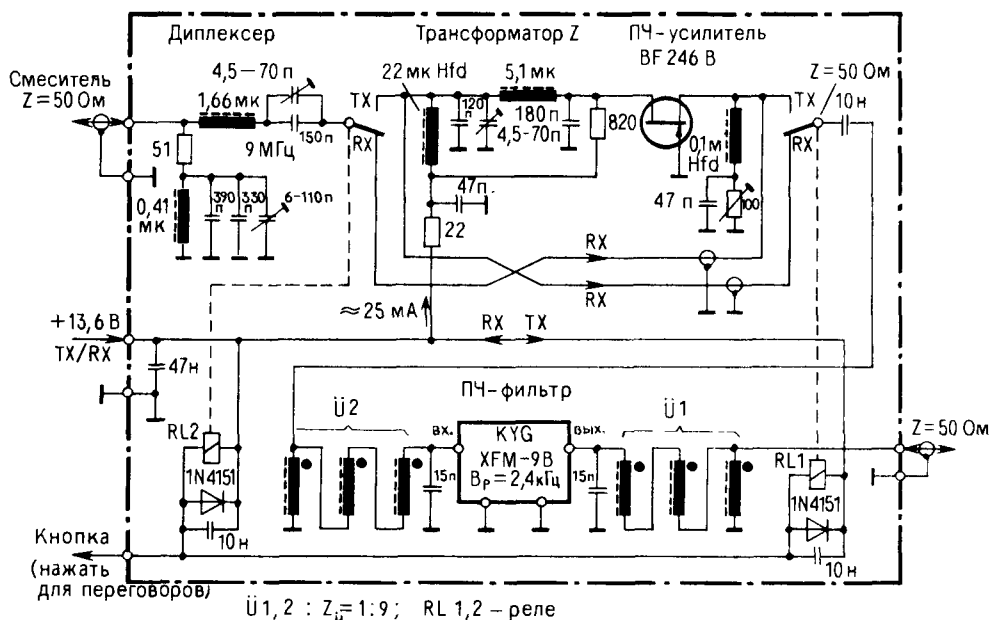


Рис. 2.87. Схема двухнаправленного ПЧ-усилителя.

Переключение приемник/передатчик происходит с помощью реле, но следует учитывать при создании других устройств переключения.

2.8.27. Тракт промежуточной частоты 41 МГц с подавлением импульсной помехи

Схема состоит из тракта (информационного) сигнала от смесителя до выхода фильтра, который обеспечивает избирательность по соседнему каналу, а также из устройства подавления импульсной помехи.

На рис. 2.88 показан вход этой схемы. Непосредственно перед задерживающим звеном снимается сигнал, необходимый для управления подавлением (точка С). Временная задержка сигнала (относительно сигнала управления) обеспечивается кварцевым фильтром, так что при появлении (см. рис. 2.89) импульса помехи вырабатываются запирающие импульсы для коммутатора, прежде чем полезный сигнал поступит на вход. На рис. 2.90 показан выход этой схемы.

На рис. 2.91 представлены усилитель с АРУ и детектор управляющих сигналов, а на рис. 2.92 генератор включающих импульсов и электронный переключатель полярности для коммутатора. При отсутствии импульса помехи усилитель с АРУ регулируется в зависимости от величины полезного сигнала от демодулятора приемника и импульсный детектор (ограничитель) работает ниже своего порога. Если появляется паразитный импульс, то из-за относительно очень большой величины сигнала в точке «С» срабатывает детектор, а через последующий преобразователь уровня запускается одновибратор. Таким образом, сигналы в точках переключения «D» и «E» меняют уровень (при нормальном состоянии H/L на L/H)¹⁾, в результате запираются последовательно включенные диоды коммутатора и открываются внутренние диоды (см. рис. 2.89). Одновременно в точке «I» появляется высокий уровень H, прошедший через инвертор с выхода Q1 одновибратора, что приводит к отмене действия АРУ (напряжения U_{AGC}) двух ИС SL 611C. По истечении длительности импульса одновибратора и возвращении выходов «D» и «E» снова на уровни H/L точка «I» также возвращается на низкий уровень L, запирающее напряжение ($\sim 5В$) относительно быстро снимается с ИС, а усилитель сигналов управления снова может управляться напряжением в зависимости от уровня полезного сигнала U_{AGC} .

Разработка таких устройств трудоемкий процесс. Отличные характеристики можно получить только с учетом всего тракта сигнала от гнезда антенны до демодулятора и с учетом тракта АРУ. При таком условии схему можно полностью автоматизировать, т.е. чувствительность и длительность подавления паразитных импульсов будут саморегулироваться даже при эхо-импульсах, например в радиолокации. Используемый коммутатор на частотах до 50 МГц подавляет статическую импульсную помеху на ≥ 80 дБ, а динамическую на ≥ 60 дБ; это — важный критерий, поэтому исключается использование простых схем.

Следует добавить, что описанный здесь тракт сигнала имеет ослабление сигналов на входе ≈ 8 дБ (ВЧ-фильтр, пассивный кольцевой смеситель очень высокого уровня), но с помощью схем, представленных на рис. 2.88–2.90, получает усиление по мощности 12 дБ и со стороны выхода тракт имеет $F \approx 9$ дБ. В результате приемник обладает следующими характеристиками: $IP_3 + 30$ дБм (измерено в интервале ≥ 30 кГц от установленной частоты) и $F \leq 12$ дБ.

¹⁾ H (high) — высокий уровень; L (low) — низкий уровень. Прим. перев.



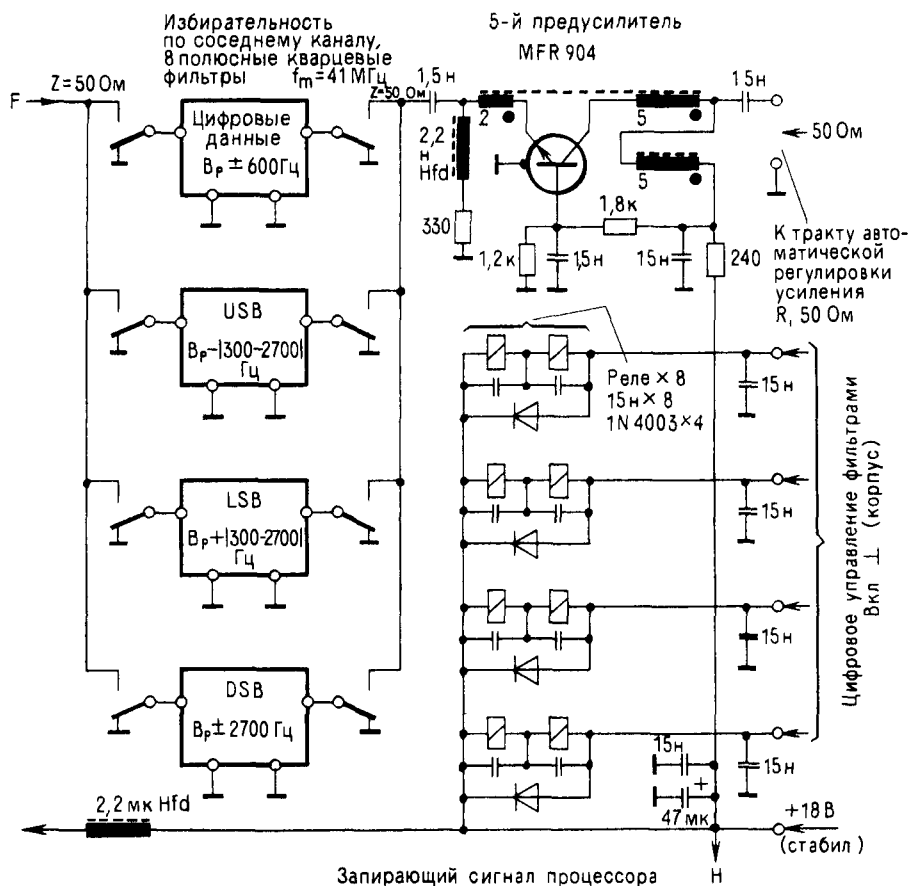


Рис 2.90. Схема тракта промежуточной частоты (в данном случае выход с избирательностью по соседнему каналу)

2.8.28. Генератор несущей частоты для частотного диапазона 1–30 МГц

Схема генератора представлена на рис. 2.93. Нижняя граница изменения частоты определяется частотной характеристикой трансформатора $\dot{U}$, а верхняя – максимальной частотой основной гармоники используемого кварца. Три кварца переключаются с помощью вспомогательных диодов.

Для частот > 15 МГц необходимо использовать транзисторы с более высокой предельной частотой f_T , чем приведенные здесь (~ 300 МГц), например типа 2N5179 или BFX89 ($f_T \approx 1,8$ ГГц).

2.8.29. Модем трансивера

Эта схема для сигналов с двумя боковыми полосами (DSB) и одной боковой полосой (SSB) представлена на рис. 2.94; она работает в частотном диапазоне 5–75 МГц. Уровень несущей передатчика минимизируется с помощью подстроечного резистора R ; для частот ≤ 12 МГц можно получить подавление порядка 60 дБ. G_u составляет ~ 3 дБ.

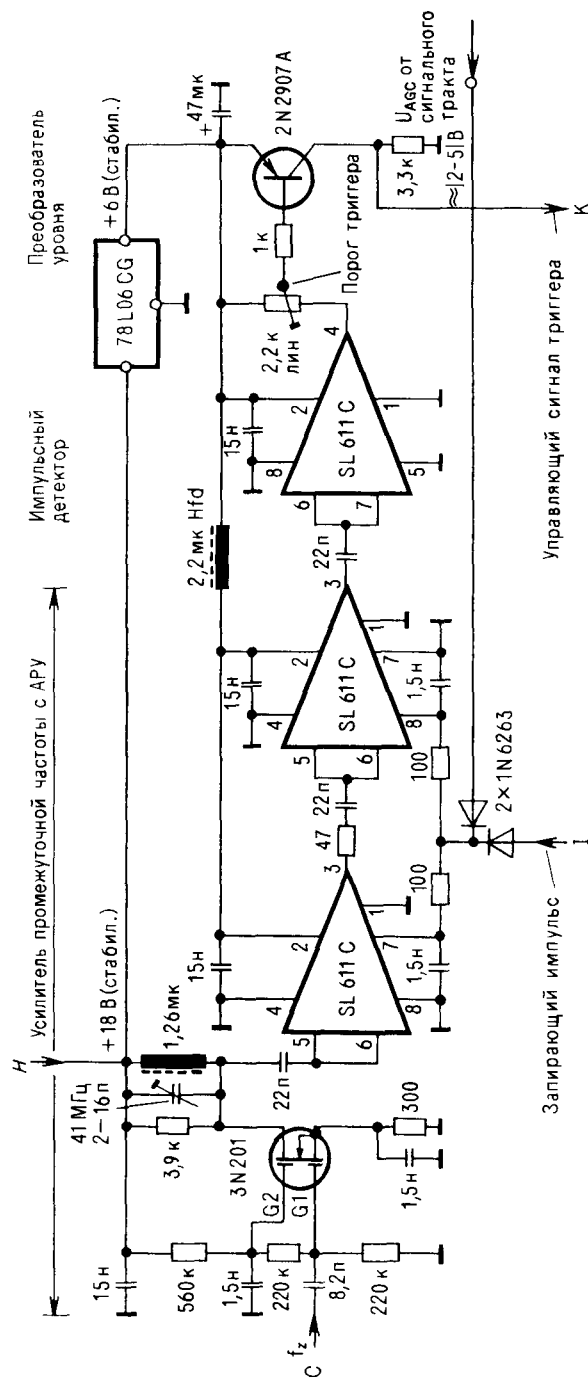


Рис. 2.91. Часть схемы управления манипулятором с усилителем с АРУ и импульсным детектором.

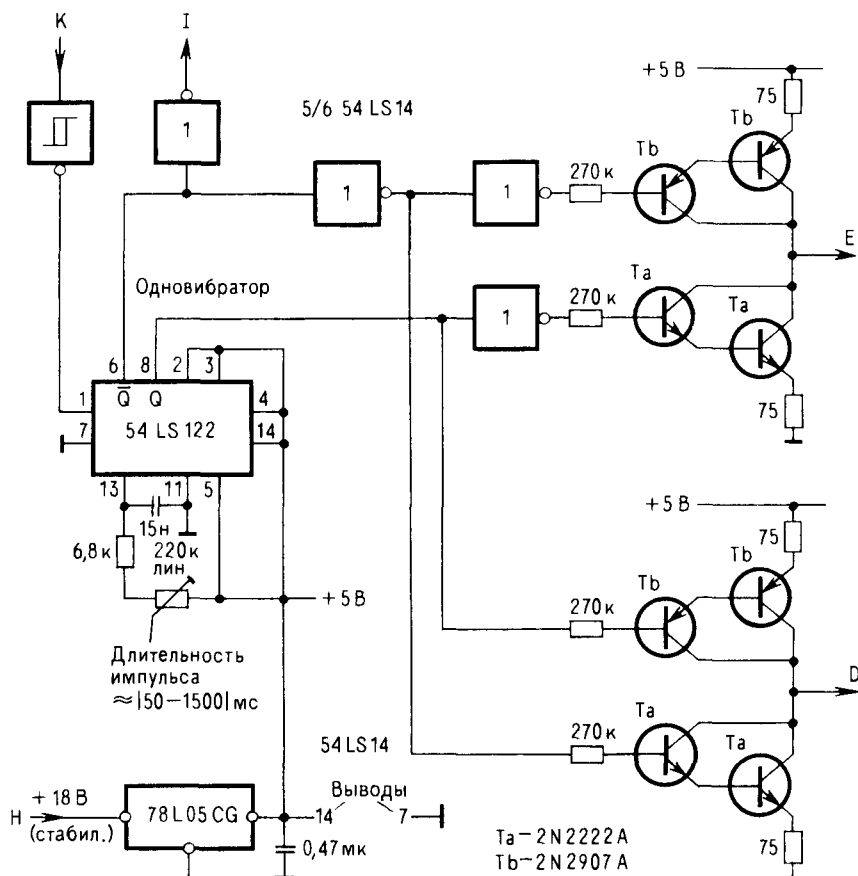


Рис. 2.92. Часть схемы управления манипулятором с генератором переключающего импульса и электронным переключателем полярности.

Схемы подобного типа оптимальны по отношению стоимость/качество. Для интегральных схем MC1496 и TL442 по сравнению с SL641C (или SL1641C) необходим более сложный монтаж.

2.8.30. Задающий генератор частотного диапазона 5,0–5,5 МГц для коротковолновых любительских систем

Схема генератора показана на рис. 2.95. Диапазон регулировки обеспечивает перекрытие диапазонов 3,5–4,0 МГц и 14,0–14,5 МГц (80/20 м) при значении промежуточной частоты 9 МГц.

Биполярные ВЧ-транзисторы обеспечивают оптимальную электрическую стабильность (устойчивость) и низкий уровень шума; с учетом частотного диапазона используют элементы с $f_T \approx 250$ МГц.

В данном случае мы имеем дело с «архаичной» настройкой с помощью конденсатора переменной емкости. *Причина:* при перекрытии частотного диапазона 1:1,1 по частоте и требуемом изменении емкости ΔC , пропорциональном Δf^2 , что составляет

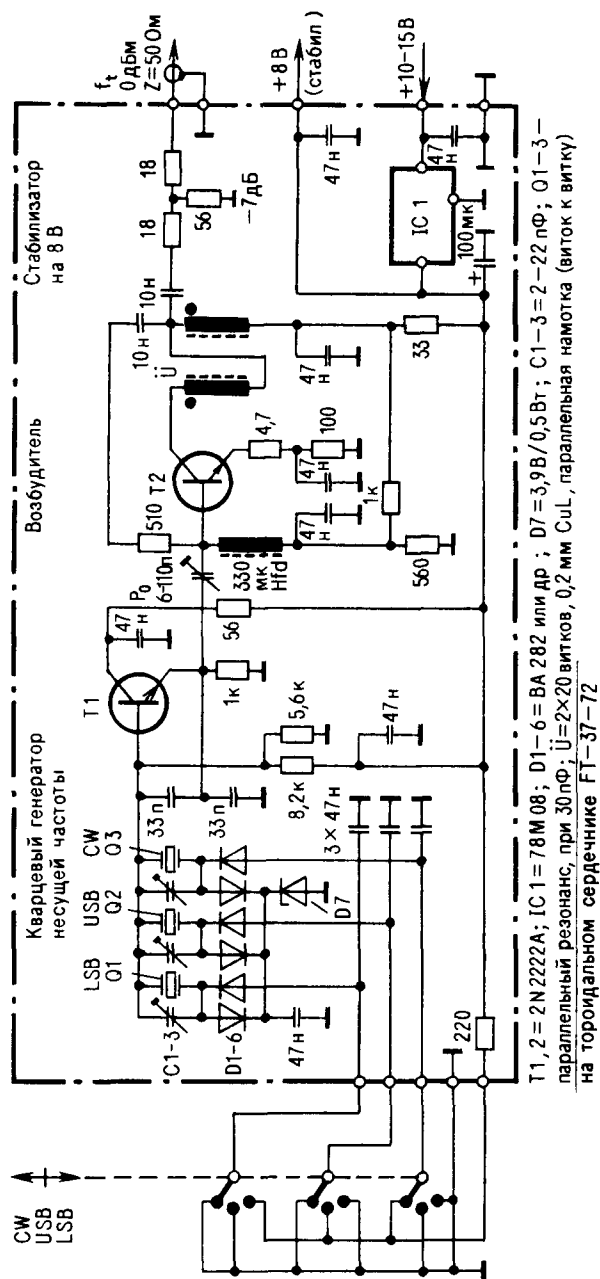


Рис 2.93 Схема генератора несущей частоты

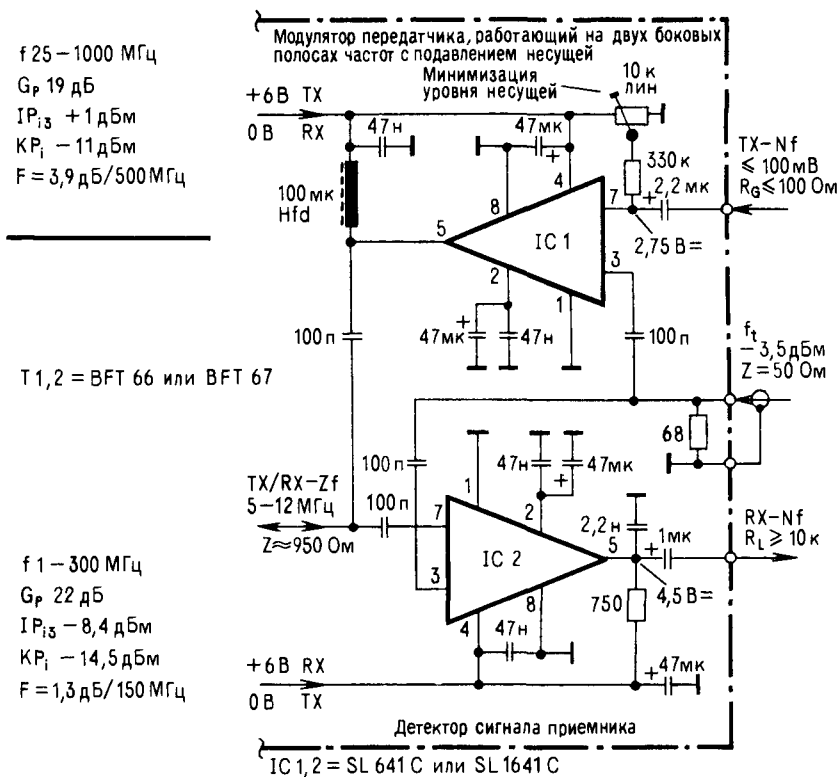


Рис. 2.94. Схема активного модема приемопередатчика.

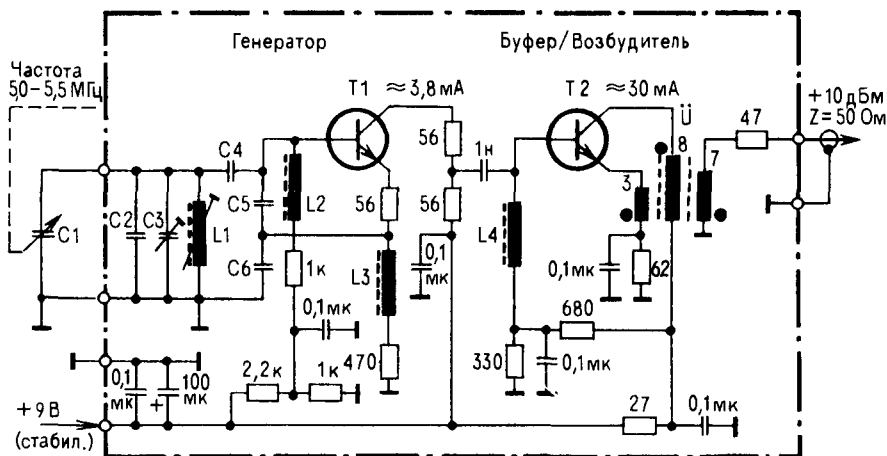


Рис. 2.95. Схема регулируемого генератора для диапазона 5,0-5,5 МГц.

Таблица 2.12 Список элементов схемы, представленной на рис 2.95

Элемент схемы	Характеристики
C1	5–65 пФ, конденсатор переменной емкости (см текст)
C2	10–60 пФ, керамический подстроечный конденсатор
C3	120 пФ, керамический, ТКЕ отрицательный (стирофлекс KS)
C4	220 пФ, керамический, ТКЕНП (многослойный COG)
C5, C6	470 пФ, керамический, ТКЕНП (многослойный COG)
L1	3 мкГн 8 вит., 0,5 мм CuL, на чашеобразном сердечнике 14 × 8 мм, $A_L = 40$ нГн (например, Siemens K1)
L2–L4	68 мкГн, миниатюрный высокочастотный дроссель
T1, T2	BFR 91 A, MRF 911 или MRF 914
U	3 + 8 + 7 вит., 0,16 мм CuL, трифилярная/бифилярная намотка (скрученными проводами) на тороидальном сердечнике FT-23-72

примерно 1:1,21, учитывая, что эффективная емкость цепи достаточно высока (~ 300 пФ), использование в качестве элементов настройки варикапов вследствие их малой собственной добротности нежелательно, кроме того, это приведет к низкой стабильности частоты и неудовлетворительным свойствам с точки зрения фазового шума. Как приемлемый вариант можно использовать магнитоуправляемую индуктивность, но это довольно дорого.

В качестве буфера/возбудителя используется структура с реактивной отрицательной обратной связью В-типа в соответствии с разд. 1.6, отличающаяся высокой развязкой между входами и большим динамическим диапазоном.

В табл. 2.12 представлены основные элементы схемы и их характеристики.

2.8.31. Высокостабильный кварцевый генератор для частотного диапазона 1–80 МГц

Схема генератора, представленная на рис. 2.96, используется прежде всего в измерительных устройствах с высокими требованиями к стабильности частоты и внутреннего сопротивления.

Стабильность частоты зависит практически только от соответствующего параметра колебательного контура. Контур рассеивает мощность 1 мкВт, так что исключается смещение частоты, вызываемое самонагреванием. Конденсатор C_0 , присоединенный к выводу 3 интегральной схемы генератора, препятствует возбуждению высших гармоник, кроме основной гармоники кварца (≤ 30 МГц); реактивное сопротивление C_0 на частоте паразитных колебаний должно составлять ~ 50 Ом. В режиме работы на высших гармониках можно использовать гармонику только 3-го порядка. Стабилизация напряжения сигнала обеспечивается внутри интегральной схемы с помощью АРУ независимо от добротности кварца и способа возбуждения.

На выходе возбудителя – омический аттенуатор, обеспечивающий частотно-независимое выходное сопротивление 50 Ом. В данном случае используются металлопленочные элементы с допустимой мощностью рассеяния 0,5 Вт и по возможности наиболее короткие монтажные соединения.

Фазовый шум A_f составляет в среднем 100 дБс/Гц в режиме работы на основной или высшей гармонике при отстройке от частоты на 10 кГц, что явно недостаточно в некоторых случаях.

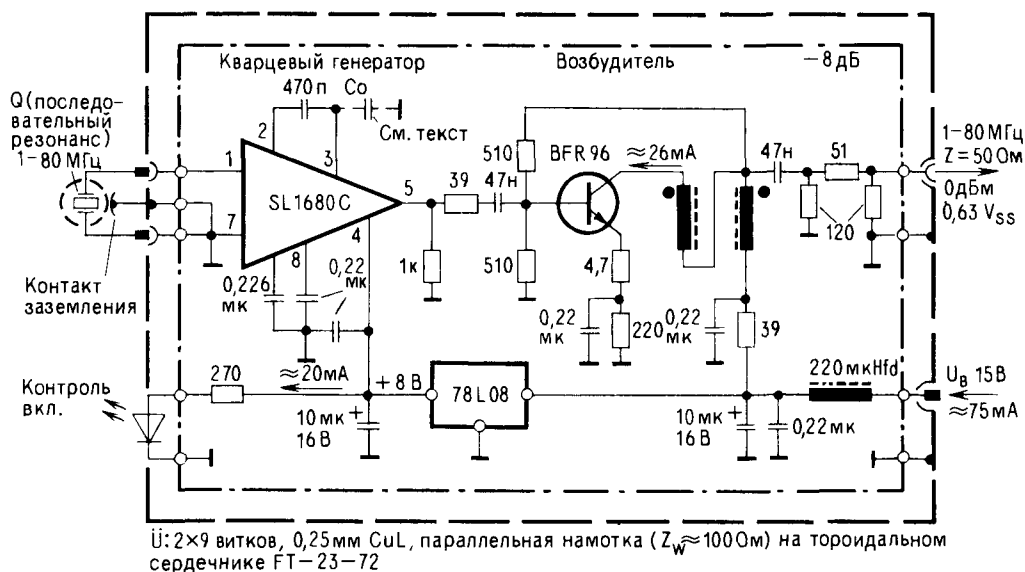


Рис. 2.96. Схема высокостабильного кварцевого генератора.

2.8.32. Полосовой фильтр на L-, C-элементах для сигнала с одной боковой полосой SSB и для CW-режима при промежуточной частоте 30 кГц

В КВ-передатчиках и приемниках с двойным преобразованием частоты при высоких значениях 1-й ПЧ ($|f| > 30$ МГц) и при высокой избирательности (≤ 10 кГц) по 1-й ПЧ 2-ая ПЧ, как правило, ≥ 30 кГц, так что для получения удовлетворительной избирательности по соседнему каналу можно использовать дешевые самодельные полосовые фильтры на L-, C-элементах. Ниже даны характеристики фильтров для выделения нижней боковой полосы LSB, верхней боковой полосы USB и фильтров для CW-режима для промежуточной частоты 30 кГц.

На рис. 2.97 представлены схемы фильтров 2-го и 3-го порядков ($n = 2$ и $n = 3$). В табл. 2.13 даны характеристики B_p и A_i для фильтров, изображенных на рисунке, а также при каскадном соединении до $n = 6$ ($3 + 3$). В табл. 2.14 перечислены характеристики элементов фильтров.

В данном случае речь идет о фильтрах с аппроксимацией Баттерворта в узкополосном CW-режиме, обеспечивающих хорошее нарастание и спадание колебаний (без «звона»). Входы и выходы фильтров должны нагружаться на указанные резистивные нагрузки, иначе произойдет искажение характеристики избирательности.

При каскадировании таких фильтров необходимо обеспечивать достаточную развязку между ними. В качестве промежуточного звена рекомендуется использовать

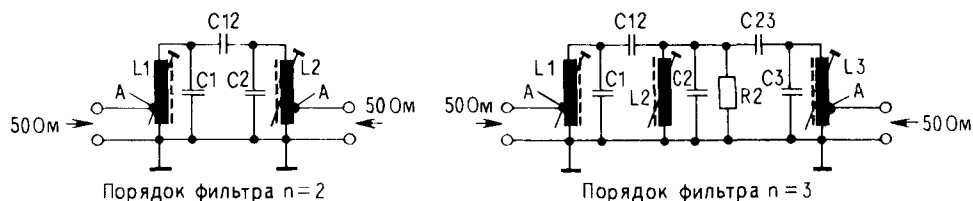
Рис. 2.97. Схемы полосовых фильтров ($n = 2$)- и ($n = 3$)-порядков.

Таблица 2.13. Характеристика избирательности и затухание, обеспечиваемое фильтром промежуточной частоты 30 кГц порядка 2–6 и с аппроксимацией Баттерворта

n *	Фильтр, выделяющий одну боковую полосу (SSB-фильтр) ***		Фильтр для работы в телеграфном режиме (CW-фильтр) ***		S **
	$B_{p/-3\text{ дБ}}, \text{ кГц}$	$B_{p/-60\text{ дБ}}, \text{ кГц}$	$B_{p/-3\text{ дБ}}, \text{ кГц}$	$B_{p/-60\text{ дБ}}, \text{ кГц}$	
2	2,4	77	0,3	9,6	1:32
3	2,4	24	0,3	3,0	1:10
2 + 2	2,15	12,3	0,270	1,54	1:5,7
2 + 3	2,20	8,8	0,275	1,10	1:4
3 + 3	2,23	7,1	0,280	1,00	1:3,2

* n – порядок фильтра, соответствующий числу колебательных контуров.

** S – коэффициент прямоугольности = $B_{p/-3\text{ дБ}} \cdot B_{p/-60\text{ дБ}}$

*** A_i – при SSB-фильтре равно 1 дБ или 1,5 дБ, при CW-фильтре 4,5 дБ или 6 дБ для n = 2, n = 3. При каскадировании предполагается обратная развязка ≥ 10 дБ

Таблица 2.14. Список элементов схемы, представленной на рис. 2.97

Элемент схемы	Характеристики					
	Фильтр, выделяющий нижнюю боковую полосу (LSB-фильтр) *		Фильтр, выделяющий верхнюю боковую полосу (USB-фильтр) **		Фильтр для работы в телеграфном режиме (CW-фильтр) ***	
	n = 2	n = 3	n = 2	n = 3	n = 2	n = 3
C1, C2, C3	3,3 нФ/± 1%		3,3 нФ/± 1%		3,3 нФ/± 1%	
C12, C23	180 пФ/± 2,5%		180 пФ/± 2,5%		22 пФ/± 1 пФ	
L1	157 вит.	159 вит.	150 вит.	152 вит.	157 вит.	157 вит.
	A = 7 вит.	A = 9 вит.	A = 6 вит.	A = 8 вит.	A = 2 вит.	A = 3 вит.
L2	как L1	154 вит.	как L1	147 вит.	как L1	157 вит.
L3	–	159 вит.	–	152 вит.		157 вит.
		A = 6 вит.		A = 6 вит.		A = 2 вит.
R2		110 кОм		110 кОм		

* Для фильтра, выделяющего нижнюю боковую полосу $f_{\text{мг}} = 28,5 \text{ кГц}$

** Для фильтра, выделяющего верхнюю боковую полосу $f_{\text{мг}} = 31,5 \text{ кГц}$

*** Для CW-фильтра $f_{\text{мг}} = 30 \text{ кГц}$

Конденсаторы из Styroflex (KS), добротность ≥ 3500. Катушки на чашеобразном сердечнике 18 × 11 мм, материал № 58 (Siemens) с $A_L = 315 \text{ нГ}$, различительный цвет подстроечного сердечника черный, магнитозакрепляющее крепление. Обмотка ВЧ-дросселя 30 × 0,04 мм CuLS, однослойная катушка. Отводы катушки A считаются от заземленного конца. R2 – металлопленочный, мощность рассеяния 0,33 Вт.

усилитель со слабой обратной связью; при достаточном коэффициенте шума можно использовать омический поглотитель ≥ 10 дБ с полным сопротивлением 50 Ом.

Внимание! Используйте только те элементы и характеристики, которые указаны в табл. 2.13. Так как характеристики фильтров зависят от значения ненагруженной добротности катушек, то связанные с этим различия неизбежно приведут к нежелательным результатам.

2.9. Конструирование генераторов

Проблема конструирования генераторов многогранна и объемна, поэтому в данной книге рассматриваются только общие положения с учетом распространенных на профессиональном уровне точек зрения и методов. Предпочтение отдается эффективным и недорогим системам.

2.9.1. Критерии

Первый критерий — стабильность частоты. С одной стороны, она ограничивается схемотехникой, а с другой — качеством изготовления элементов. В многочисленных применениях огромную отрицательную роль играет фазовый шум генерируемого сигнала и, прежде всего в высокочувствительных приемниках, в которых из-за фазового шума гетеродина может ухудшиться избирательность по соседнему каналу, что приведет к снижению чувствительности. В результате отсутствия стабильности во время радиосвязи может теряться до 50% ширины полосы частот сигнала. Но нет правил без (существенных) исключений:

1. Максимально допустимое смещение частоты в режиме J3E составляет 200 Гц; при превышении этой величины сигналы становятся нечеткими.
2. При работе радиотелетайпа на прием и при узкополосных избирательных цепях (когда селекция осуществляется на низких частотах) определяющей является ширина полосы данных фильтров.

Следует, однако, разделить эти допуски пополам для каждой из участвующих в работе радиостанций, так как их частоты могут смещаться в разные стороны относительно друг друга и в результате смещения просуммируются. Чтобы исключить такие случаи, необходимо иметь высокие технические характеристики, а также проводить расчеты соответствующим образом.

Для получения допустимого уровня фазового шума сигнала гетеродина A_j в приемниках нужно исходить из определения

$$A_j \geq DB_3 + B_{p/дБ} \text{ в дБс/Гц с } B_{p/дБ} = 10 \lg B_{p/Гц},$$

где $B_{p/Гц}$ — ширина полосы по уровню -6 дБ (называемая импульсной шириной полосы); A_j следует измерять на частоте, отстоящей от несущей на 10 кГц. Как следует из рис. 2.98, с увеличением интервала уменьшается шум боковой полосы [до $\sim (1-5)$ кГц], а затем постепенно устанавливается почти однородная шумовая дорожка. При минимальном значении (по определению) A_j чувствительность приемника (F_{RX}) уменьшается на 3 дБ; и только тогда (как практически принимается) в пределах полосы пропускания фильтра высокой частоты появляются сигналы. Для приемников с ши-

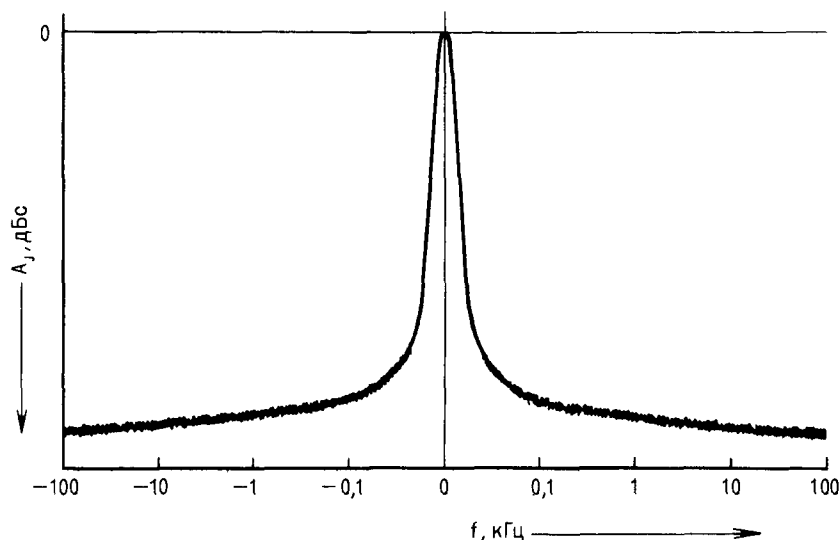


Рис. 2.98. Типичная шумовая спектральная характеристика сигнала генератора.

роким динамическим диапазоном и высокой чувствительностью трудно получить требуемое значение A_j (≥ 140 дБс/Гц); критическая ситуация складывается особенно с синтезаторами вследствие их многочисленных и часто «грудноподсчитываемых» фазовых шумов при преобразованиях.

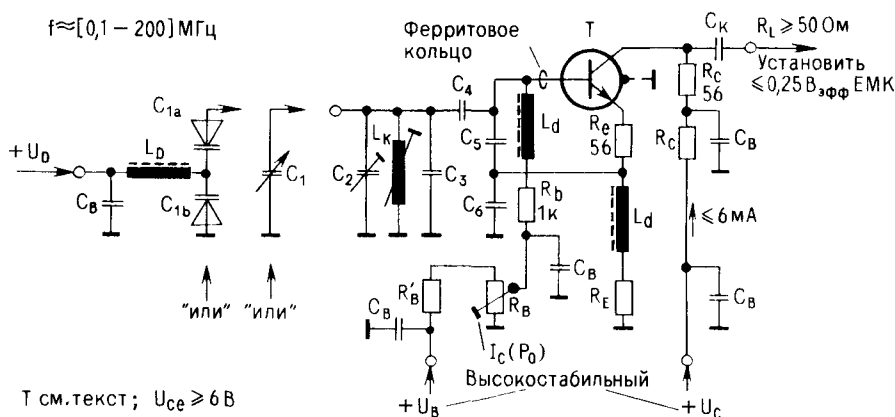
При создании высококачественных генераторов мы должны учитывать четыре основных условия:

1. Следует использовать элементы очень высокого качества и электрически добротные. В качестве генераторных транзисторов лучше всего применять маломощные биполярные СВЧ-транзисторы ($f_t \geq 3$ ГГц), например типа 2N 6620, ВР-Р 34 А, ВРТ 66, ВРТ 97, MRF 904, MRF 914.
2. Для генераторов на элементах L и C с частотой колебаний > 10 МГц монтаж на печатных платах не подходит. Вместо этого следует использовать элементы, показанные на рис. 1.95, слева. В случае необходимости (например, при свободных колебаниях, при отсутствии ФАПЧ) резонатор помещают в жесткий корпус с малыми потерями электросигнала и малым тепловым коэффициентом частоты.
3. Для генераторов на элементах L и C необходимо использовать буферные каскады с очень малой связью вход/выход. То же самое имеет место для схем кварцевых генераторов, работающих на гармониках.
4. Генераторы не следует модулировать. Это оказывает воздействие на частоту.

Существует широко распространенное мнение, что генераторы с ФАПЧ имеют преимущества. Хотя синтезатор с одним кварцевым резонатором более устойчив, все же система с ФАПЧ из-за сильной обратной регулировки имеет повышенный фазовый шум¹⁾.

2.9.2. Генераторы на элементах L и C

На рис. 2.99 представлены используемая профессионалами основная схема и расчетные формулы.



$$\Delta f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}; \Delta C = \Delta f^2; \Delta C \approx C_{\min} - C_{\max}; X_{C4} \approx 100 \text{ Ом}; X_{C5,6} \approx 50 \text{ Ом};$$

$$L_k = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{\max}} = \frac{1}{\omega_{\max}^2 \cdot C_{\min}}; X_{Ck} \leq \frac{R_L}{10}; X_{Cv} \leq 10 \text{ Ом}; X_{Ld} \geq 2 \text{ кОм}; X_{Ld} \geq 3 \text{ кОм};$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f; C = \frac{1}{\omega \cdot X_C}; L = \frac{X_L}{\omega}$$

Рис 2.99. Схема и расчет параметров L/C-генераторов (ГУНа и перестраиваемого генератора)

¹⁾ В петле ФАПЧ спектр фазовых шумов входного колебания замещается шумами ГУНа на частотах, лежащих вне полосы пропускания петли. Прим. ред.

Генератор на элементах L и C из-за сопротивления отрицательной обратной связи R_c имеет мало высших гармоник. Экспериментально оптимизированные характеристики контура и обратной связи минимизируют фазовый шум. В опорную точку R_b вместо постоянного напряжения смещения базы транзистора можно подать регулирующее напряжение, соответствующее среднему уровню для стабилизации амплитуды колебаний по частоте (например, в соответствии с рис. 2.59 и 2.60). На 50-омном выходе обеспечивается согласование по мощности с 50-омным последующим звеном.

При регулировке частоты варикапами емкость диодов должна составлять только небольшую часть ($< 20\%$) общей емкости контура, иначе при относительно небольшой добротности диодов сильно увеличивается фазовый шум. Грубая предварительная регулировка по диапазону производится высококачественными постоянными и/или подстроечными конденсаторами в соответствии с рис. 2.60.

При высоких требованиях к стабильности все частото задающие элементы должны быть тщательно сделаны и иметь долговременную температурную стабильность.

2.9.3. Кварцевые генераторы

Три основные схемы для различных режимов возбуждения кварца и расчетные формулы приведена на рис. 2.100.

В схеме с основной гармоникой (кварца) (на рисунке слева) корректирующий конденсатор располагается параллельно с кварцевым резонатором. Тогда емкость каждого из двух параллельно соединенных с ним конденсаторов снижается с 470 до 27 пФ. В результате немного уменьшается стабильность частоты. При отсутствии регулировки вышеуказанные конденсаторы должны иметь емкость 56 пФ при полной емкости кварцедержателя, равной 30 пФ.

При работе на высших гармониках (схема в центре) номинальная частота кварца увеличивается с помощью корректирующего конденсатора на несколько сот герц; это следует учитывать при изготовлении контура. От настраивающего элемента можно отказаться для получения высокой стабильности частоты. Самовозбуждение и устойчивость колебаний обеспечиваются конденсаторами C_1 и C_2 . Поэтому есть определенная зависимость от добротностей компонентов Q и L_1 и от величины сопротивления нагрузки.

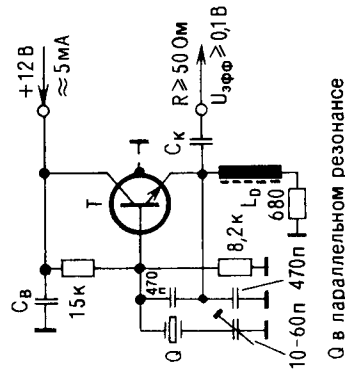
Структура на высших гармониках (схема справа) всегда критична при изготовлении. Реактивное сопротивление компенсирующей индуктивности L_2 должно быть точно равно реактивному сопротивлению статической емкости C_0 кварца плюс паразитная внешняя емкость; C_0 составляет обычно 6–7 пФ при субминиатюрных держателях 2–4 пФ. Следует не допускать паразитных возбуждений.

Все ВЧ-конденсаторы (за исключением C_B) необходимо выбирать с нейтральными температурными коэффициентами ($TKE \approx NP0$)¹⁾. То же самое касается L_{1-3} , где наиболее критично L_2 .

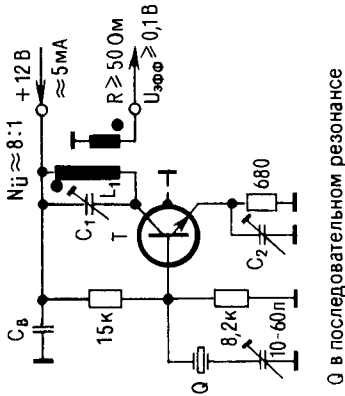
На рис. 2.101 представлен обзор принципиальных вариантов точной регулировки частоты кварца. Эти схемы общеприняты, они не зависят от способа возбуждения кварца (параллельный или последовательный резонанс). Расчеты можно выполнять, зная параметры кварца (по данным изготовителя).

¹⁾ TKE примерно составляет $(0 + 30\%) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Прим. ред.

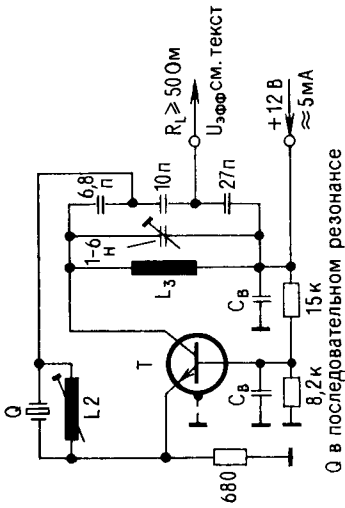
Основная гармоника (1-я гармоника)
 $\approx 10,8 - 30 \text{ МГц}$



3-я гармоника
 $\approx 30 - 80 \text{ МГц}$



5, 7 и 9-я гармоники
 $\approx 180 - 200 \text{ МГц}$



$X_{L0} \approx 1 \text{ кОм}; X_{Ck} \leq \frac{R_L}{10}; X_{Ck} \leq 1 \text{ Ом}; X_{C1} \approx 100 \text{ Ом}; X_{C2} \approx 200 \text{ Ом}; L_1 \text{ с } C_1 \text{ в резонансе на частоте колебаний}; L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C}; \omega = 2\pi \cdot f;$

$X_{L2} = X_{C0p}; X_{C5} \approx 100 \text{ Ом}; L_3 \text{ с } C_p \text{ в резонансе на частоте колебаний } (C_p \text{ здесь } \sim 4,5 \text{ пФ}); C = \frac{1}{\omega \cdot X_C}; X_C = \frac{1}{\omega \cdot C};$

$$L = \frac{X_L}{\omega}; \quad X_L = \omega \cdot L$$

Рис. 2.100. Схемы и расчет параметров кварцевых генераторов.

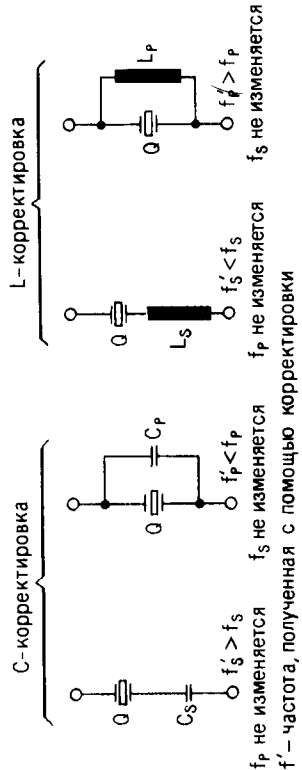


Рис. 2.101. Метод и результаты коррективы частоты кварцевого генератора.

2.10. Регулируемый синтезатор для частотного диапазона 1,6–30,0 МГц с промежуточной частотой 45 МГц

Рассматриваемый в данном разделе задающий генератор – составная часть приемопередатчика, описанного в разд. 2.2 и 2.6 и работающего в диапазоне частот $\sim [1,6-30,0]$ МГц и с промежуточной частотой 45 МГц. Частота сигнала гетеродина, генерируемого для ВЧ/ПЧ-смесителя, выше промежуточной частоты (преобразователь с повышением); одновременно генерируется дополнительная несущая частота с частотой промежуточной частоты для режимов работы А1А, А1В, F1В и J3Е.

Основные характеристики синтезатора: выход $f_u \cdot 46,600-74,9999$ МГц, перестройка квазинепрерывная с шагом сетки 100 Гц, ручная регулировка настройки 5 кГц/оборот (медленная) и электрическая ручная перестройка вперед/назад 1 МГц/с (10 000 100-Гц шагов/с, быстрая); время установления ФАПЧ ≤ 25 мс; номинальный сигнал промежуточной частоты (45 МГц) не зависит от рода работ; стабильность частоты ≤ 50 Гц (уход в температурном диапазоне $-30-+70^\circ\text{C}$); коэффициент фазового шума > -75 дБс/Гц при отстройке (частота наблюдения) 300 Гц и > -138 дБс/Гц при отстройке ≥ 10 кГц.

В общем и целом этот синтезатор высококачественный. Высокую эффективную чувствительность приемника, которую определяет низкий коэффициент фазового шума, нельзя использовать в полной мере в диапазоне рабочих частот из-за внешнего шума.

Не следует забывать, что подобный синтезатор обычно более дорогостоящий, чем другие элементы приемопередатчика, и любительское конструирование в этом случае нереально.

2.10.1. Принцип действия

На рис. 2.102 показаны функциональная схема синтезатора с указанием частот сигналов. На схеме даны различные методы формирования и генерирования сигналов, но отсутствует цифровое управляющее устройство для установки частоты.

Блок-схема содержит полную информацию, необходимую для анализа функций синтезатора. В любом случае для работы с ними, однако, необходим по меньшей мере полупрофессиональный уровень знаний.

Ниже рассмотрены 1-я петля регулировки фазы, 2-я петля регулировки фазы и устройство управления (схемы) за исключением генератора задающей частоты ввиду недостатка соответствующей информации.

2.10.2. 1-я петля регулировки фазы

На рис. 2.103 представлена схема 1-го ГУНа (VCO1). В левой части схемы со стороны устройства управления производится предварительная установка частоты с помощью переключаемых диодов D1–D6, включаемых сигналами ТТЛ. Справа схема собственно генератора с варикапом D7, являющимся элементом точной установки частоты f_{VCO1} с помощью фазового детектора 1 (U_{VCO1} – установочное напряжение).

На рис. 2.104 дана схема обработки сигнала 1-го ГУНа для получения сигнала гетеродина f_u для смесителя либо приемника, либо передатчика. Мощность ВЧ-сигнала на обоих выходах удовлетворяет специфическим требованиям.

На рис. 2.105 дана схема процессора-смесителя и его внешних устройств

На рис. 2.106 представлена схема делителя – М. Внизу справа преобразователь кода, который непосредственно преобразует двоично-десятичный код, поступающий от устройства управления для установки 10 МГц частоты (с 0–2 на 1 3) на входы А и В интегральной схемы IC5.

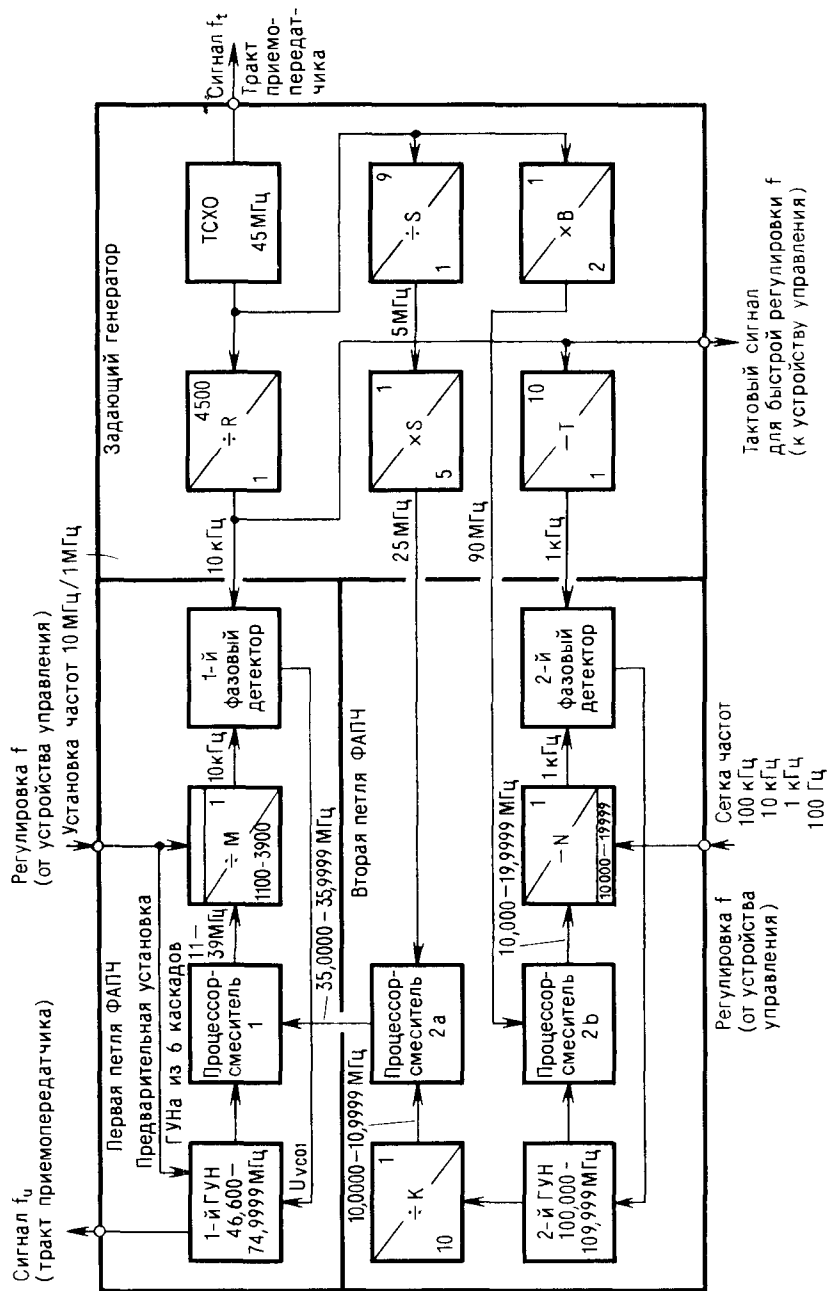


Рис 2 102 Функциональная схема и распределение частот перестраиваемого синтезатора (без устройства управления)

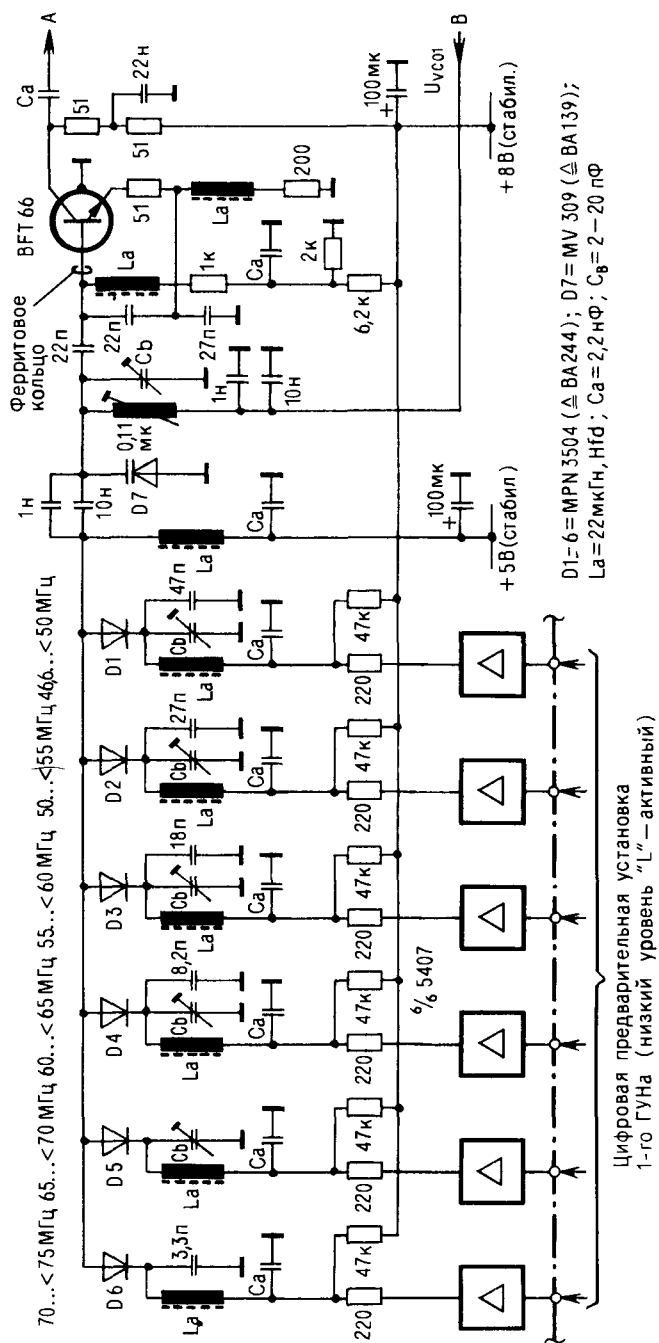


Рис. 2.103. Схема 1-го ГУНа. Этот генератор выдает сигнал гетеродина для смесителя ВЧ/ПЧ в приемнике и передатчике.

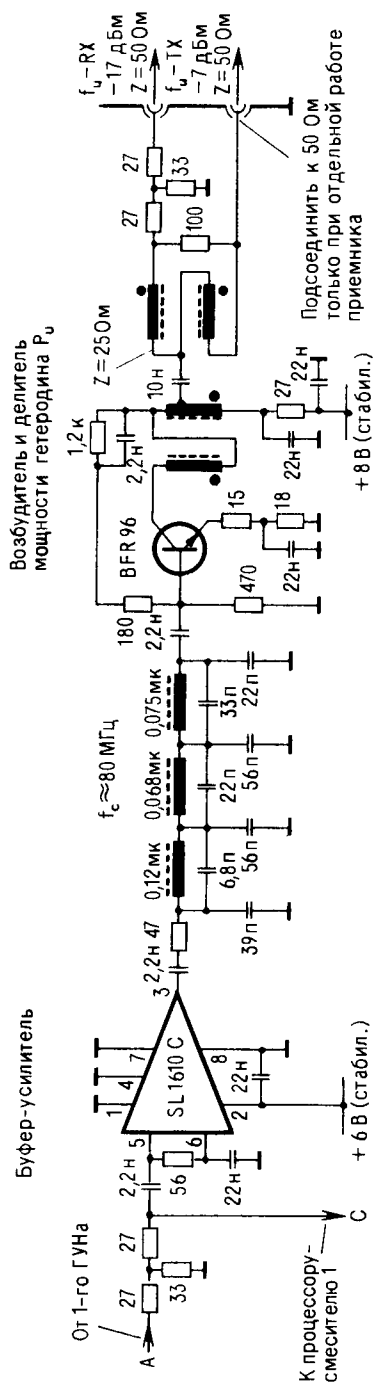


Рис. 2.104. Схема обработки сигнала гетеродина для смесителя ВЧ/ПЧ в приемнике и передатчике.

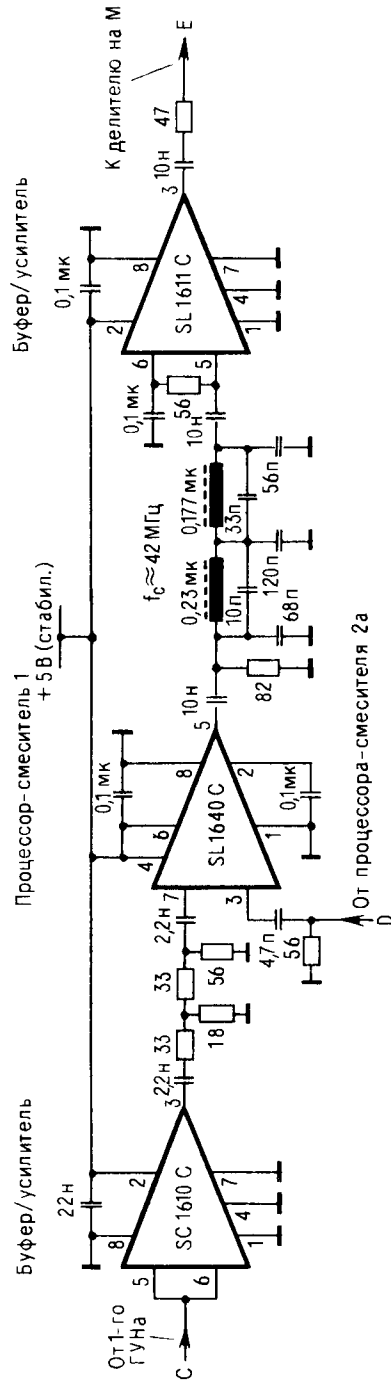


Рис. 2.105. Схема 1-го процессора-смесителя.

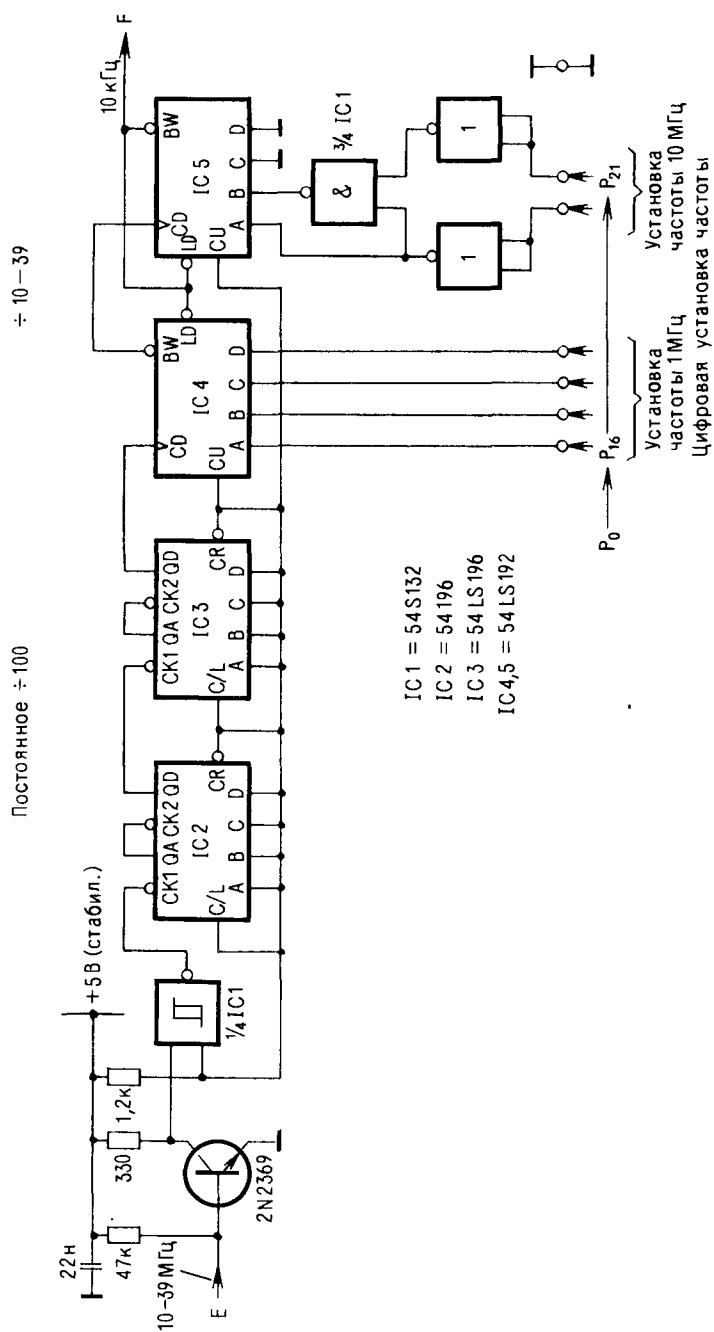


Рис. 2.106. Схема делителя ÷ М.

На рис. 2.107 дана схема 1-го фазового детектора с петлевым фильтром. Опорный сигнал 10 кГц в точке «Г» как задающая величина контура ФАПЧ получен делением частоты температурно-компенсированного кварца (ТСХО) 45 МГц на 4500.

2.10.3. 2-я петля регулировки фазы

На рис. 2.108 показана часть схемы, состоящая из 2-го ГУНа (VCO2) и делителя — К. Избирательный ФНЧ работает как цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

На рис. 2.109 даны схемы процессоров-смесителей 2а и 2б. Оба сигнала 25 и 90 МГц соответственно в точках «L» и «М» вырабатываются генератором задающей частоты.

На рис. 2.110 представлена схема делителя — N. Двоичный код, определяющий рабочую частоту, поступает от устройства управления.

На рис. 2.111 дана схема 2-го фазового детектора с петлевым фильтром. Опорный сигнал в 1 кГц в точке «Q» — опорная величина для ФАПЧ — поступает от задающего кварцевого генератора.

2.10.4. Устройство управления

На рис. 2.112 представлена схема кодирующего устройства для формирования сетки частот синтезатора (частоты настройки приемопередатчика). Оно в основном представляет собой счетчик прямого (увеличивающего) и обратного (уменьшающего) счета, который формирует на своих выходах $P_0 - 21$ частотно-зависимый двоичный код для делителей $\div M$ и $\div N$ в зависимости от сигналов на входах «CU», «CD» (число импульсов на этих входах регулируется вручную). Устройство автоматического запуска действует так, что при включении системы вначале устанавливается рабочая частота РХ/ТХ 10 МГц и входы А–D микросхем IC 1–6 могут принимать в диапазоне рабочих частот РХ/ТХ любые значения.

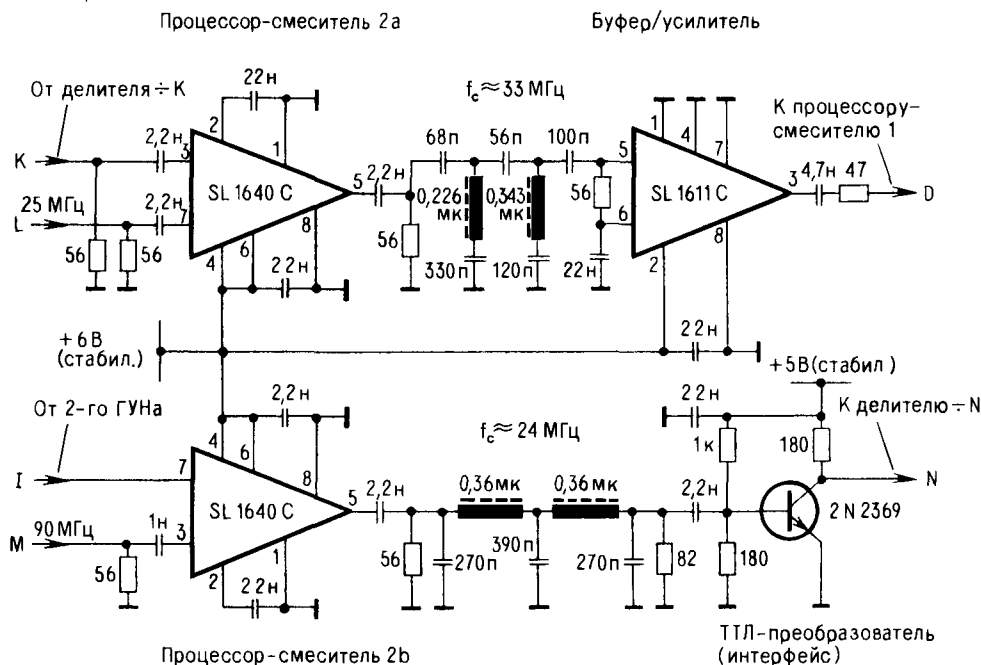


Рис 2.109. Схемы процессоров-смесителей 2а и 2б.

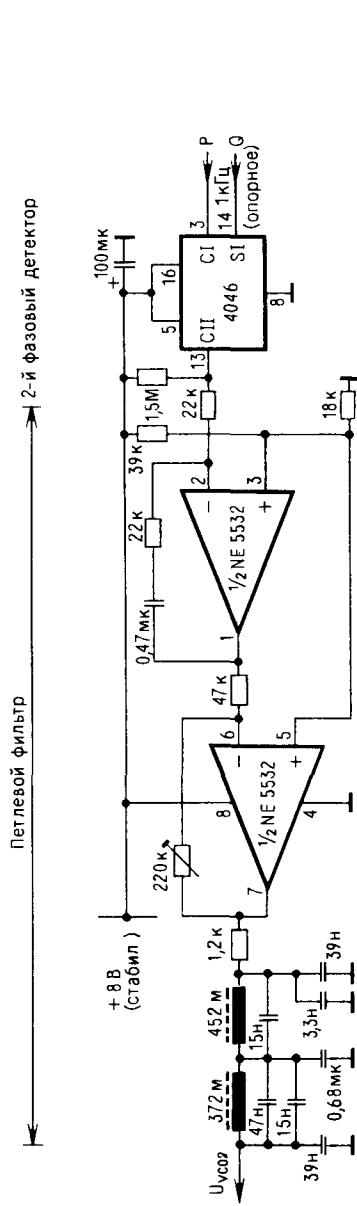
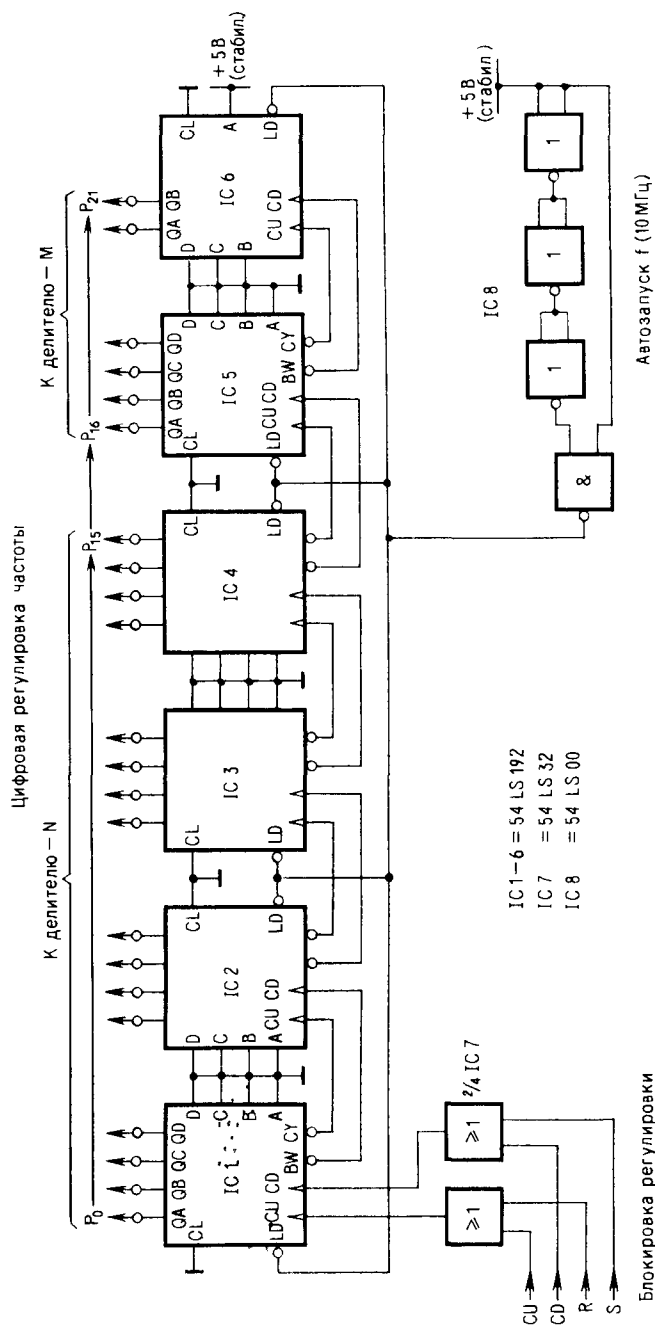


Рис 2 111 Схема 2-го фазового детектора с петлевым фильтром



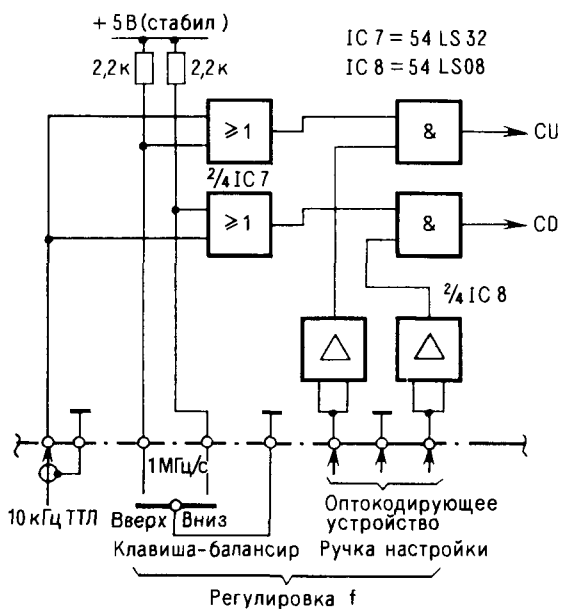


Рис 2.113. Схема ручной установки частоты (в двоичном коде) (к рис. 2.112).

На рис. 2.113 показана схема установки кода кодирующего устройства, представляющая собой продолжение схемы, приведенной на рис. 2.112. С помощью ручки настройки оптического кодирующего устройства (не показано) в зависимости от направления поворота выдается импульс для точной регулировки. ТТЛ-сигнал с частотой $10 \text{ кГц} = 10000 \text{ импульсов/с}$, выдаваемый задающим генератором, управляет быстрой регулировкой f при нажатии кнопки.

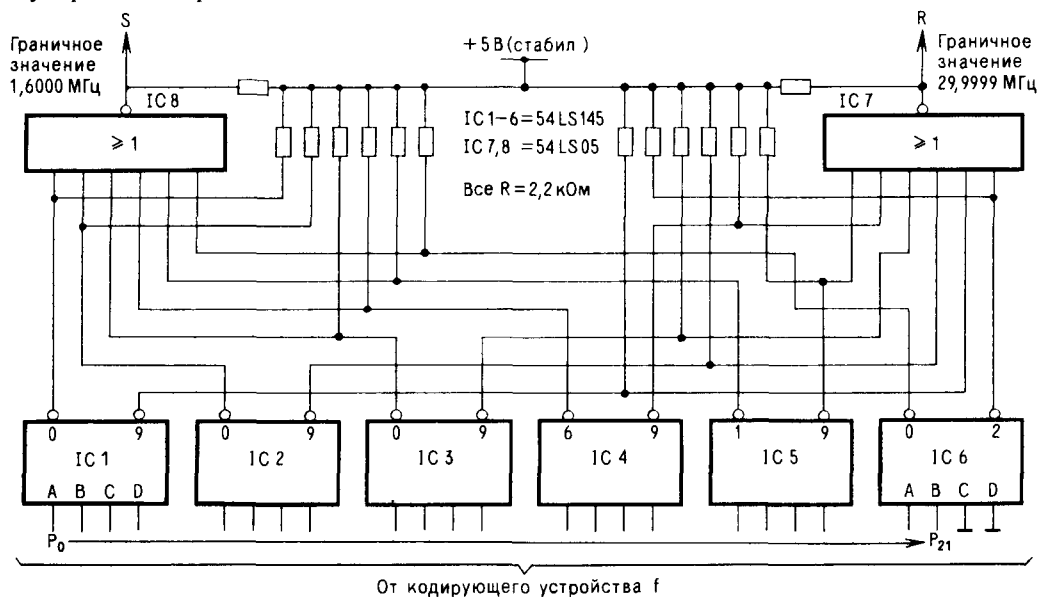


Рис. 2.114. Схема определения граничных частот регулировки (границы диапазона настройки приемопередатчика).

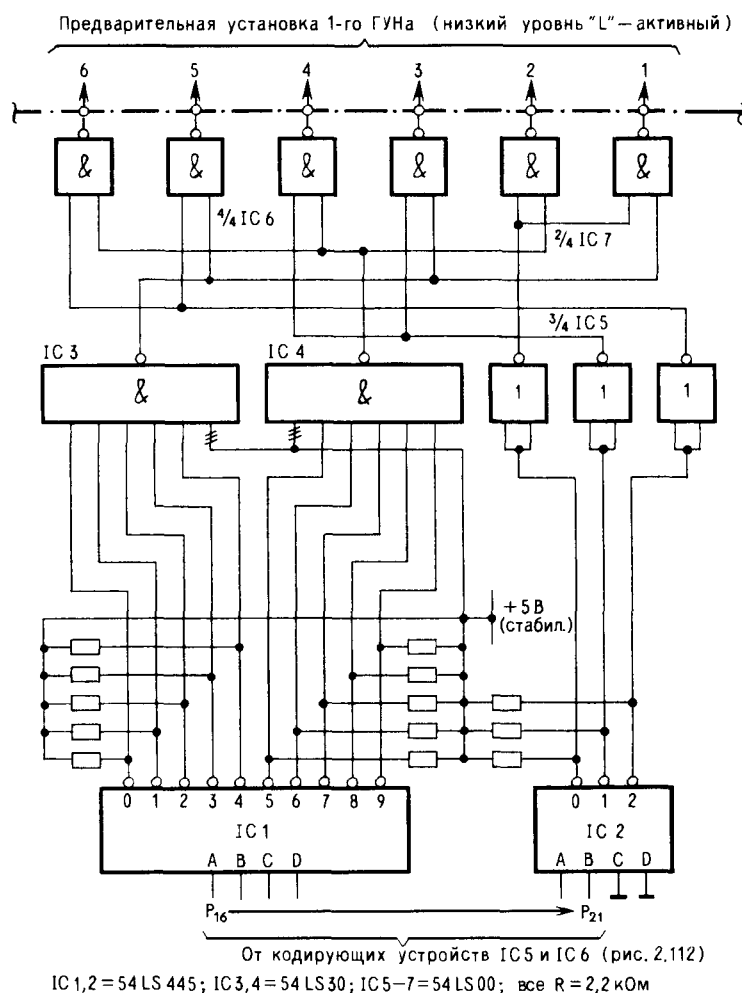


Рис. 2.115. Схема управления предварительной установкой частоты 1-го ГУНа.

На рис. 2.114 дана схема определения граничных значений f . Она блокирует настройку вне диапазона частот приемопередатчика 1,6000 – 29,9999 МГц.

На рис. 2.115 представлена схема предварительной установки частоты f 1-го ГУНа, который изображен на рис. 2.103. Чтобы избежать перекрестной модуляции, лучше использовать синтезатор, разработанный профессионалами.

3. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ, ФАКТЫ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Представленные в данной главе сведения имеют тематическую направленность. Тематическая систематизация заняла бы слишком много места, а это непрактично.

В разд. 3.3 рассмотрены радиоэлементы с учетом постоянных усовершенствований, в частности это относится к использованию полупроводников. Чаще всего усовершенствования касаются не области электроники, а создания технически готового элемента. Чтобы быть в курсе последних технических достижений, а также получать информацию о поставщиках и действующих ценах, читайте специальные журналы.

В данной книге кратко рассматриваются некоторые виды маломощных транзисторов, которые подходят для использования в 50-омной технике в соответствии с гл. 1. Здесь есть возможность выбора и замены транзисторов. Совершенно противоположное следует сказать о мощных транзисторах, схемное окружение которых должно выполняться в зависимости от конкретного типа, что в большинстве случаев исключает возможность простой замены сравнимых по электрическим параметрам элементов, поэтому следует руководствоваться конкретными конструктивными параметрами транзисторов. Выше-сказанное относится к многочисленным полевым транзисторам и интегральным микросхемам. Для полного представления можно использовать примеры промышленных конструкций, приведенные в предыдущих главах.

Наконец, мы вновь напоминаем радиолюбителям: *Высокое напряжение опасно для жизни! Выполняйте все измерения с возможной осторожностью.*

3.1. Общие сведения

Таблица 3.1. Важнейшие физические величины, единицы измерения, обозначения в формулах и сокращения, используемые в электронике

Обозначение и наименование приставок для кратных и дробных единиц	Напряжение U	Ток I	Сопротивление R, X	Мощность P	Частота f	Индуктивность L	Емкость C
T = тера = 10^{12}	*	*	ТОм	*	*	*	*
Г = гига = 10^9	*	*	ГОм	*	ГГц	*	*
М = мега = 10^6	*	*	МОм	*	МГц	*	*
к = кило = 10^3	кВ	*	КОм	кВт	кГц	*	*
Основная единица	Вольт, В	Ампер, А	Ом, Ом	Ватт, Вт	Герц, Гц	Генри, Гн	Фарада, Ф
м = милли = 10^{-3}	мВ	мА	МОм	мВт	МГц	мГн	мФ
мк = микро = 10^{-6}	мкВ	мкА	*	мкВт	*	мкГн	мкФ
н = нано = 10^{-9}	нВ	нА	*	нВт	*	нГн	нФ
п = пико = 10^{-12}	пВ	пА	*	пВт	*	*	пФ
ф = фемто = 10^{-15}	*	*	*	фВт	*	*	фф
а = атто = 10^{-18}	*	*	*	аВт	*	*	*

Величины напряжение, ток, сопротивление и т. д.

Единицы измерения вольт, ампер, ом и т. д., кратные и дробные единицы: киловольт, миллиампер и т. д.

Сокращенные обозначения единиц В, мА, КОм, и т. д.

Обозначения, используемые в формулах: U, I, R и т. д.

Звездочкой (*) отмечены кратные и дробные единицы измерения, которые, как правило, в электронике не используются.

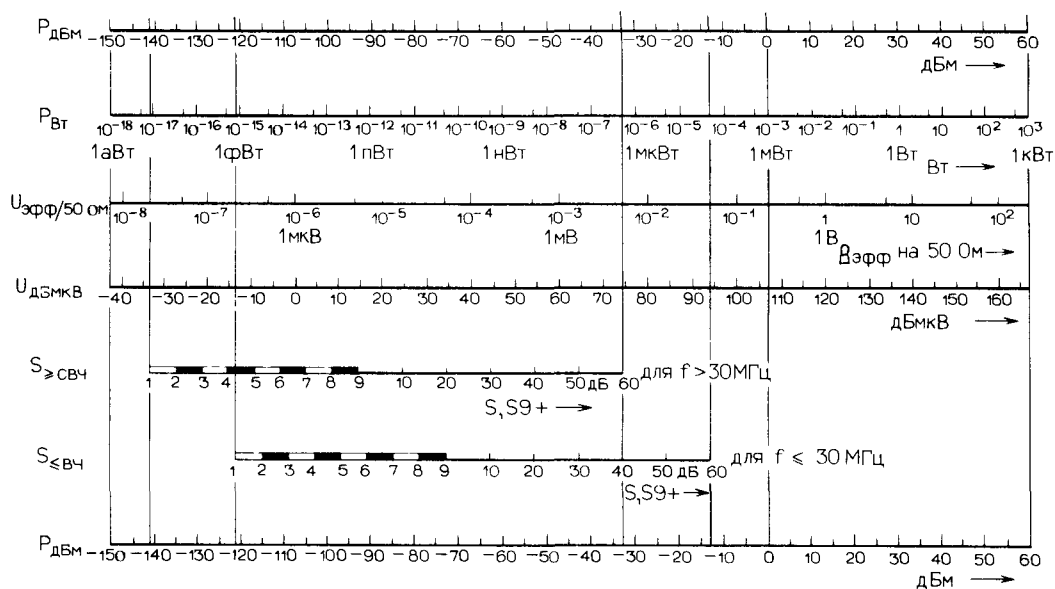


Рис. 3.1. Диаграмма для расчета взаимосвязи между мощностью, напряжением и S -значениями (в дБ).

Таблица 3.2. Математические выражения к рис. 3.1

$$P_{\text{дБм}} = 10 \lg \frac{U^2}{R} + 30,$$

$$P_{\text{дБм}} = 10 \lg P + 30,$$

$$P_{\text{вт}} = \frac{U^2}{R},$$

$$U_{\text{эфф}} = \sqrt{R \operatorname{antilg} \left(\frac{P_{\text{дБм}} - 30}{10} \right)},$$

$$U_{\text{эфф}} = \sqrt{P R},$$

$$U_{\text{дБмкВ}} = 20 \lg U \quad [\text{мкВ}].$$

$$\left. \begin{aligned} S_{\geq \text{свч}} &= -141 \text{ дБм} \\ S_{\leq \text{вч}} &= -121 \text{ дБм} \end{aligned} \right\} \left[\begin{aligned} &S \text{ точка,} \\ &\text{отстоящая на 6 дБ} \end{aligned} \right]$$

Таблица 3.3. Отношения токов, напряжений и мощностей, выраженные в децибелах (дБ)

дБ	U, I 1:↓	P 1:↓	дБ	U, I 1:↓	P 1:↓
- 0,1	0,989	0,977	+ 0,1	1,012	1,023
- 0,2	0,977	0,955	+ 0,2	1,023	1,047
- 0,3	0,966	0,933	+ 0,3	1,035	1,072
- 0,4	0,955	0,912	+ 0,4	1,047	1,097
- 0,5	0,944	0,891	+ 0,5	1,059	1,122
- 0,6	0,933	0,871	+ 0,6	1,072	1,148
- 0,7	0,923	0,851	+ 0,7	1,084	1,175
- 0,8	0,912	0,832	+ 0,8	1,096	1,202
- 0,9	0,902	0,813	+ 0,9	1,109	1,230
- 1	0,891	0,794	+ 1	1,122	1,259
- 2	0,794	0,631	+ 2	1,259	1,585
- 3	0,708	0,501	+ 3	1,413	1,995
- 4	0,631	0,398	+ 4	1,585	2,512
- 5	0,562	0,316	+ 5	1,778	3,163
- 6	0,501	0,251	+ 6	1,995	3,981
- 7	0,447	0,200	+ 7	2,239	5,012
- 8	0,398	0,159	+ 8	2,512	6,310
- 9	0,355	0,126	+ 9	2,818	7,943
- 10	0,316	0,100	+ 10	3,162	10,000
- 20	0,100	0,010	+ 20	10,000	100,000
- 30	0,0316	0,001000	+ 30	31,623	1000,0
- 40	0,01000	10 ⁻⁴	+ 40	100,00	10 ⁴
- 50	0,00316	10 ⁻⁵	+ 50	316,23	10 ⁵
- 60	0,00100	10 ⁻⁶	+ 60	1000,0	10 ⁶
- 70	0,0003162	10 ⁻⁷	+ 70	3162,3	10 ⁷
- 80	0,0001000	10 ⁻⁸	+ 80	10000,0	10 ⁸
- 90	0,0000316	10 ⁻⁹	+ 90	31623,0	10 ⁹
- 100	10 ⁻⁵	10 ⁻¹⁰	+ 100	10 ⁵	10 ¹⁰

Таблица 3.4. Математические выражения к табл. 3.3

$$\begin{aligned}
 - \text{дБ}_{U,I} &= 20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \cdot \lg \frac{I_1}{I_2} \\
 + \text{дБ}_{U,I} &= 20 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \cdot \lg \frac{I_2}{I_1} \\
 \frac{U_1}{U_2} &= \text{antilg} \frac{- \text{дБ}}{20} = \frac{I_1}{I_2} \\
 \frac{U_2}{U_1} &= \text{antilg} \frac{+ \text{дБ}}{20} = \frac{I_2}{I_1} \\
 - \text{дБ}_P &= 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2}; \quad + \text{дБ}_P = 10 \cdot \lg \frac{P_2}{P_1} \\
 \frac{P_1}{P_2} &= \text{antilg} \frac{- \text{дБ}}{10}; \quad \frac{P_2}{P_1} = \text{antilg} \frac{+ \text{дБ}}{10}
 \end{aligned}$$

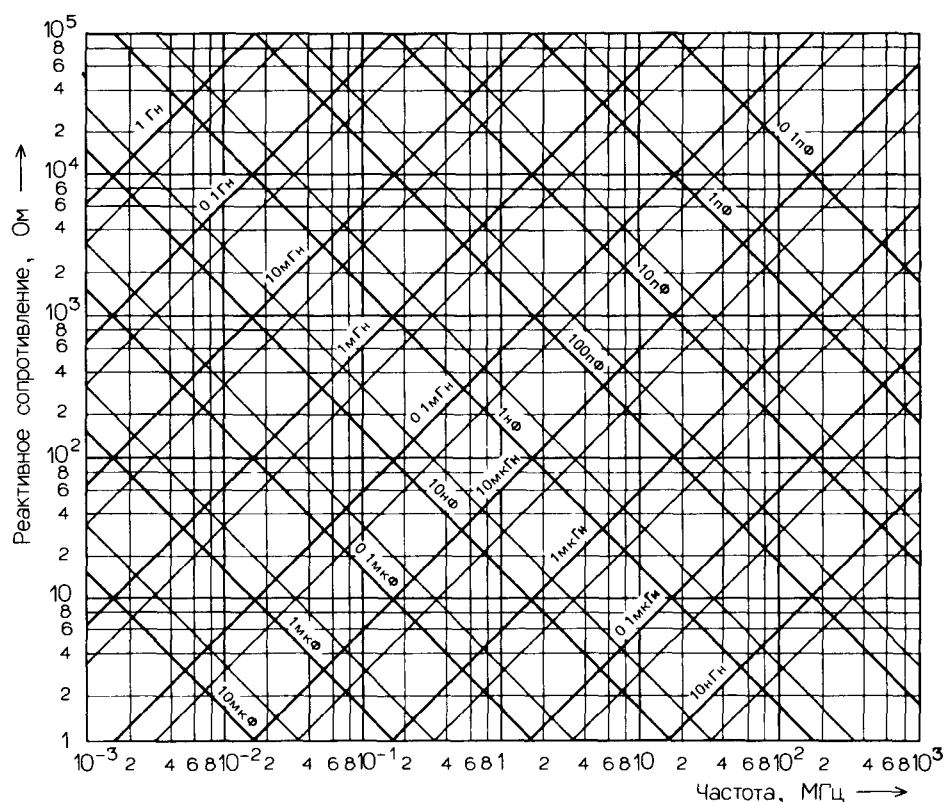


Рис 3.2 Номограмма для определения реактивного сопротивления индуктивности L и емкости C

Таблица 3.5 Математические выражения для расчета параметров резонансного контура (справедливо для рис 3.2)

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C},$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2\pi f)^2 L},$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$L = \frac{25330}{f^2 C}, \quad C = \frac{25330}{f^2 L}, \quad f = \frac{159,2}{\sqrt{LC}},$$

[МГц, мкГн, пФ]

$$L = \frac{2,533 \cdot 10^7}{f^2 C}, \quad C = \frac{2,533 \cdot 10^7}{f^2 L}, \quad f = \frac{5033}{\sqrt{LC}},$$

[кГц, мГн, пФ]

Таблица 3.6 Математические выражения для расчета реактивного сопротивления X, индуктивности L и емкости C (справедливо для рис 3.2)

$$X_L = \omega L = 2\pi f L, \quad L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{X_L}{2\pi f},$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}, \quad C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi f X_C},$$

$$X_L = \frac{L f}{0,1592}, \quad L = \frac{X_L}{2\pi f},$$

$$X_C = \frac{159200}{C f}, \quad C = \frac{159200}{X_C f}$$

[Ом, МГц, мкГн, пФ]

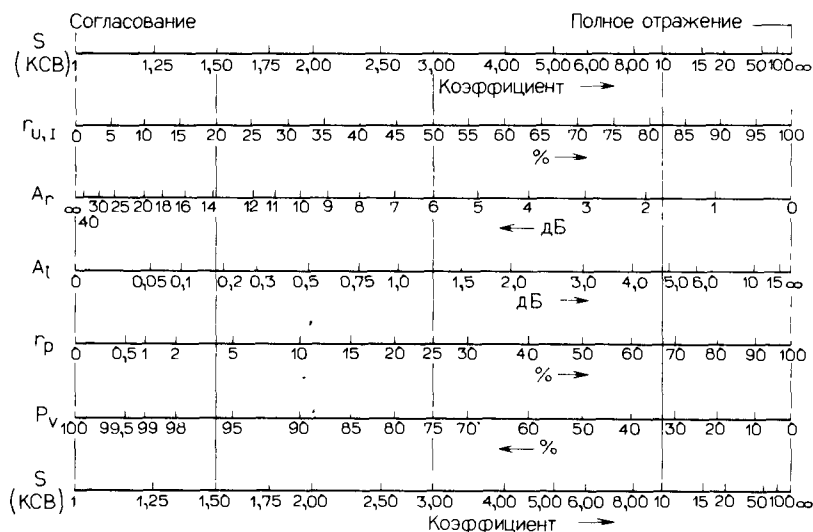


Рис. 3.3. Диаграмма для расчета взаимосвязи между коэффициентом стоячей волны (КСВ), отражением, затуханием, и падающей мощностью (см. продолжение на рис. 3.4).

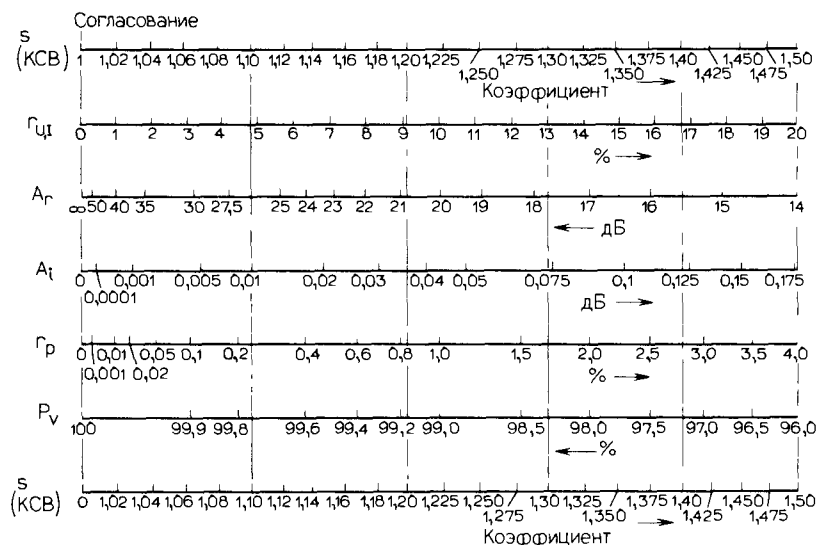


Рис. 3.4. Диаграмма для расчета взаимосвязи между коэффициентом стоячей волны (КСВ), отражением, затуханием и падающей мощностью (продолжение диаграммы, приведенной на рис. 3.3); здесь представлена область малых значений КСВ.

Таблица 3.7. Математические выражения к рис. 3.3 и 3.4

$s = \frac{1 + \frac{r_{U,1}}{100}}{1 - \frac{r_{U,1}}{100}}$	[Коэффициент стоячей волны (КСВ)]
$s = \frac{R_1}{R_2} \text{ для } R_1 > R_2$	[Недоголасование]
$s = \frac{R_2}{R_1} \text{ для } R_1 < R_2$	[Пересогласование]
$r_{U,1} = \frac{s - 1}{s + 1} \cdot 100$	[%]
$A_r = 20 \cdot \lg \frac{1}{\left(\frac{r_{U,1}}{100}\right)}$	[дБ]
$A_i = 10 \cdot \lg \frac{1}{\left(1 - \left[\frac{r_{U,1}}{100}\right]^2\right)}$	[дБ]
$r_p = \left(\frac{s - 1}{s + 1}\right)^2 \cdot 100$	[%]
$P_v = 100 - r_p$	[%]

Таблица 3.8. Математические выражения для пиковой мощности огибающей и действующее значение напряжения

$$P_{PE} = \frac{U_{\text{эфф}}^2}{R_1}; \quad U_{\text{эфф}} = \sqrt{P_{PI} \cdot R_1};$$

$$P_{PI} = \frac{U_s^2}{2 \cdot R_1}; \quad U_s = \sqrt{P_{PI} \cdot (2 \cdot R_1)};$$

$$P_{PI} = \frac{U_{\infty}^2}{8 \cdot R_1}; \quad U_{\infty} = \sqrt{P_{PI} \cdot (8 \cdot R_1)}.$$

Примечание.

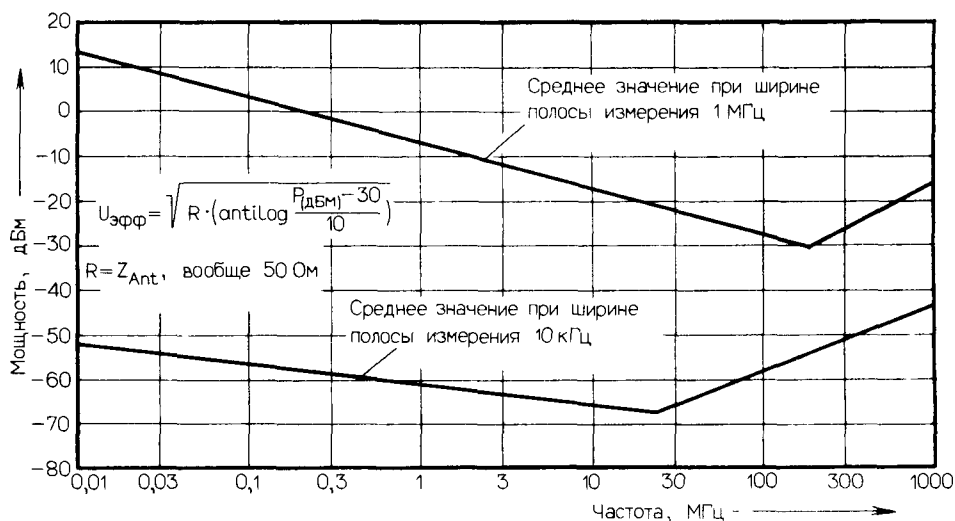
 U_s — амплитуда напряжения, U_{∞} — двойная амплитуда (размах) напряжения

Рис. 3.5. Средняя загрузка частотного спектра в диапазоне 10 кГц - 1 ГГц сигналами радиостанций. Вверху измерения проводились в полосе 1 МГц, внизу - в полосе 10 кГц.

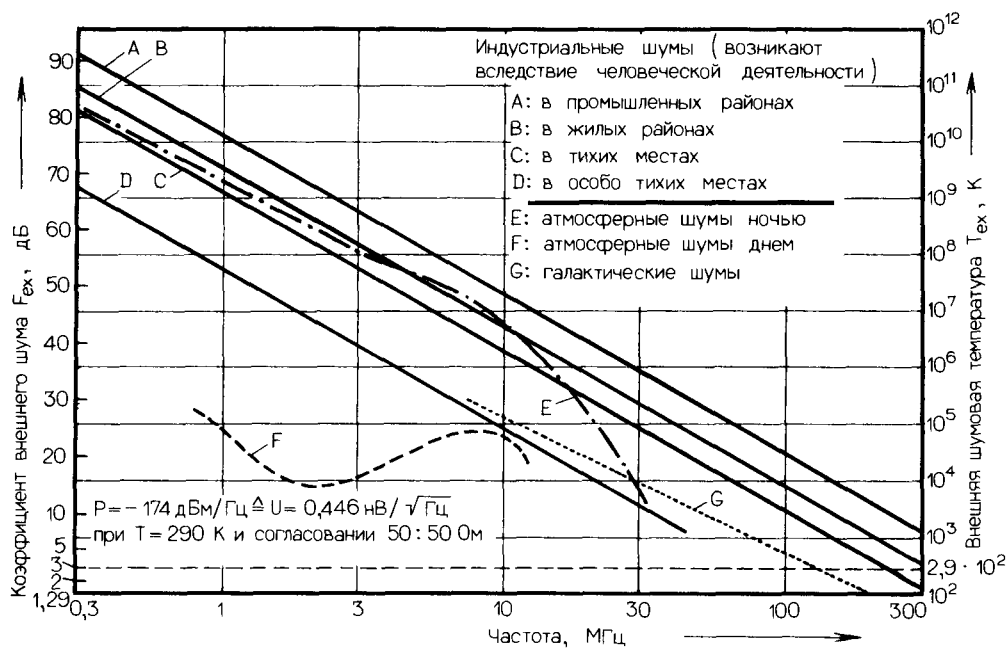


Рис. 3.6. Средний уровень компонент внешних шумов в диапазоне 0,3–300 МГц. Максимум шума приходится на область частот около 10 кГц

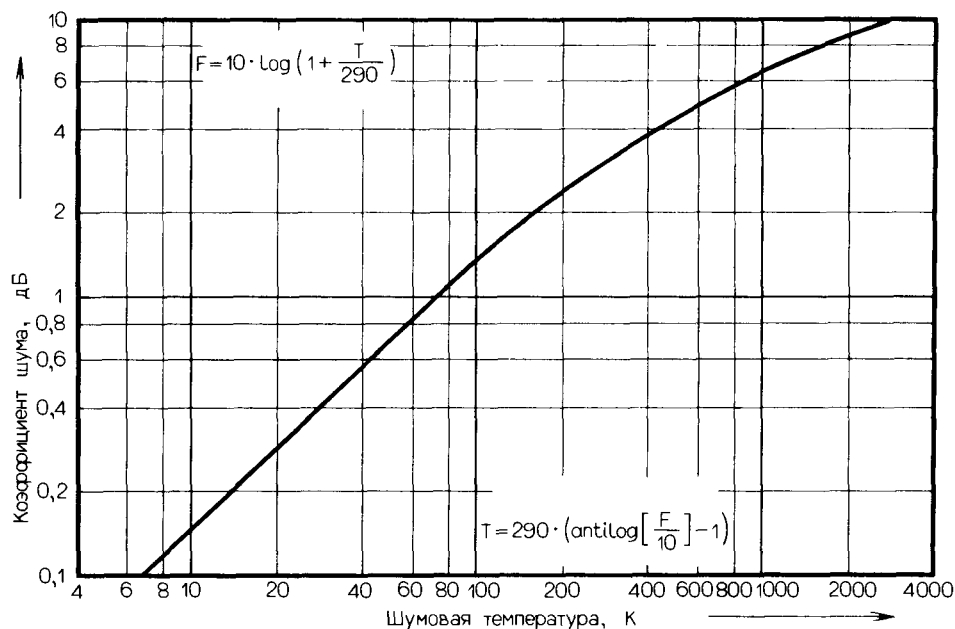


Рис. 3.7 Зависимость коэффициента шума от шумовой температуры.

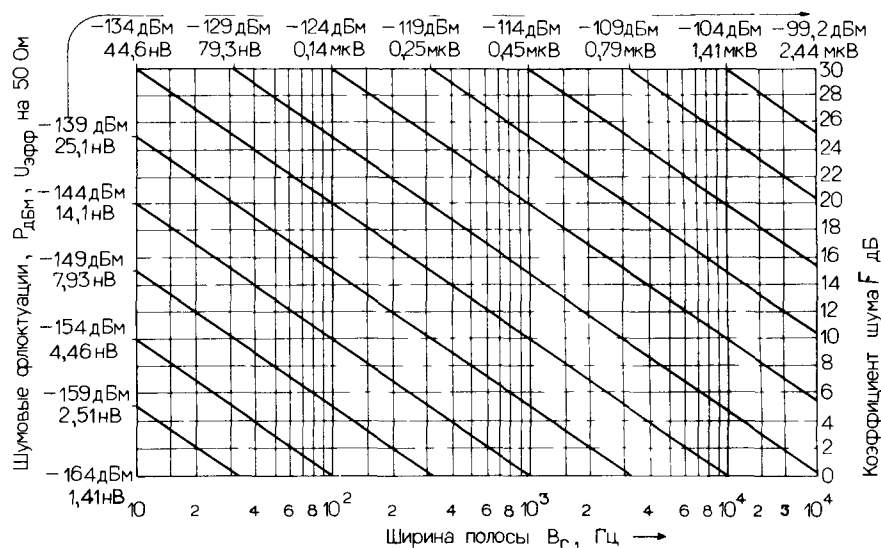


Рис 3 8 Диаграмма быстрого расчета мощности, напряжения и коэффициента шума в зависимости от ширины полосы частот при согласовании 50 50 Ом

Таблица 3 9 Математические выражения к рис 3 8

$$P_{дбм} = 10 \lg \frac{U^2}{R} + 30,$$

$$U_{эфф} = \sqrt{R \cdot \text{antilg} \left(\frac{P_{дбм} - 30}{10} \right)}$$

$$F = 10 \lg F_z [\text{дБ}], F_z = \text{antilg} \frac{F}{10} [\text{Коэффициент}],$$

$$F_{эфф} = 10 \lg \left(F_{z1} + \frac{F_{z2} - 1}{G_{p1}} + \frac{F_{z3} - 1}{G_{p1} G_{p2}} + \dots + \frac{F_{zn} - 1}{G_{p1} G_{p2} G_{pn}} \right)$$

Схема	Векторная диаграмма	Действующее сопротивление Z	Фазовый угол φ	Амплитудно-частотная характеристика Z	Фазочастотная характеристика φ
		R	0		
		ωL	$+90^\circ$		
		$\frac{1}{\omega C}$	-90°		
		$\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R}$		
		$\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$	$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{1}{R\omega C}$		
		$\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega L}\right)^2}}$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R}{\omega L}$		
		$\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2}}$	$\operatorname{tg} \varphi = -R\omega C$		

Рис. 3.9. Векторные диаграммы, действующее сопротивление, сдвиг фаз, амплитудно- и фазочастотная характеристики различных цепей, в которые входят элементы L , C , R в разных комбинациях

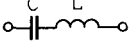
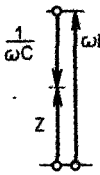
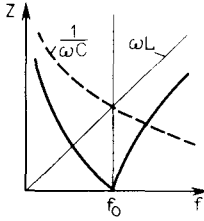
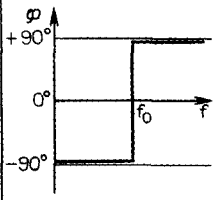
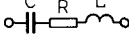
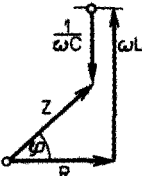
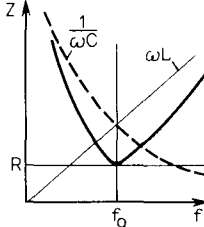
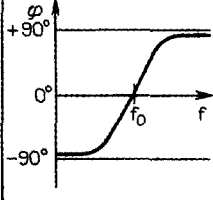
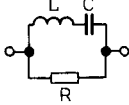
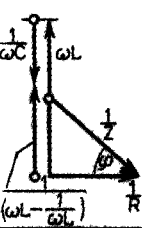
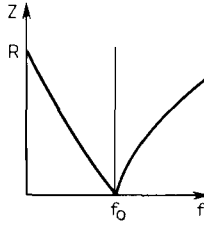
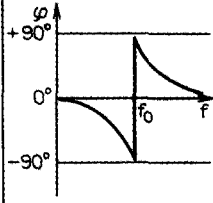
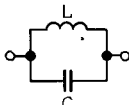
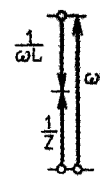
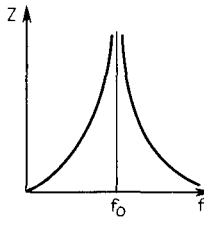
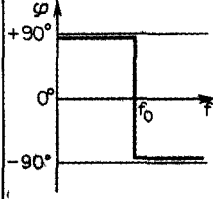
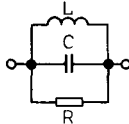
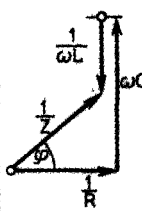
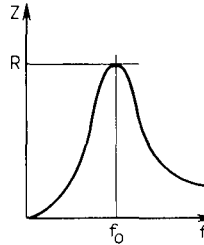
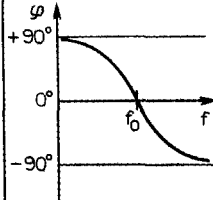
Схема	Векторная диаграмма	Действующее сопротивление	Фазовый угол	Амплитудно-частотная характеристика Z	Фазочастотная характеристика φ
		$\omega L - \frac{1}{\omega C}$ для резонанса $Z=0$	$\varphi = \pm 90^\circ$ для резонанса $\varphi=0$		
		$\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$ для резонанса $Z=R$	$\omega L - \frac{1}{\omega C}$ $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$ для резонанса $\varphi=0$		
		$\frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R})^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}$ для резонанса $Z=0$	$\omega L - \frac{1}{\omega C}$ $\operatorname{tg} \varphi = \frac{R}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}$ для резонанса $\varphi=0$		
		$\frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}}$ для резонанса $Z=\infty$	$\varphi = \pm 90^\circ$ для резонанса $\varphi=0$		
		$\frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R})^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}$ для резонанса $Z=R$	$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R(\frac{1}{\omega L} - \omega C)}{1}$ для резонанса $\varphi=0$		

Рис. 3.9. (Продолжение.)

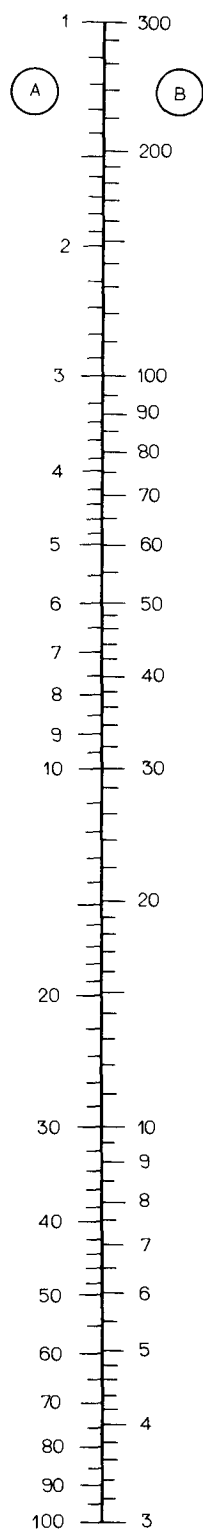


Рис. 3.10. Номограмма для быстрого пересчета частоты и длины электромагнитной волны.

Таблица 3.10. Математические выражения к рис. 3.10

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{2,99792458 \cdot 10^8}{\lambda} \approx \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda},$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2,99792458 \cdot 10^8}{f} \approx \frac{3 \cdot 10^8}{f},$$

$$c = f \cdot \lambda$$

$$f = \frac{300}{\lambda}; \quad \lambda = \frac{300}{f};$$

$$[|\text{МГц}, \text{м}| \quad \text{или} \quad |\text{кГц}, \text{км}|]$$

$$f = \frac{300\,000}{\lambda}; \quad \lambda = \frac{300\,000}{f};$$

$$[|\text{Гц}, \text{км}| \quad \text{или} \quad |\text{кГц}, \text{м}| \quad \text{или} \quad |\text{МГц}, \text{мм}|]$$

$$f = \frac{983,6}{\lambda}; \quad \lambda = \frac{983,6}{f};$$

$$[\text{МГц}, \text{фут}]$$

$$T = \frac{1}{f}; \quad f = \frac{1}{T}; \quad T \cdot f = 1$$

$$[|\text{Гц}, \text{с}| \quad \text{или} \quad |\text{кГц}, \text{мс}| \quad \text{или} |\text{МГц}, \text{мкс}|]$$

А	В
кГц	км
МГц	м
ГГц	мм
км	кГц
м	МГц
мм	ГГц

3.2. Частотные диапазоны и радиосвязь

Таблица 3.11. Административное деление спектра частот ниже 300 ГГц и типовые свойства электромагнитных волн при дальних связях

Диапазон	ДХ-свойства (пригодность для дальней связи)*
3 30 кГц 100 10 км CCIR 4 Очень низкие частоты (ОНЧ)	Дальняя связь днем и ночью, практически без заметного влияния замираний. Возможен прием под водой (на глубине нескольких метров)
30–300 кГц 10 1 км CCIR 5 Низкие частоты	Внутриконтинентальная связь днем и ночью, иногда возможна связь в пределах всего земного шара; в высокочастотной части диапазона часто возникает ограничение дальности связи, особенно в дневное время
300 3000 кГц 1000 100 м CCIR 6 Средние частоты	Связь в дневное время на расстоянии ≤ 1500 км, ночью на расстоянии ≤ 4000 км, в особо благоприятных условиях ночью возможна связь в пределах всего земного шара; в дневное время с ростом частоты уменьшается дальность связи. В верхней части диапазона заметно влияние солнечной активности
3 30 МГц 100–10 м CCIR 7 Высокие частоты	Типично использование для передачи отражений от ионосферных слоев. Зависит от солнечной активности
3–6 МГц 100 50 м	Связь в дневное время на расстоянии ≤ 600 км, ночью на расстоянии ≤ 3000 км, в особо благоприятных условиях ночью возможна связь в пределах всего земного шара. Несильно зависит от солнечной активности
6 10 МГц 50 30 м	Связь в дневное время на расстоянии ≤ 5000 км, ночью возможна внутриконтинентальная связь, и даже в пределах всего земного шара. Заметно зависит от солнечной активности
10 20 МГц 30 15 м	Внутриконтинентальная связь днем и ночью, часто возможна связь в пределах всего земного шара. Сильно зависит от солнечной активности
20 30 МГц 15 10 м	Внутриконтинентальная связь, кроме того, днем возможна связь в пределах всего земного шара. Высокочастотная часть диапазона с успехом используется для космической связи. Очень сильно зависит от солнечной активности
30 300 МГц 10–1 м CCIR 8 Очень высокие частоты (ОВЧ)	Связь в основном в пределах прямой видимости (квазиоптическая связь), однако возможна и внутриконтинентальная связь; в особо благоприятных условиях возможна связь в пределах всего земного шара. Хорошо служит для космической связи. В низкочастотной части диапазона временами заметно зависит от солнечной активности
300 3000 МГц 1 0,1 м CCIR 9 Ультравысокие частоты (УВЧ)	Связь в основном квазиоптическая или оптическая; в низкочастотной части диапазона связь внутриконтинентальная; в особо благоприятных условиях возможна связь в пределах всего земного шара. Космическая связь используется для измерения очень больших расстояний
3 30 ГГц 10 1 см CCIR 10 Сверхвысокие частоты (СВЧ)	Связь в основном оптическая; в низкочастотной части диапазона заметно увеличивается дальность связи; в особо благоприятных условиях возможна связь в пределах всего земного шара. Космическая связь используется для измерения очень больших расстояний

Продолжение табл. 3.11

Диапазон	DX-свойства (пригодность для дальней связи)*
30–300 ГГц 10–1 мм CCIR II Крайне высокие частоты (КВЧ)	Связь в основном оптическая, однако вследствие значительного поглощения в атмосфере дальность связи невелика. До сих пор не используется для дальней связи (DX). Связь осуществляется между объектами в космосе (отсутствует влияние атмосферы), при этом связь возможна на очень больших расстояниях

* DX – сигналы в диапазоне выше 30 ГГц почти всегда подвержены замираниям.

Таблица 3.12. Передатчики нормированных частот и отметок времени в КВ-диапазоне*

Обозначение	Частоты, кГц	Место расположения радиостанции
BPV	5000, 10000, 15000	Шанхай, Китай
CHU	3300, 7335, 14670	Оттава, Канада
JJY	2500, 5000, 10000, 15000	Токио, Япония
LOL	5000, 10000, 15000	Буэнос-Айрес, Аргентина
RAt, RWM	5000, 10000, 15000	Москва, СССР
RCH, RIM	2500, 5000, 10000	Ташкент, СССР
RID, RKM	5004, 10004, 15004	Иркутск, СССР
RTA	4996, 9996, 14996	Новосибирск, СССР
VNG	7500	Лэндхорст, Австралия
WWV	2500, 5000, 10000, 15000, 20000	Форт Коллинз, шт. Колумбия, США
WWVH	2500, 5000, 10000, 15000	Кеаха (остров Коу), Гавайи
ZUO	2500, 5000	Претория, ЮАР

* Подробные данные и параметры для определения сигналов многих дополнительных станций содержатся в справочниках морской службы, таких, например, как «Admiral List of Radio Signals», т. 5 (Великобритания), по желанию Вы можете уточнить приведенные здесь сведения.

Таблица 3.13. КВ-диапазоны частот, выделенные в соответствии с международным соглашением для радиовещания

Диапазон частот, МГц	Примечание*
2,300–2,495	120-м диапазон; в тропиках
3,200–3,400	90-м диапазон; в тропиках
3,900–4,000	75-м диапазон; в тропиках
4,750–5,060	60-м диапазон; в тропиках
5,950–6,200	49-м диапазон
7,100–7,300	41-м диапазон
9,500–9,775	31-м диапазон
11,700–11,975	25-м диапазон
15,100–15,450	19-м диапазон
17,700–17,900	16-м диапазон
21,450–21,750	13-м диапазон
25,600–26,100	11-м диапазон

* Радиовещательные передатчики могут работать вне указанных диапазонов, особенно это относится к КВ-радилюбительским передатчикам.

Таблица 3.14. Диапазоны частот < 25 ГГц, выделенные в соответствии с международным соглашением для любительской радиосвязи

Диапазон	Частота	Длина волны
160 м	1,8 2,0 МГц	166,7 150,0 м
80 м	3,5 4,0 МГц	85,7 75,0 м
40 м	7,0 7,3 МГц	42,9 41,1 м
30 м	10,10 10,15 МГц	29,7 29,6 м
20 м	14,00–14,35 МГц	21,4 20,9 м
17 м	18,068 18,168 МГц	16,6 16,5 м
15 м	21,00 21,45 МГц	14,3 14,0 м
12 м	24,89–24,99 МГц	12,1 12,0 м
10 м	28,0 29,7 МГц	10,7 10,1 м
6 м	50–54 МГц	6,00 5,56 м
2 м	144–148 МГц	2,08 2,03 м
1,5 м	220 225 МГц	1,36 1,33 м
70 см	420 450 МГц	71,4 66,7 см
33 см	902 928 МГц	33,3 32,3 см
23 см	1215 1300 МГц	24,7 23,1 см
13 см	2300 2450 МГц	13,0 12,2 см
9 см	3300 3500 МГц	9,09 8,57 см
5 см	5650 5925 МГц	5,31 5,06 см
3 см	10,00–10,50 ГГц	3,00 2,86 см
1,25 см	24,00 24,25 ГГц	1,25 1,24 см

Таблица 3.15. КВ-диапазоны частот, выделенные в соответствии с международным соглашением для стационарных передатчиков

Диапазон частот *, МГц		
4,850	4,995	25,010–25,330
5,250	5,450	26,100 26,480
8,195	8,815	27,280–27,540
23,350	24,990	29,700–29,800

* Возможны отклонения от приведенных значений

Таблица 3.16. КВ-диапазоны частот, выделенные в соответствии с международным соглашением для связи между морскими объектами

Диапазон частот *, МГц		
2,000	2,107	8,195 8,815
	2,182	12,330 13,200
4,063	4,483	16,480–17,360
6,200	6,252	22,000 22,720

* Возможны отклонения от приведенных значений. Канал 2,182 МГц является международной частотой аварийного вызова.

Таблица 3.17. КВ-диапазоны частот, выделенные в соответствии с международным соглашением для авиационной радиосвязи

Диапазон частот *, МГц		
2,850–3,155	8,815	8,965
3,400–3,500	9,775	9,995
4,650–4,750	10,005	10,100
5,450–5,680	11,175	11,400
6,252–6,685		

* Возможны отклонения от приведенных значений

Таблица 3.18. КВ-диапазоны частот, выделенные в соответствии с международным соглашением для стационарных радиопередатчиков

Диапазон частот *, МГц		
1,605–2,000	11,400	11,700
2,107–2,170	11,975	12,330
2,194–2,495	13,360	14,000
2,505–2,850	14,350	14,990
3,155–3,400	15,450	16,460
4,000–4,063	17,360	17,770
4,438–4,650	18,168	19,990
4,750–4,995	20,010	21,000
5,005–5,450	22,720	23,200
5,730–5,950	23,350	24,890
6,765–7,000	25,330	25,600
7,300–8,195	26,480	26,950
8,965–9,500	27,540	28,000

* Возможны отклонения от приведенных значений

Таблица 3.19. КВ-диапазоны частот, выделенные в соответствии с международным соглашением для передвижных радиопередатчиков

Диапазон частот *, МГц		
1,605–2,000	4,438	4,650
2,107–2,170	25,010	25,600
2,194–2,495	26,480	26,950
2,505–2,850	27,540	28,00
3,165–3,400		

* Возможны отклонения от приведенных значений

Таблица 3 20 Типы модуляции, эксплуатационные характеристики и официально принятые старые и новые сокращенные обозначения

Вид передачи (старая классификация)

Тип модуляции основной несущей	Тип поднесущей	Дополнительные признаки	Старое обозначение	Новое обозначение
Амплитудная	Без модуляции		A0	NON
	Телеграфия			
	Телеграфия Морзе		A1	A1A
	Фототелеграф		A1	A1B
	Тоновая телеграфия			
	Морзе		A2	A2A
	Фототелеграф		A2	A2B
	Телеграфия Морзе	Однополосная		
		подавленная несущая	A2J	J2A
	Фототелеграф	подавленная несущая	A2J	J2B
	Телеграфия Морзе	частично подавленная несущая	A2A	R2A
		без подавления несущей	A2H	H2A
		для автоматического приема	A2H	H2B
	Передача речи	Две боковые полосы	A3	A3E
		Однополосная		
		частично подавленная несущая	A3A	R3E
		без подавления несущей	A3H	H3F
		подавленная несущая	A3J	J3F
		Две независимые боковые полосы	A3B	B8E
	Факсимильная связь (передача изображений)		A4	A3C
		Однополосная		
		частично подавленная несущая	A4A	R3C
		подавленная несущая	A4J	J3C
	Телевидение (изображение)	Две боковые полосы	A5	A3F
		с частично подавленной боковой	A5C	C3F
		Одна боковая полоса		
		с подавленной несущей	A5J	J3F
	Частотно-манипулируемая многократная телеграфия	Однополосная		
		с частично подавленной несущей	A7A	R7B
		с подавленной несущей	A7J	J7B
	Особые случаи		A9	AXX
		Две боковые полосы		
		один канал с квантованной или цифровой информацией без модулированной поднесущей	A9	A1D
		с модулированной поднесущей	A9	A2D
		Две независимые боковые полосы	A9B	B9W
	Телеграфия Морзе	Одна боковая полоса		
		с подавленной несущей, один канал с квантованной или цифровой информацией с модулированной поднесущей	A9J	J2A
	Фототелеграф	Аналогично	A9J	I2B
	Телеуправление	Аналогично	A9J	I2D

Продолжение табл. 3.20

Тип модуляции основной несущей	Тип поднесущей	Дополнительные признаки	Старое обозначение	Новое обозначение
Частотная (или фазовая)	Телеграфия без модуляции на звуковых частотах (частотная манипуляция)			
	Телеграфия Морзе		F1	F1A
	Фототелеграф		F1	F1B
	Телеграфия путем включения/выключения звуковой модулирующей частоты			
	Телеграфия Морзе		F2	F2A
	Фототелеграф		F2	F2B
	Дальняя телефонная связь и радиовещание		F3	F3E
		Фазовая модуляция СВЧ- и УВЧ-телефония	F3	G3E
	Факсимильная связь (передача изображений)	Один канал с аналоговой информацией с квантованной или цифровой информацией без модулированной поднесущей	F4	F3C
		с модулированной поднесущей	F4	F1C
	Телевидение	—	F4	F2C
	Четырехчастотная дуплексная телеграфия		F5	F3F
	Особые случаи	—	F6	F7B
	Телесуправление		F9	FXX
		Один канал с квантованной или цифровой информацией без модулированной поднесущей	F9	F1D
		с модулированной поднесущей	F9	F2D
Импульсная	Импульсная модуляция несущей частоты без дополнительной модуляции (например, радиолокатор)		PO	PON
	Телеграфия	—	P1D	K1A
		Модуляция амплитуды импульса	P2D	K2A
		длительности импульса	P2E	L2A
		фазы импульса	P2F	M2A
	Радиотелефония	Модуляция амплитуды импульса	P3D	K2E
		длительности импульса	P3E	L3E
		фазы импульса	P3G	V3E
	Особые случаи импульсной модуляции основной несущей	—	P9	XXX

Таблица 3.21. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Северная Африка в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
постоянно	7,000 14,000
0500 2300	14,000 16,000
0800 2100	16,000 18,000
0900 1900	18,000 22,000
1600 0600	5,000 8,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0500 2300	7,000 14,000
0700 1700	14,000 16,000
0900 1600	16,000–18,000
1100 1500	18,000 22,000
1400 0800	5,000 8,000

* Направление излучения в Центральной Европе: 130 230°.

Таблица 3.23. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Южная Африка в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0600–1900	14,000 22,000
1400 1800	18,000 22,000
1500 2000	16,000 18,000
1600 2000	14,000 16,000
1600–0100	7,000 14,000
1800 0200	5,000 8,000
2000–0300	3,000–5,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0600 1900	18,000–22,000
0700 0900	14,000–18,000
1500 2000	16,000 18,000
1500 2200	14,000 16,000
1600 2300	7,000 14,000
2000 2400	5,000 8,000
2100 0100	3,000 5,000

* Направление излучения в Центральной Европе: 145 180°.

Таблица 3.22. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Центральная Африка в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
постоянно	14,000 16,000
0500 2300	16,000–18,000
0500 2000	18,000 22,000
1600 0800	10,000 14,000
1700–0600	7,000 10,000
1800 0300	5,000 8,000
1900–0400	3,000–5,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0600–2200	14,000–18,000
0700 1800	18,000–22,000
1500 0800	7,000–14,000
1700 0700	3,500–8,000
2000 0400	3,000 3,500

* Направление излучения в Центральной Европе: 135 210°.

Таблица 3.24. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ восточное побережье Северной Америки в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0000 0600	5,000–7,000
1200–2400	18,000–22,000
1300 0100	16,000–18,000
1600–0800	14,000–16,000
2200 0800	10,000–14,000
2300–0800	7,000 10,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
1100 1800	18,000–22,000
1100–1900	16,000–18,000
1200 2000	14,000–16,000
2000–0800	7,000–10,000
2300 0700	5,000–7,000

* Направление излучения в Центральной Европе: 290 330°.

Таблица 3.25. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ западное побережье Северной Америки, Гавайи в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0100 0600	10,000–14,000
0200 0700	5,000 10,000
2100–0200	16,000–22,000
2200 0400	14,000 16,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0000–0600	7,000 10,000
0100 0700	5,000 7,000
1500–1800	14,000 22,000
2200–0500	10,000 14,000

* Направление излучения в Центральной Европе 300 360°.

Таблица 3.27. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Южная Америка южнее экватора в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0000–0600	3,500–7,000
0100–0300	3,000 3,500
0900 1100	18,000 22,000
1600–0500	18,000–22,000
1900–0800	14,000 16,000
2100–0700	10,000 14,000
2300–0700	7,000 10,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0000 0500	3,000 3,500
0000–0800	3,500–7,000
0600–0800	14,000–16,000
0700–1100	16,000–18,000
0800–1800	18,000–22,000
1700 2200	16,000 18,000
1800–2300	14,000–16,000
2000–1000	10,000–14,000
2100 0900	7,000 10,000

* Направление излучения в Центральной Европе 220 275°

Таблица 3.26. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Центральная Америка, включая Мексику, Карибский бассейн и Южную Америку севернее экватора, в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
1200–0100	18,000 22,000
1700 0100	16,000 18,000
2100 0900	10,000 16,000
2300–0500	3,000–5,000
2300 0600	7,000 10,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0000 0600	3,000 3,500
0000 0800	3,500 7,000
0800 1200	14,000 18,000
1100 1300	18,000 22,000
1500 1900	18,000 22,000
1800 2200	14,000 18,000
2100–0900	7,000 10,000

* Направление излучения в Центральной Европе: 250 290°

Таблица 3.28. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Западная Азия в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
постоянно	10,000 14,000
0500 2400	14,000 16,000
0700 1600	16,000 18,000
1000 1500	18,000–22,000
1400 0800	7,000 10,000
1800 0300	5,000 8,000
1800 0100	3,500 5,000
1900 2400	3,000 3,500

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0600 2100	7,000 14,000
0700 1800	14,000 16,000
0800 1600	16,000 18,000
1000 1300	18,000 22,000
1600 0600	5,000 8,000
1800 0400	3,000 5,000

* Направление излучения в Центральной Европе: 030 130°

Таблица 3.29. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Центральная, Южная и Юго-восточная Азия в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0600 1600	18,000 22,000
1000 1800	16,000 18,000
1300-2200	14,000 16,000
1700 2400	7,000 14,000
1800-2300	5,000 8,000
1900 2300	3,500 5,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0700-1400	18,000-22,000
0800 1500	16,000-18,000
1200 1800	14,000 16,000
1300 2300	10,000 14,000
1400 2400	6,000 10,000
1600-0100	3,000-7,000

* Направление излучения в Центральной Европе: 030 100°.

Таблица 3.30. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Восточная Азия в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0700 1500	18,000 22,000
0800 1800	16,000 18,000
1000 2100	14,000 16,000
1600 2400	10,000 14,000
1700 2300	7,000 10,000
1900 2300	5,000 8,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0600 1100	18,000 22,000
0700 1300	16,000 18,000
0800 1500	14,000 16,000
1300 2200	10,000 14,000
1400 2400	6,000 10,000
1500 2400	5,000 7,000
2100 2300	3,000 3,500

* Направление излучения в Центральной Европе: 000 050°.

Таблица 3.31. Оптимальное время для связи Центральная Европа * ↔ Австралия, Новая Зеландия в зависимости от диапазона при невозмущенном состоянии ионосферы

Северное полушарие, лето

Время (UTC)	Частоты, МГц
0400 1000	14,000-18,000
0600-1000	7,000-10,000
0700 1200	18,000-22,000
1300 1800	10,000 14,000
1600-2400	6,000-10,000
1600 2400	14,000-18,000
2000 2400	10,000-14,000

Северное полушарие, зима

Время (UTC)	Частоты, МГц
0400 0700	5,000 8,000
0600 1000	14,000 16,000
0700 1100	7,000 10,000
0700 1700	10,000 14,000
0800 1400	16,000 22,000
1300-2300	7,000 10,000
1400 1700	14,000 16,000
1400 2300	5,000 8,000

* Направление излучения в Центральной Европе: в дневное время 040 105°, в ночное время 220 285

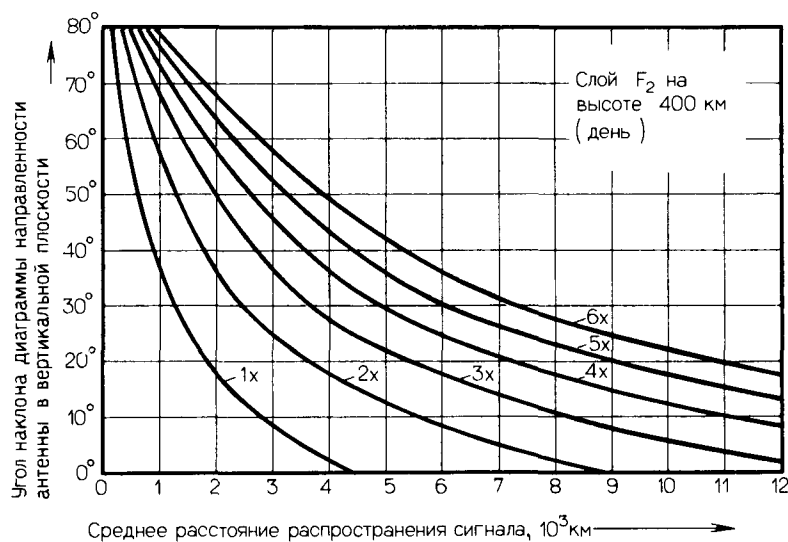


Рис. 3.11. Зависимость среднего расстояния распространения сигнала при ионосферной дальней связи от вертикальной ориентации антенны. Данные соотношения справедливы только для дневного времени. Дальность может значительно уменьшаться из-за влияния внешних причин.

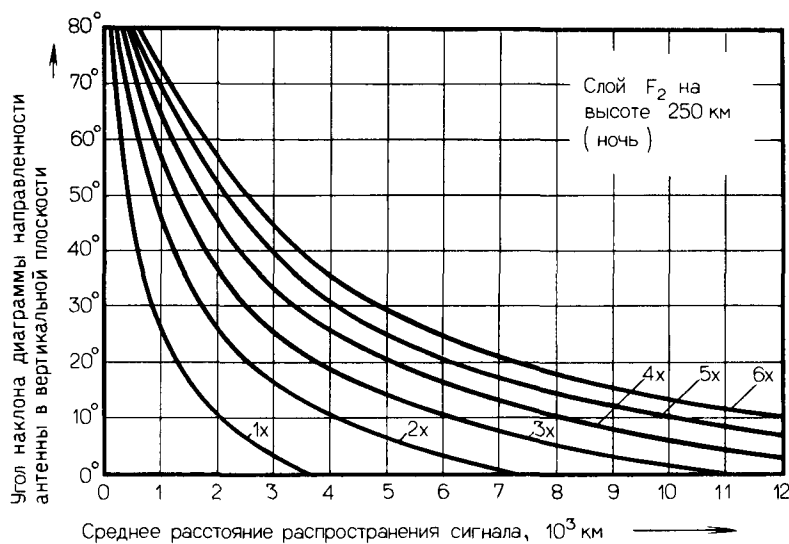


Рис. 3.12. Зависимость среднего расстояния распространения сигнала при ионосферной дальней связи от вертикальной ориентации антенны. Данные соотношения справедливы в основном в ночное время.

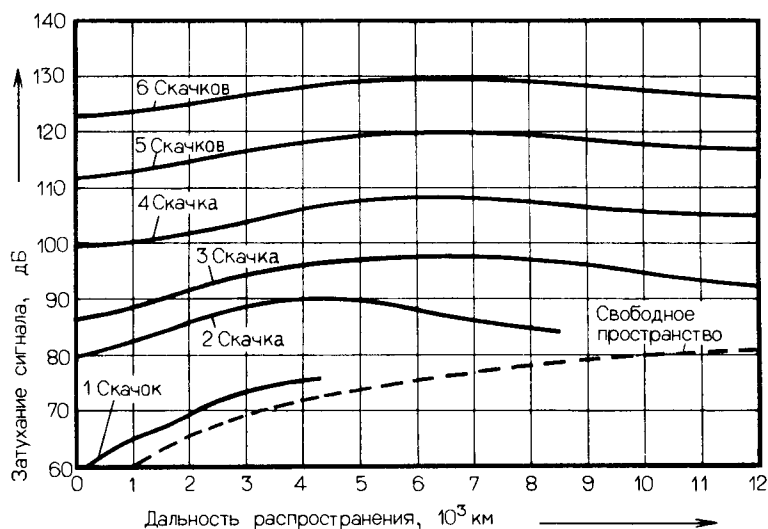


Рис. 3.13. Типовая зависимость затухания сигнала при ионосферной дальней связи от числа отражений. Затухание практически не зависит от частоты, однако из-за влияния внешних причин в диапазоне до 10 МГц в течение дня могут наблюдаться значительно более высокие значения затухания вплоть до полного прекращения связи.

3.3. Радиоэлементы

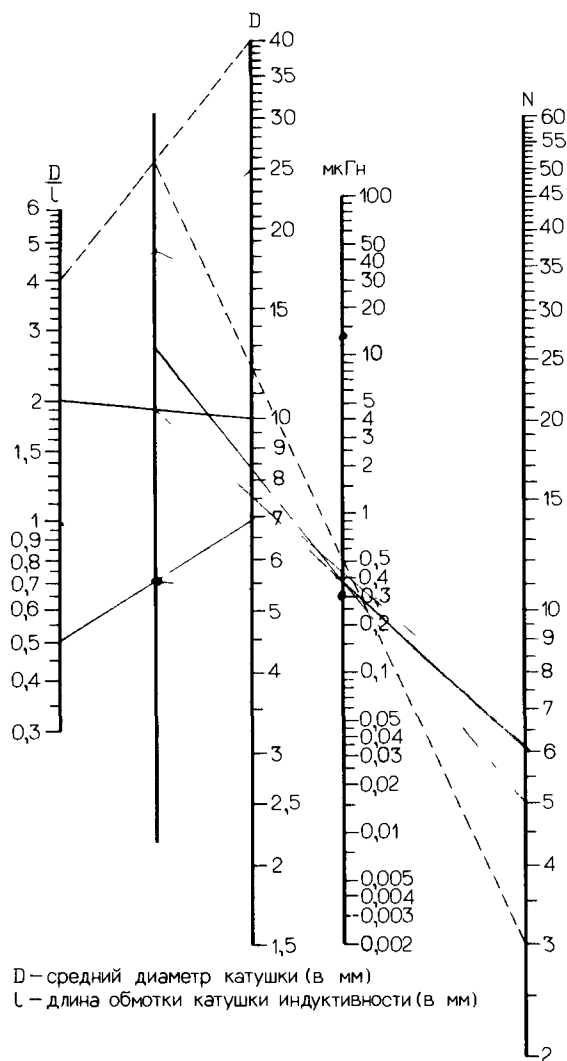


Рис. 3.14. Номограмма для быстрого расчета конструктивных параметров катушки индуктивности в бескаркасном исполнении или намотанной на нейтральном сердечнике. Полученные результаты имеют достаточную (с практической точки зрения) точность, так что применение точных расчетных формул необязательно. При расчетах индуктивности выводов радиоэлементов и соединительных проводников можно вообще принять значение 1 нГн на 1 мм длины.

Таблица 3.32. Математические выражения для расчета катушек индуктивности

Для катушек индуктивности без сердечника или с нейтральным сердечником:

$$N = \sqrt{\frac{L}{D \cdot K}}; \quad L = N^2 \cdot D \cdot K \quad (\text{нГн, см}).$$

Величина K определяется из рис. 3.15

Для катушек индуктивности с магнитным сердечником:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_l}}; \quad L = N^2 \cdot A_l, \quad A_l = \frac{L}{N^2}.$$

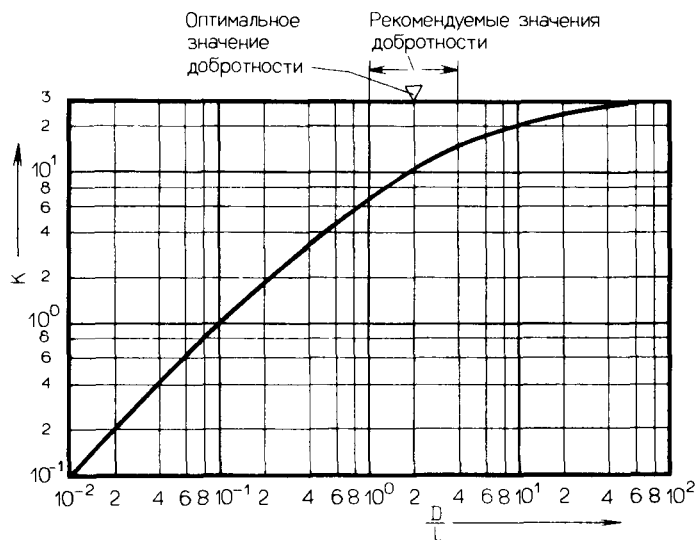
Рис 3.15. Номограмма для определения коэффициентов K в соответствии с табл. 3.32

Таблица 3.33 Коды материалов, соответствующие цветовые обозначения и оптимальные диапазоны частот карбонильных тороидальных сердечников, известных как серия Т-xxx-хх * (производство США)

Материал	Цветовое обозначение на сердечнике	Частота **, МГц
41	Зеленый	
3	Серый	0,05 – 0,5
15	Красный/Белый	0,1 – 2,0
1	Голубой	0,5 – 5,0
2	Красный	1 – 30
6	Желтый	10 – 90
10	Черный	60 – 150
12	Зеленый/Белый	100 – 200
Ø	Яркий (цвет)	150 – 300

* Код Т-xxx-хх первая группа цифр обозначает размеры сердечника в сотых долях дюйма (1 дюйм = 25,4 мм), вторая группа цифр – материал сердечника (в соответствии с обозначением фирмы Amidon, США).

** Оптимальный диапазон для колебательных цепей высокой добротности. Цветовой код соответствует обозначениям фирмы Amidon и Micrometals, США

Таблица 3.34. Важнейшие параметры практически оптимальных карбонильных тороидальных сердечников Т-серии (см. также табл. 3.35)

Указанные сердечники используются преимущественно в высокочастотных ВЧ-селекторах. Общее правило достижимая добротность увеличивается с ростом размеров сердечника

Сердечник *	Внешний диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм	A_e **, мм ²	l_e ***, мм
T-25	6,5	3,1	2,4	4,2	15,0
T-37	9,5	5,2	3,3	7,0	23,2
T-50	12,7	7,7	4,8	12,1	32,0
T-68	17,5	9,4	4,8	19,6	42,4
T-80	20,2	12,6	6,4	24,4	51,5
T-94	23,9	14,2	7,9	38,5	60,0
T-106	26,9	14,2	11,1	70,6	64,7

* Код Т-xxx-хх первая группа цифр обозначает размеры сердечника в сотых долях дюйма (1 дюйм = 25,4 мм), вторая группа цифр – материал сердечника (в соответствии с обозначением фирмы Amidon, США)

** A_e – эффективное сечение в магнитном поле

*** l_e – эффективная длина пути в магнитном поле

Таблица 3.35. Значения коэффициентов A_L для тороидальных сердечников Т-серии, параметры которых приведены в табл. 3.33 и 3.34

Материал	0	12	10	6	2	1	15	3
μ_i	1	3	6	8	10	20	25	35
Тип	Коэффициент A_L^{**} , нГн							
T-25	0,45	1,3	1,9	2,7	3,4	7,0	8,5	10,0
T-37	0,49	1,5	2,5	3,0	4,0	8,0	9,0	12,0
T-50	0,64	1,8	3,1	4,0	4,9	10,0	13,5	17,5
T-68	0,75	2,1	3,2	4,7	5,7	11,5	18,0	19,5
T-80	0,85	2,2	3,2	4,5	5,5	11,5	17,0	18,0
T-94	1,06	3,2	5,8	7,0	8,4	16,0	20,0	24,8
T-106	1,90			11,6	13,5	32,5	34,5	40,5
$f_{\text{макс}}^*$, МГц	300	200	150	90	30	5	2	0,5

* Значения $f_{\text{макс}}$ приведены для колебательных цепей с высокой добротностью

** Допуск на величины A_L составляет $\leq \pm 25\%$

Таблица 3.36. Материалы и сводная таблица фирменных обозначений для ферритовых сердечников, выпускаемых различными производителями
Ферриты применяются в основном для широкополосных трансформаторов и ВЧ-дросселей; для ВЧ-селекторов в приемниках они имеют ограниченное применение (вследствие возможных интермодуляционных искажений при широкополосном усилении, обусловленных эффектом насыщения; с ростом магнитной проницаемости μ , ситуация усугубляется)

Начальная магнитная проницаемость μ_i^*	10	15 16	24 25	40	60	80	125	650 750	900 950	2000	3000	5000
Амидон				63			61		43	72		75
Кофелек		H60	H52	H50		H32				T10	T5	T4
Фэйр-Рит				63			61			72		75
Ферроксуб		4H1			4D2	4C6	4C6	3D3	3B3		3E1	3E2
Индиана-Дженерал		Q3		Q2			Q1		TC3	TC9	05P	06
Сименс	U17		K12			K1		M33		N27	N41	N30
$f_{\text{макс}}^{**}$, МГц	220	80	40	20	15	12	10	1	1			

* Разделение материалов по их проницаемости μ , осуществляется приблизительно

** Значения $f_{\text{макс}}$ приведены для колебательных цепей с высокой добротностью, в трансформаторах их можно использовать на значительно более высоких частотах. В конкретных случаях уточните параметры по данным фирмы-изготовителя.

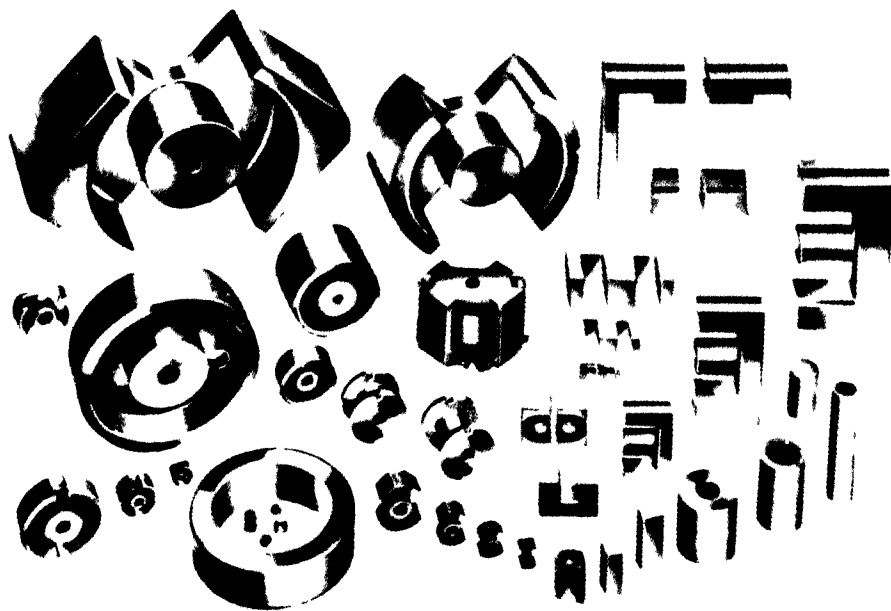


Рис. 3.16. Формы наиболее часто используемых ферритовых сердечников.

Таблица 3.37. Важнейшие параметры практически оптимальных ферритовых тороидальных сердечников серии FT-xxx-xx (производство США: см. также табл. 3.36 и 3.38).

Общее правило: достижимая добротность увеличивается с ростом размеров сердечника

Сердечник *	Внешний диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм	A_e^{**} , мм ²	l_e^{***} , мм	V_e^{****} , мм ³
FT-23	5,8	3,1	1,5	2,1	13,4	28,5
FT-37	9,5	4,8	3,2	7,1	21,5	163
FT-50	12,7	7,1	4,8	13,3	30,2	402
FT-82	21,0	13,2	6,4	24,6	52,6	1293
FT-114	29,0	19,0	7,5	37,5	74,2	2778

* Код FT-xxx-xx первая группа цифр обозначает размеры сердечника в сотых долях дюйма (1 дюйм = 25,4 мм), вторая группа цифр материал сердечника (в соответствии с обозначением фирмы Amidon, США)

** A_e — эффективное сечение в магнитном поле

*** l_e — эффективная длина пути в магнитном поле

**** V_e — эффективный объем в магнитном поле

Таблица 3.38. Значения коэффициентов A_L для тороидальных сердечников FT-серии (см. табл. 3.37)

Материал	63	61	43	72	75
μ_1	40	125	550	2000	5000
Тип	Коэффициент A_L **, нГн				
FT-23	7,9	24,8	189	396	990
FT-37	17,7	55,3	420	884	2210
FT-50	22,0	68,0	523	1100	2750
FT-82	23,4	73,3	557	1172	2930
FT-114	25,4	79,3	603	1268	3170
$f_{\text{макс}}^*$, МГц	100	50	30	8	8

* Значения $f_{\text{макс}}$ приведены для каскадов усиления мощности в передатчиках с учетом потерь на нагревание. Значения $f_{\text{макс}}$ следует увеличить примерно в 5 раз при использовании в колебательных цепях малой мощности.

** Допуск на величины A_L составляет $\leq \pm 25\%$.

Таблица 3.39. Важнейшие параметры практически оптимальных ферритовых тороидальных сердечников фирмы Ferroxcube (см. также табл. 3.36 и 3.40)

Сердечник	Внешний диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм	A_e^* , мм ²	l_e^{**} , мм	V_e^{***} , мм ³
Ferroxcube,	6,3	3,7	2,3	2,0	15,5	31,0
	9,4	5,6	3,4	4,5	23,3	105
FCX	14,5	8,5	5,5	12,5	35,5	445
	23,6	13,4	7,6	31,5	57,0	1790
	29,6	18,4	8,1	38,0	75,0	2580

* A_e — эффективное сечение в магнитном поле.

** l_e — эффективная длина пути в магнитном поле.

*** V_e — эффективный объем в магнитном поле

Таблица 3.40. Значения коэффициентов A_L для тороидальных сердечников фирмы Ferroxcube (см. табл. 3.39)

Материал	4C6	3H2	3E1	3E2	3E3
μ_1	100	2380	2700	5000	10000
Тип*	Коэффициент A_L ***, нГн				
6,3	26,7	425		891	
9,4	48,4	636		1337	
14,5	76,2	1265		2420	
23,6	147	1815		3806	
29,6			1991		3500
$f_{\text{макс}}^{**}$, МГц	60	8	8	8	3

* Размеры даны в миллиметрах

** Значения $f_{\text{макс}}$ приведены для каскадов усиления мощности в передатчиках с учетом потерь на нагревание. Значения $f_{\text{макс}}$ следует увеличить примерно в 5 раз при использовании в колебательных цепях малой мощности.

*** Допуск на величину A_L составляет $\leq \pm 25\%$.

Таблица 3.41. Максимально возможное число витков в зависимости от диаметра провода при намотке на тороидальных ферритовых сердечниках FT- и T-серий
Приведенные данные можно использовать и для подобных изделий других типов при сопоставимых размерах

Диаметр провода*,		FT-114 T-106	T-94	FT-82 T-80	T-68	FT-50 T-50	FT-37 T-37	FT-23 T-25
мм	AWG-номер							
2,6	10	12	12	10	6	4	1	
2,1	12	16	16	14	9	6	3	
1,6	14	21	21	18	13	8	5	1
1,3	16	28	28	24	17	13	7	2
1,0	18	37	37	32	23	18	10	4
0,8	20	47	47	41	29	23	14	6
0,63	22	60	60	53	38	30	19	9
0,5	24	77	77	67	49	39	25	13
0,4	26	97	97	85	63	50	33	17
0,32	28	123	123	108	80	64	42	23
0,25	30	154	154	136	101	81	54	29
0,2	32	194	194	171	127	103	68	38
0,16	34	247	247	218	162	132	88	49
0,125	36	304	304	268	199	162	108	62
0,1	38	389	389	344	256	209	140	80
0,08	40	492	492	434	324	264	178	102

* Провод имеет однослойную лаковую изоляцию (тип CuL) AWG-номер - обозначение проводов, принятое в США - Прим. перев

Таблица 3.42. Математические выражения для расчета конкретных требующихся магнитных характеристик сердечников для катушек индуктивности, трансформаторов и дросселей, применяемых в мощных каскадах

Только для ВЧ-составляющей поля

$$B_{\text{макс}} = \frac{N_{\text{вч}} \cdot 10^8}{4,44 \cdot f_{\text{мин}} \cdot N \cdot A_e}$$

Для ВЧ-составляющей поля при наличии постоянного тока в каскадах с одноконтурным или двухконтурным режимами

$$B_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вч}} \cdot 10^8}{4,44 \cdot f_{\text{мин}} \cdot N \cdot A_e} + \frac{N \cdot I_- \cdot A_L}{10 \cdot A_e}$$

$U_{\text{вч}}$ - пиковое значение ВЧ-напряжения в первичной или вторичной обмотках (V_s);

$f_{\text{мин}}$ - низшая рабочая частота (в Гц);

N - число витков относительно используемого $U_{\text{вч}}$;

A_e - эффективное магнитное сечение (в см^2);

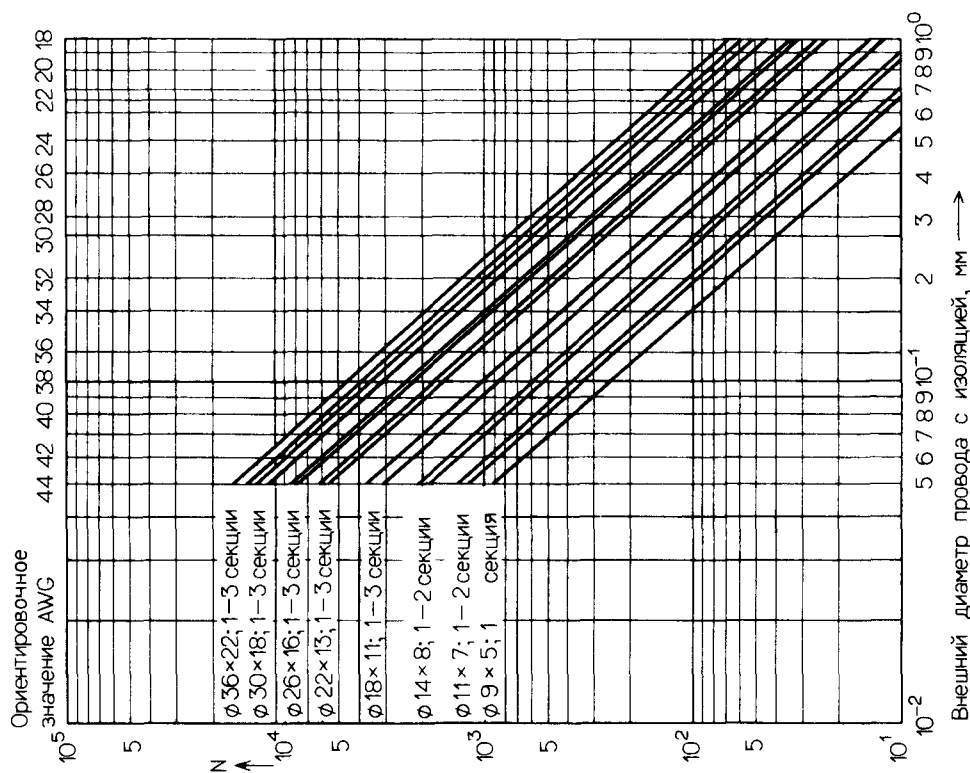
I_- - постоянный ток (в А);

A_L - коэффициент индуктивности (в Гн);

$4,44 = 2 \cdot \pi \cdot (1/\sqrt{2})$;

$B_{\text{макс}}$ - магнитная индукция (Гаусс [Гс]; 1 Гс = 0,1 мТл = 1 миллитесла)

Допустимая составляющая магнитного поля сердечника (в Гс или мТл) сравнивается с намагниченностью B , приведенной изготовителем в справочных данных; эта составляющая должна находиться в области линейных значений



Внешний диаметр провода с изоляцией, мм →

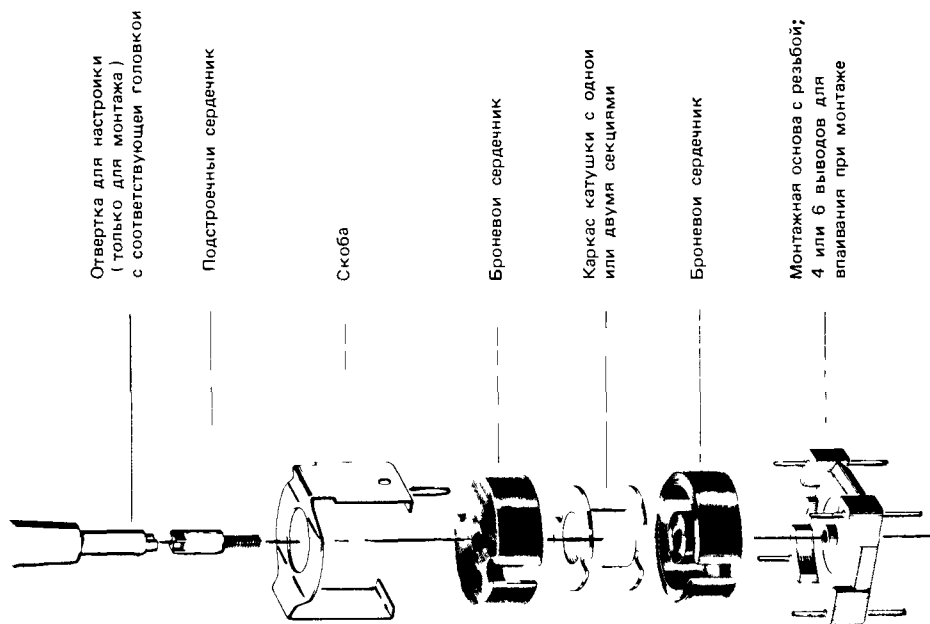


Рис 3 17 Составные части конструкции катушки индуктивности с броневым ферритовым сердечником

Рис 3 18 Размеры практически оптимальных ферритовых броневых сердечников и максимально возможное число витков в зависимости от диаметра наматываемого провода. Приведенные значения относятся к обем половине сердечника (см рис 3 17), при этом следует учитывать размеры монтажных элементов



Намотка до достижения диаметра стиролексового каркаса

Индукция в сердечнике
 $B < 0,6$ мТл

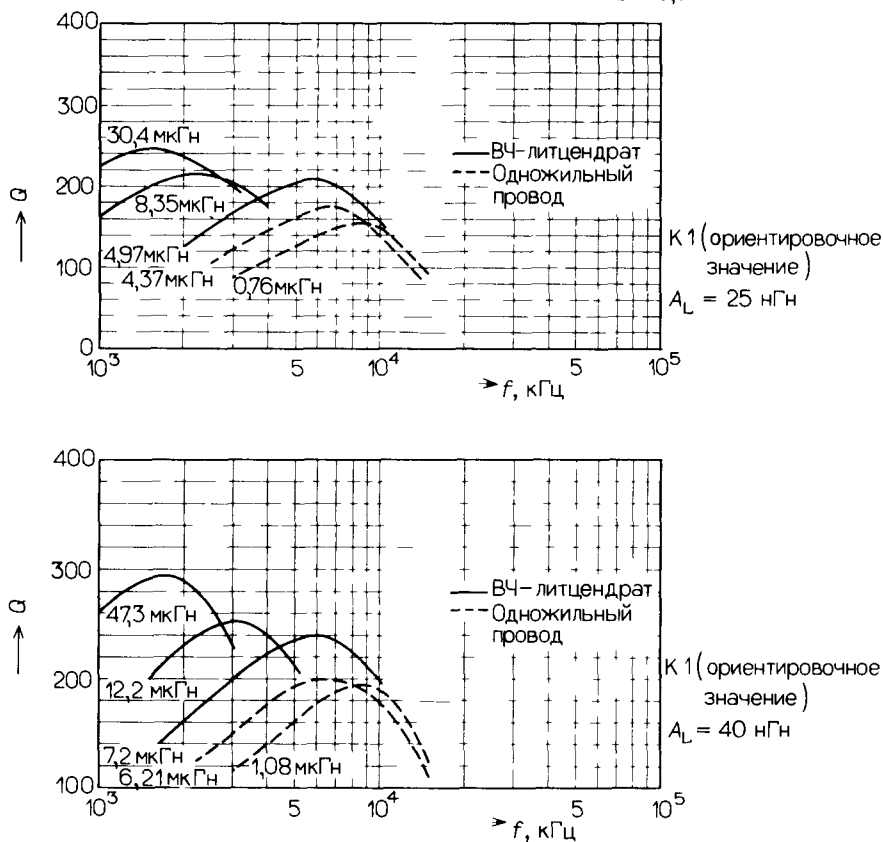


Рис 3 19 Значения добротности отдельных экземпляров катушек индуктивности с броневым сердечником размером 9×5 мм. Общее правило: достижимая добротность растет с увеличением размеров сердечника

Таблица 3 43 К рис 3 19

L (в мкГн) для		Число витков	Провод ВЧ литцендрат	Число секций	Диаметр ϕ^* мм
$A_L = 25$ нГн	$A_L = 40$ нГн				
4,37	6,21	12	0,20 CuL	1	6,7
0,76	1,08	5	0,5 CuL	1	6,0
30,4	47,3	35	$1 \times 20 \times 0,04$ CuLS	1	
8,35	12,2	18	$1 \times 20 \times 0,04$ CuLS	1	
4,97	7,2	13	$1 \times 20 \times 0,04$ CuLS	1	6,7

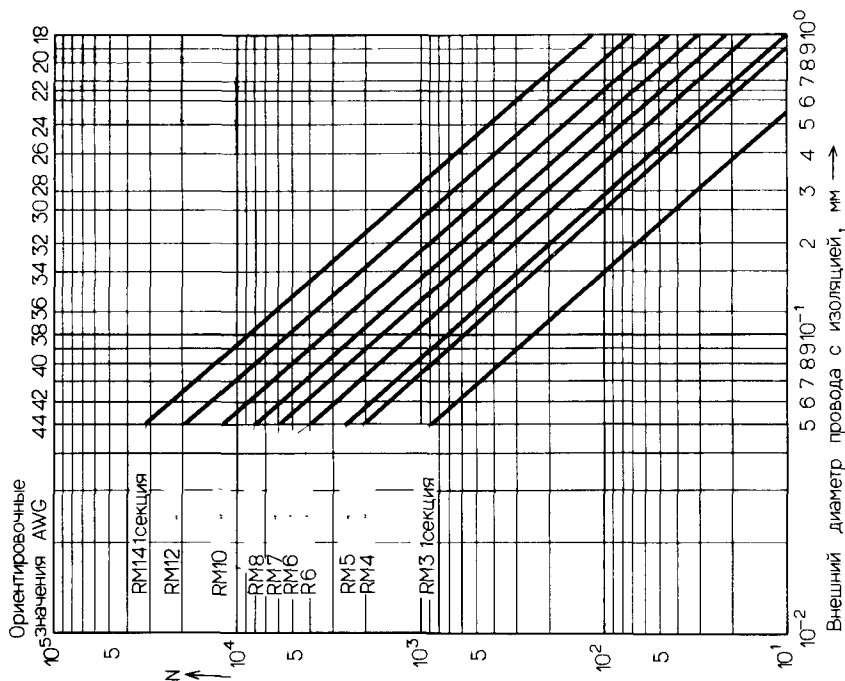


Рис. 3.21. Максимально возможное число витков практически оптимальных ферритовых RM-сердечников в зависимости от диаметра наматываемого провода (конкретные конструктивные размеры сердечников приведены в документации фирм-изготовителей).

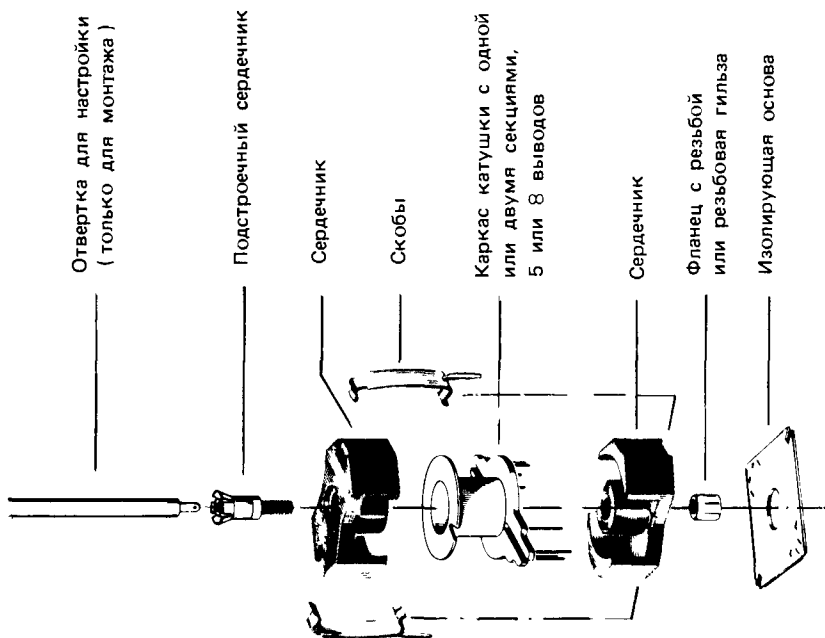


Рис. 3.20. Составные части конструкции катушки индуктивности с ферритовым броневым разрезным сердечником (RM-сердечником).

Рис. 3.22. Значения добротности отдельных экземпляров катушек индуктивности с ферритовым RM-сердечником (размер RM4-габариты обеих половин сердечника составляют $10 \times 10 \times 10$ мм). Общее правило: достижимая добротность растет с увеличением размеров сердечника.



Намотка до достижения диаметра стирофлексового каркаса

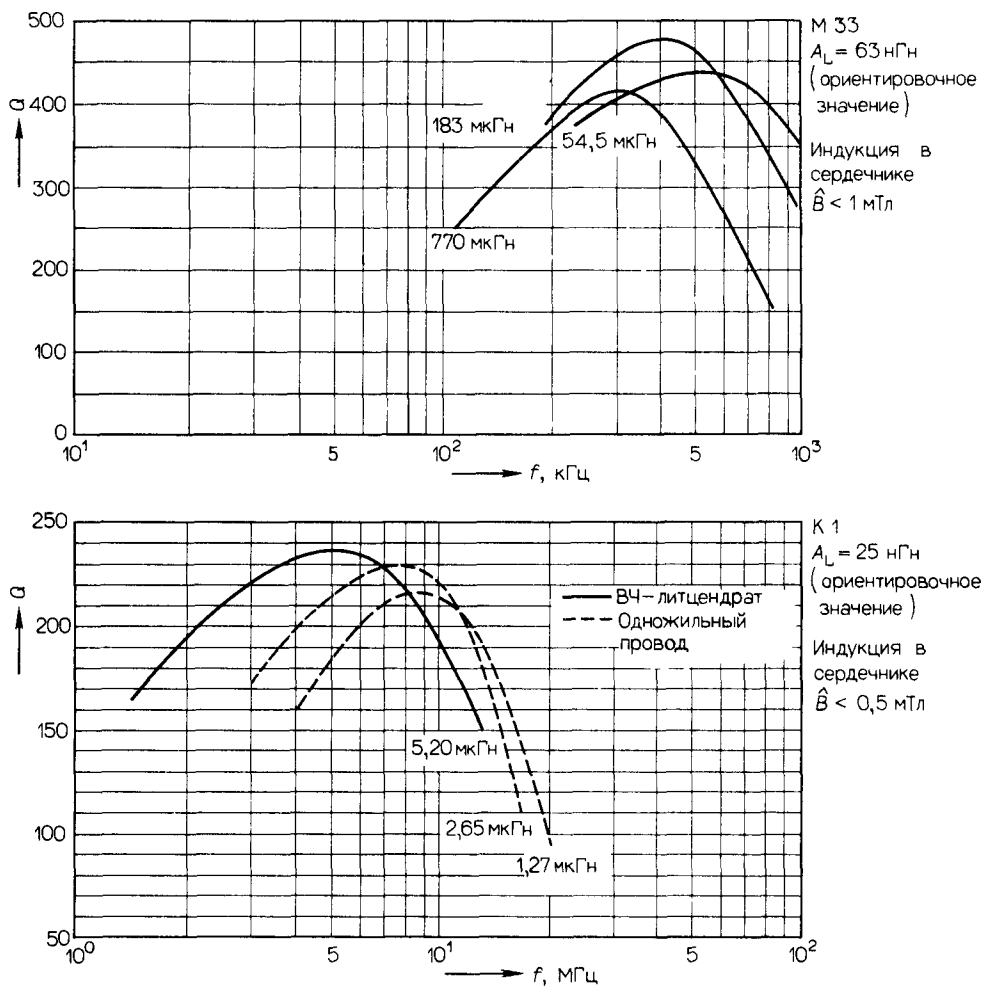


Таблица 3.44. К рис. 3.22

L (в мкГн) для		Число витков	Провод, ВЧ-литцендрат	Число секций	Диаметр $\varnothing^*$, мм
$A_L = 40$ нГн	$A_L = 63$ нГн				
M33	770	100	$20 \times 0,04$ CuL	1	—
$A_L = 63$ нГн	183	52	$45 \times 0,04$ CuL	1	
	54,5	29	$90 \times 0,04$ CuL	1	
K1	5,20	14	$45 \times 0,04$ CuLS	1	6,6
$A_L = 25$ нГн	2,65	10	0,5 CuL	1	6,6
	1,27	7	0,6 CuL	1	6,4

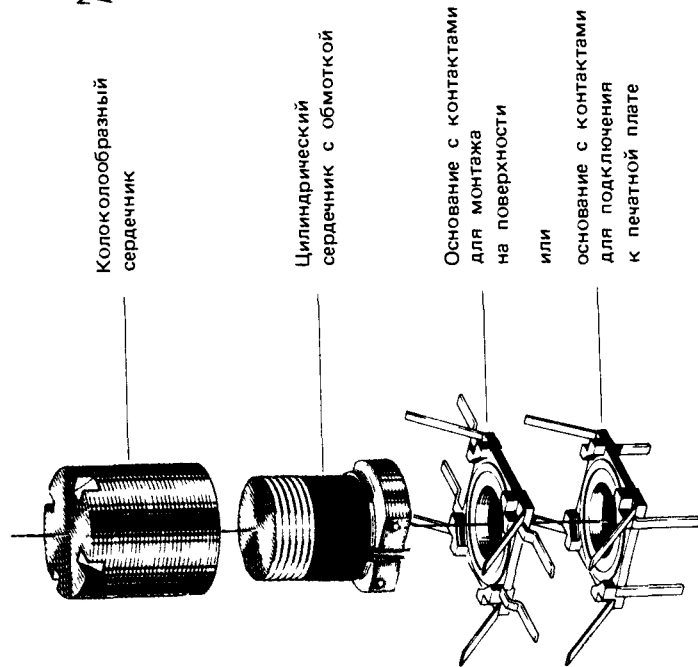
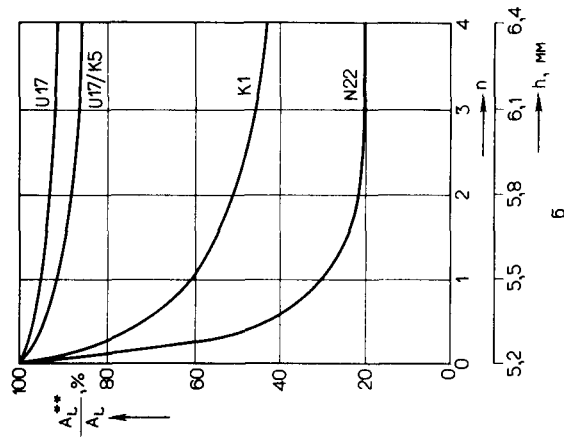
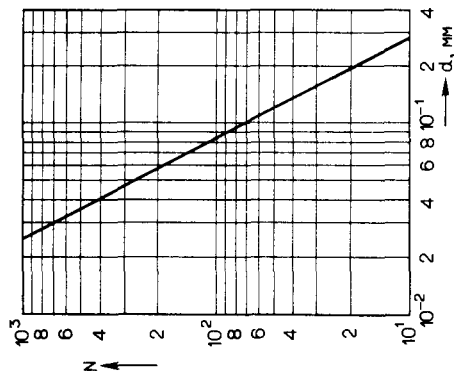


Рис. 3.23. Составные части конструкции катушки индуктивности с миниатюрным ферритовым сердечником размером 4,6 × 5,2 мм

Используемое сечение обмотки A_N , мм ²	Средняя длина витка L_N , мм	Значение A_R , мкОм
0,84	6,9	280

Диапазон регулировки и соответствующая высота сердечника h при n оборотах колоколообразного сердечника



а

б

* $R_{Cu} = A_R \times N^2$ (сопротивление постоянному току = $A_R \times$ квадрат числа витков). Значение A_R в данном случае задается для коэффициента заполнения меди $f_{Cu} = 0,5$.

** 100% $\hat{=}$ полностью вывинченному колоколообразному сердечнику.

Рис. 3.24. Максимально возможное число витков N в зависимости от диаметра наматываемого провода с изоляцией (а) и подстроечная характеристика в зависимости от применяемого материала (б) при использовании катушек с ферритовым сердечником, выполненных в соответствии с конструкцией, изображенной на рис. 3.23

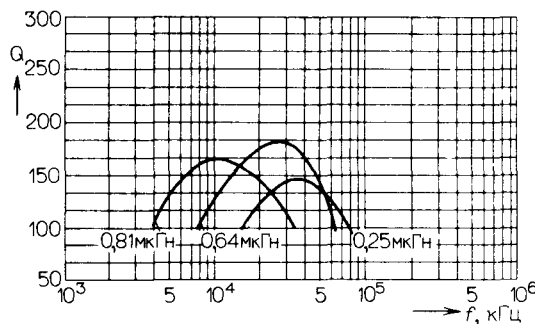
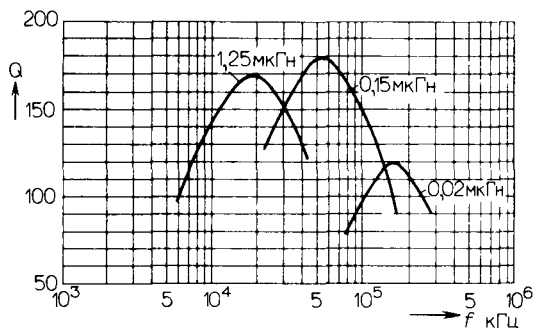


Рис 3 25 Значения добротности отдельных экземпляров катушек индуктивности с ферритовым сердечником выполненных в соответствии с рис 3 23. Общее правило: достижимая добротность растет с увеличением размеров сердечника

Таблица 3 45 К рис 3 25

Материал U 17

L мкГн	Провод	Число витков	Число слоев
1.25	0.18 CuL	14	2
0.15	0.23 CuL	4	1
0.020	0.23 CuL	1	

Материал U 17/K5

L мкГн	Провод ВЧ литцендрат	Число витков	Число слоев
0.81	32 x 0.025 IS	9	2
0.64	0.18 CuL	8	1
0.25	0.23 CuL	5	1

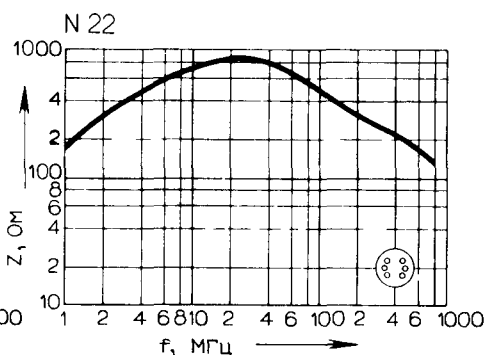
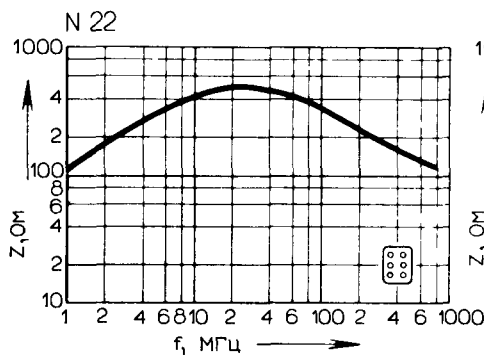
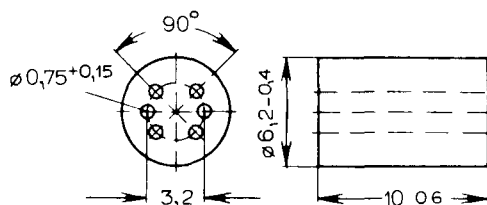
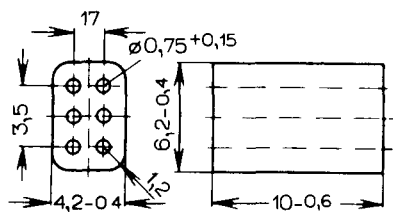


Рис 3 26 Схемы и частотные параметры ВЧ-дросселей, значения Z приведены для сердечников, полностью заполненных обмоткой. Эти ферритовые элементы вследствие их собственной чрезвычайно малой добротности (Q1) практически свободны от резонансов. Дроссели данного типа можно использовать и в других частотных диапазонах.

Таблица 3.46. Электрические характеристики различных типов серийно выпускаемых миниатюрных ВЧ-дросселей на ферритовых сердечниках
 Типичные габаритные размеры составляют $4 \times 9,5$ мм; чем миниатюрнее дроссели, тем на меньшую величину тока они рассчитаны

Индуктивность L, мкГн	Допуск, %	Добротность $Q_{\min}$	Частота, МГц	Номинальный ток I_N , мА	Сопротивление постоянному току $R_{\max}$, Ом	Резонансная частота $f_{\min}$, МГц
1	± 10	60	7,9	1250	0,16	295
1,5		60		1100	0,2	250
2,2		70		1000	0,25	220
3,3		70		950	0,28	175
4,7		80		850	0,34	155
6,8		80		800	0,38	135
10	± 5	80	2,5	750	0,46	90
15		70		660	0,58	17
22		60		600	0,7	13
33		50		550	0,87	11
47		50		500	1,05	9
68		40		450	1,3	6
100	± 5	70	0,79	350	1,9	5
150		70		250	4	3,9
220		70		220	5	3,7
330		70		200	6,2	2,9
470		70		180	7,5	2,5
680		60		160	9,4	2,2
1000	± 5	50	0,25	130	14	1,6
1500		50		110	20	1,4
2200		40		85	32	1,1
3300		40		70	46	1,0
4700		40		55	70	0,7

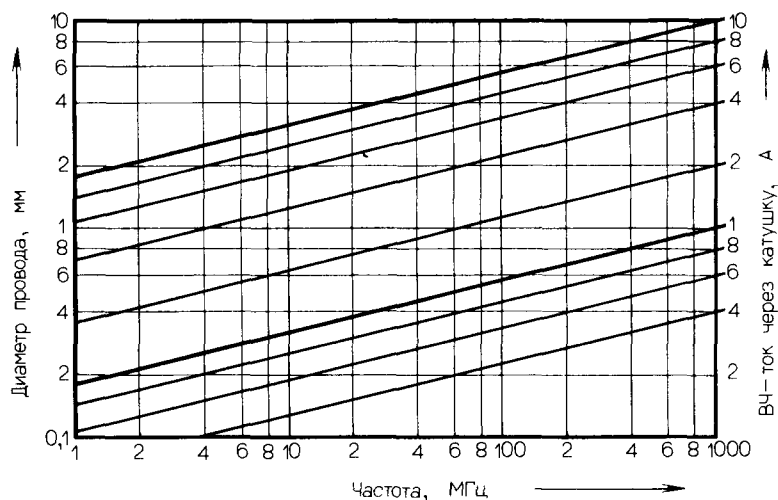


Рис. 3.27. Зависимость среднего диаметра медного провода и протекающего тока от частоты для бескаркасных катушек индуктивности (тип РА). Для эффективного отвода тепла расстояние между витками катушки должно быть не менее половины диаметра провода.

Таблица 3.47. Параметры медных проводов с лаковой изоляцией и проводов с лаковой и шелковой изоляцией

Номинальный диаметр (= диаметру провода), мм	Внешний диаметр провода с изоляцией (маск величина)				Сопротивление постоянному току (номинальное значение при 20 °C), Ом/м
	Однослойная лаковая изоляция L, мм	Двухслойная лаковая изоляция 2L, мм	Однослойная лаковая и шелковая изоляция (натуральный шелк) LS, мм	Однослойная лаковая изоляция и шелковая изоляция (искусственный шелк) LKc, мм	
0,03	0,038	0,041	0,077		24,39
* 0,032	0,040	0,043	-		21,44
0,036	0,045	0,049			16,94
* 0,04	0,050	0,054	0,087	-	13,72
0,045	0,056	0,061			10,84
* 0,05	0,062	0,068	0,100		8,781
0,056	0,069	0,076		-	7,000
0,06	0,074	0,081	0,110	0,125	6,098
* 0,063	0,078	-			5,531
* 0,071	0,088	0,095			4,355
* 0,08	0,098	0,105	0,133	0,148	3,430
* 0,09	0,110	0,117	0,147	0,162	2,710
* 0,1	0,121	0,129	0,157	0,172	2,195
* 0,112	0,134	0,143			1,750
* 0,125	0,149	0,159			1,405
* 0,14	0,166	0,176	0,204	0,219	1,120
0,15	0,177	0,188	0,214	0,229	0,9756
* 0,16	0,187	0,199	0,225	0,240	0,8575
0,17	0,198	0,210	0,235	0,250	0,7596
* 0,18	0,209	0,222	0,245	0,260	0,6775
0,19	0,220	0,233	0,255	0,270	0,6081
* 0,2	0,230	0,245	0,265	0,280	0,5488
* 0,224	0,256	0,272			0,4375
* 0,25	0,284	0,301	0,325	0,335	0,3512
* 0,28	0,315	0,334	0,357	0,367	0,2800
0,3	0,336	0,355	0,377	0,387	0,2439
* 0,315	0,352	0,371			0,2212
* 0,355	0,395	0,414			0,1742
* 0,4	0,442	0,462	0,484	0,504	0,1372
* 0,45	0,495	0,516	0,541	0,561	0,1084
* 0,5	0,548	0,569	0,591	0,611	0,08781
* 0,56	0,611	0,632	-		0,07000
0,6	0,654	0,674	0,699	0,719	0,06098
* 0,63	0,684	0,706			0,05531
* 0,71	0,767	0,790			0,04355
* 0,75	0,809	0,832	0,862	0,882	0,03903
* 0,8	0,861	0,885	0,912	0,932	0,03430
* 0,85	0,913	0,937		0,992	0,03038
* 0,9	0,965	0,990		1,042	0,02710
* 0,95	1,017	1,041		1,092	0,02432
* 1	1,068	1,093		1,142	0,02195

Обозначенные звездочкой (*) номинальные диаметры провода соответствуют рекомендациям IEC 182-1, издание 1964 г., часть 1 «Диаметры проводников для круглых обмоточных проводов», их следует преимущественно применять

Таблица 3.48. Параметры медных проводов с лаковой изоляцией (литцендрат) и шелковой изоляцией или без нее

Размеры проводов (литцендрат), мм	Номинальный ди- аметр провода с ла- ковой изоляцией,	Внешний диаметр провода (литцендрата) с изоляцией (макс. величина)			Сопротивление постоянному току (номинальное значение при 20 °С), Ом/м
		без обмотки,	с обмоткой		
			один слой нату- рального шелка S, мм	два слоя нату- рального шелка 2S, мм	
1 × 12 × 0,04	0,04	0,208	0,243	0,278	1,190
1 × 15 × 0,04		0,228	0,268	0,298	0,950
1 × 20 × 0,04		0,260	0,300	0,330	0,710
1 × 30 × 0,04		0,321	0,361	0,391	0,475
1 × 45 × 0,04		0,400	0,440	0,470	0,316
1 × 10 × 0,05	0,05	0,226	0,266	0,296	0,910
1 × 15 × 0,05		0,282	0,322	0,352	0,610
1 × 20 × 0,05		0,322	0,362	0,392	0,456
1 × 30 × 0,05		0,398	0,438	0,468	0,304
1 × 45 × 0,05		0,496	0,536	0,566	0,203
1 × 3 × 0,07	0,07	0,184	0,219	0,254	1,550
1 × 6 × 0,07		0,255	0,295	0,325	0,780
1 × 10 × 0,07		0,310	0,350	0,380	0,465
1 × 15 × 0,07		0,387	0,427	0,457	0,310
1 × 20 × 0,07		0,442	0,482	0,512	0,232
1 × 30 × 0,07		0,546	0,586	0,626	0,155
1 × 45 × 0,07		0,680	0,720	0,760	0,103
3 × 20 × 0,04	0,04	0,475	0,515	0,545	0,237
3 × 30 × 0,04		0,590	0,630	0,670	0,158
3 × 45 × 0,04		0,735	0,775	0,815	0,105
3 × 20 × 0,05	0,05	0,588	0,628	0,668	0,152
3 × 30 × 0,05		0,732	0,772	0,812	0,101
3 × 40 × 0,05		0,856	0,906	0,956	0,076
3 × 20 × 0,07	0,07	0,807	0,847	0,887	0,078
3 × 30 × 0,07		1,005	1,055	1,105	0,0517
3 × 45 × 0,07		1,250	1,300	1,350	0,0344

Таблица 3.49. Диаметр и обозначение проводов

Приводится обозначение проводов, принятое в США (так называемый AWG-номер), и соответствующее значение диаметра (провод без изоляции)

AWG-номер	Диаметр, мм	AWG-номер	Диаметр, мм	AWG-номер	Диаметр, мм	AWG-номер	Диаметр, мм
1	7,348	11	2,305	21	0,723	31	0,227
2	6,544	12	2,053	22	0,644	32	0,202
3	5,827	13	1,828	23	0,573	33	0,180
4	5,189	14	1,628	24	0,511	34	0,160
5	4,621	15	1,450	25	0,455	35	0,143
6	4,115	16	1,291	26	0,405	36	0,127
7	3,665	17	1,150	27	0,361	37	0,113
8	3,264	18	1,024	28	0,321	38	0,101
9	2,906	19	0,912	29	0,286	39	0,090
10	2,588	20	0,812	30	0,255	40	0,080

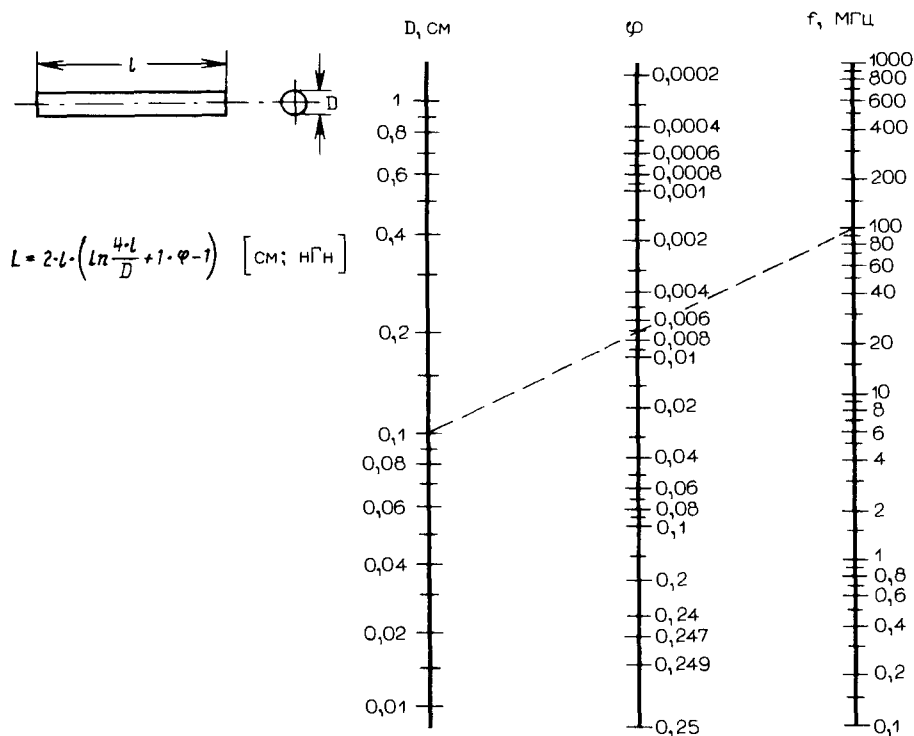
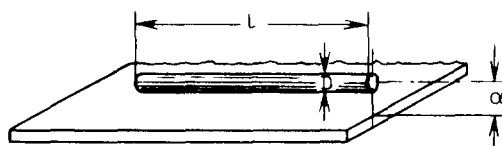


Рис. 3.28. Расчет индуктивности круглых монтажных проводов с учетом влияния скин-эффекта. При расчете предполагается, что расстояние от проводящей поверхности больше $10D$ (провода)



для $l \gg \alpha$
$$L = l \cdot 1,8 \cdot \left(\ln \frac{4 \cdot \alpha}{D} + 1 \cdot \varphi \right) \quad [\text{см}; \text{нГн}]$$

φ получено из рис. 3.28

Рис 3.29. Расчет индуктивности монтажного провода, расположенного на большом расстоянии от проводящей поверхности. Для учета скин-эффекта, зависящего от частоты, используется корректирующий коэффициент φ , полученный из рис 3.28

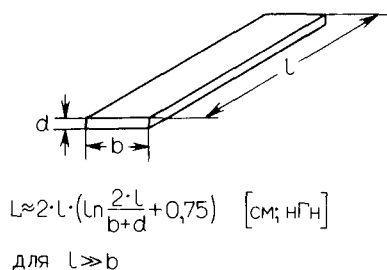


Рис. 3.30. Расчет индуктивности плоского монтажного провода. Формула приближенная.

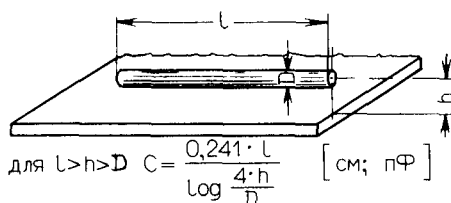


Рис. 3.31. Расчет емкости круглого монтажного провода, расположенного на большом расстоянии от проводящей поверхности.

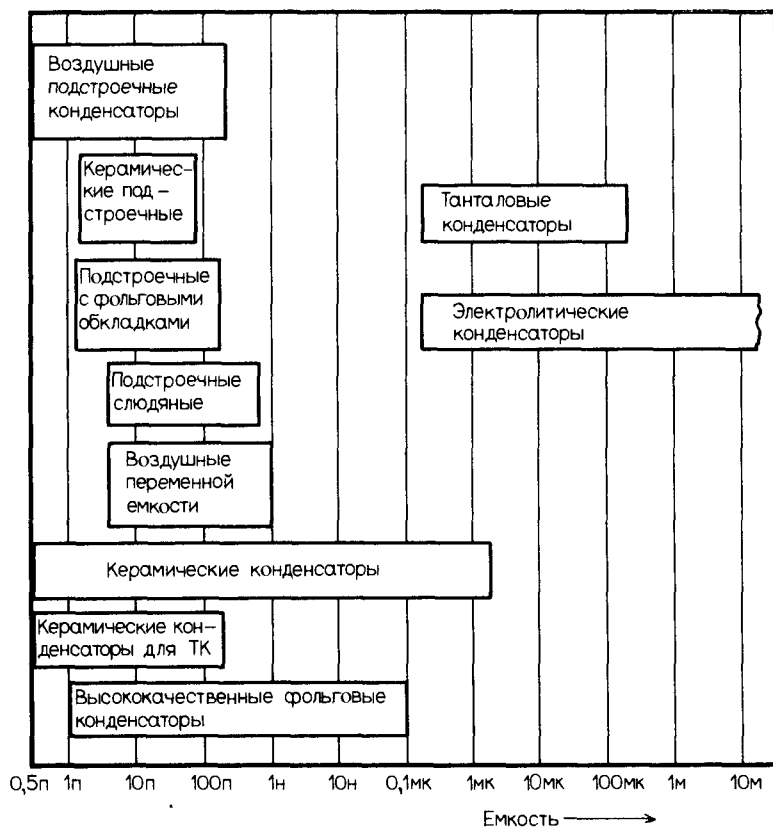


Рис. 3.32. Типовые диапазоны значений емкости (в долях Ф) конденсаторов, наиболее часто используемых в радиоэлектронных приборах (с указанием технологии и конструкции).

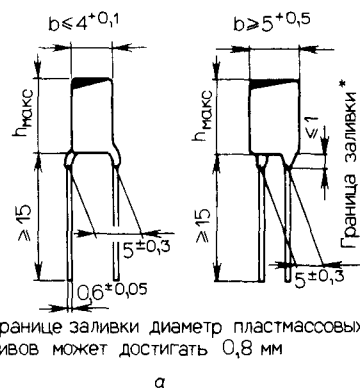
Таблица 3.50. Основные типы керамических ВЧ-конденсаторов

Сокращенное обозначение DIN	Размеры, мм d × l	NDK-керамика, тип 1		HDK-керамика, тип 2		Вид	
		Класс применения	U _N , В	C _N , пФ	Класс применения		U _N , В
Трубчатые конденсаторы							
RDLL 3	от 10 до 30	GPGKR	400	1-560	GPGLR	400	0,47-10
RDLT 3	от 10 до 30	FPFKR	400	1-560	FPFLR	400	0,47-10
Проходные и опорные конденсаторы							
DSLKA 3	7	GPG	400	2,5-68	GPG	400	0,082 2,2
DSLKA 3	7				HPG	63	22 47
D*ML 3	14	GPGKK	250	5-120	GPGLR	250	0,6-3,2
RFZL 4	7,5-9				GPFLR	350	0,25 2,5
Плоские конденсаторы							
ZD*U 6	5-19				HPG	63	4,7 220
ZDGT 6	5-19				HPF	63	4,7 220
Многослойные конденсаторы							
K*FQ	от 2 × 1 до 10 × 9	FKFKR	100	2,2 22 нФ	FKFLR	100	0,068-560
K*FQ	от 2 × 1 до 10 × 9				LPF	100	0,47 2200
KDPU	от 5 × 5 до 12 × 12	FKFKR	200	10 27 нФ	FKFLR	200	0,33-220
KDPU	от 5 × 5 до 12 × 12	FKFKR	100	2,2 27 нФ	FKFLR	100	0,33 510
KDPU	от 5 × 5 до 12 × 12				LPF	100	4,7-2200
Импульсные трубчатые конденсаторы							
RDLL 4	20				GPF	1500	0,27-1,5
RDLT 4	20				FPF	1500	0,27-1,5
RDLT 4	20-42	FPF	3 кВ	22 150			
RDLL	от 4 × 35 до 8 × 65	GPG	7 кВ	27-220			
Дисковые конденсаторы							
Ширина × Высота							
ED*U	от 3 × 4 до 6 × 9	GPG	63	1-560	GPG	63В	0,18-4,7
EED*U	от 3 × 4 до 6 × 9				HSG	40В	1-22
Диаметр							
SDD**	5-12	GPG	400	0,5-330	GPG	400	0,068-6,8
SDPT	5-12	FPF	400	0,5-330	FPF	400	0,068-6,8
KPDT 12	12 × 12	HPFHR	100	4 390			

Таблица 3.51. Керамические прямоугольные дисковые конденсаторы в пластмассовой оболочке. (К рис. 3.33,а.)

Керамика класса 1 В и класса 2

Тип керамики	NDK и HDK
Класс испытаний IEC	40/085/04
Класс применения	GPG
Нижняя рабочая температура, °C	G - 40
Верхняя рабочая температура, °C	P + 85
Класс влагозащиты	G
Рабочее напряжение, В	63



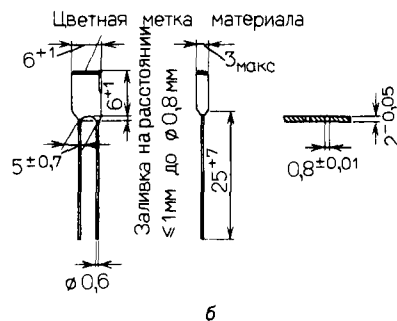
* На границе заливки диаметр пластмассовых приливов может достигать 0,8 мм

а

Рис. 3.33, а.

Таблица 3.52. Керамические плоские конденсаторы в пластмассовой оболочке. (К рис. 3.33,б.) Керамика 2. Установочный размер 5 мм

Тип керамики	HDK
Класс испытаний IEC	40/085/21
Класс применения	GPF
Нижняя рабочая температура, °C	G - 40
Верхняя рабочая температура, °C	P + 85
Класс влагозащиты	F
Коэффициент потерь tgδ	≤ 35 · 10 ⁻³
Сопротивление изоляции, МОм	> 5 · 10 ³
Рабочее напряжение, В	250



б

Рис. 3.33, б.

Таблица 3.53. Керамические дисковые конденсаторы в пластмассовой оболочке. (К рис. 3.33, в.) Керамика класса 1 В и класса 2

Тип керамики	NDK и HDK
Класс испытаний IEC	40/085/04
Класс применения	GPG
Нижняя рабочая температура, °C	G - 40
Верхняя рабочая температура, °C	P + 85
Класс влагозащиты	G
Рабочее напряжение, В	400

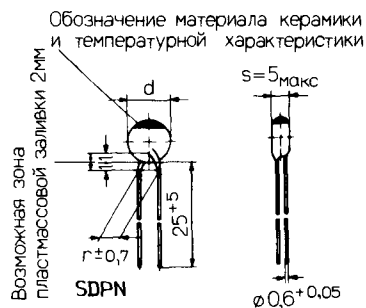


Рис. 3.33, в

Таблица 3.54. Керамические плоские конденсаторы в пластмассовой оболочке. (К рис. 3.33, г.) Керамика класса 2

Установочный размер, мм	2,5
Сокращенное обозначение DIN 41930	ZDGU 4
Класс испытаний IEC	40/085/56
Класс применения	GPF
Нижняя рабочая температура, °C	G - 40
Верхняя рабочая температура, °C	P + 85
Класс влагозащиты	F
Коэффициент потерь tgδ на частоте 1 кГц	≤ 50 · 10 ⁻³
Температурная характеристика	2 E 4 Y5U, Z5U
Сопротивление изоляции, МОм	≤ 10 нФ R _{is} > 5 · 10 ³ МОм > 10 нФ τ > 50 с (МОм · мкФ)
Рабочее напряжение, В	63

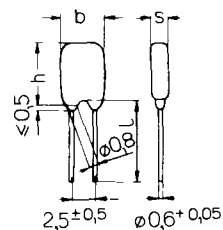


Рис. 3.33, г.

Рис. 3.33. Керамические прямоугольные, плоские и дисковые конденсаторы (а г) с различными характеристиками и областями применения. Указанные конденсаторы не должны использоваться в ВЧ-фильтрах, так как они могут вызвать интермодуляционные искажения (следует применять трубчатые и многослойные).

Таблица 3.55. Типичные характеристики керамических многослойных конденсаторов
Указанные конденсаторы с успехом используются в высококачественных резонансных цепях

Тип керамики и класс	NDK, класс 1 В	HDK	Класс 2
Температурная характеристика IEC (материал)	CG (NPO)	2C1 (S1400)	2E4 (S6000)
Обозначение по стандарту EIA RS-198-B	COG	X7R	Z5U
Класс применения DIN 40040.2.73	FKF	FKF	HPF
Нижняя рабочая температура, °C	F -55	F -55	H -25 *
Верхняя рабочая температура, °C	K +125	K +125	P +85
Требования к влагонепроницаемости	F	F	F
Относительная влажность в течение года, %	≤75	≤75	≤75
30 дней в году, %	95	95	95
В обычные дни, %	85	85	85
Класс климатических испытаний согласно публикации 68-1 IEC и DIN 40045, 40046	55/125/56	55/125/56	25/085/56
Условия измерения емкости C и коэффициента потерь tgδ Частота измерения f = 1 МГц f = 1 кГц	для C ≤ 1000 пФ для C > 1000 пФ	> 50 пФ	> 50 пФ
Эффективное значение испытательного напряжения, В	1	0,3	0,3
Коэффициент потерь tgδ > 50 пФ (границное значение) ≤ 50 пФ	$< 1 \cdot 10^{-3}$ $< \left(\frac{15}{C} + 0,7 \right) 10^{-3}$	$< 25 \cdot 10^{-3}$	$< 30 \cdot 10^{-3}$
Изоляция ** Сопротивление изоляции R _и , МОм при 25°C при 125°C постоянная времени τ(МОм·мкФ), с при 25°C при 125°C	10 ⁵ 10 ⁴ 1000 100	10 ⁴ 10 ⁴ 1000 100	10 ⁴ 500
Старение Значение изменения емкости для каждой логарифмической временной декады (в часах)	—	-2%	-5%
Условия пайки Рекомендуемая температура пайки, °C Максимальная температура пайки, °C	210 240	Рекомендуется пайка волной при максимальной температуре 220°C Состав припоя: 60% Sn, 36% Pb, 4% Ag с температурой плавления 183°C; рекомендуется применять среднеактивные органические флюсы	
Время пайки, с	макс. 5		

* Допускается хранение при температуре до -55°C

** Приведены минимальные значения.

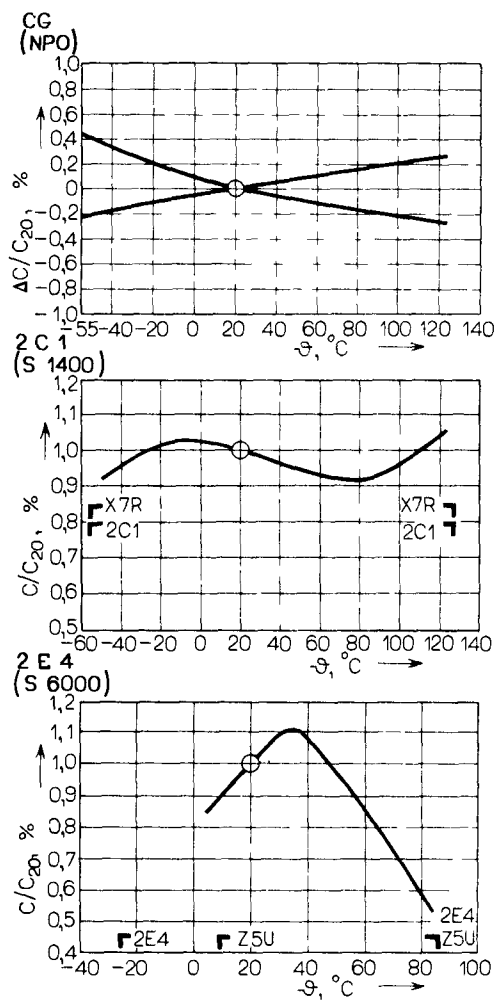


Рис 3 34 Зависимость емкости керамических многослойных конденсаторов от температуры, параметры конденсаторов приведены в табл 3 55.

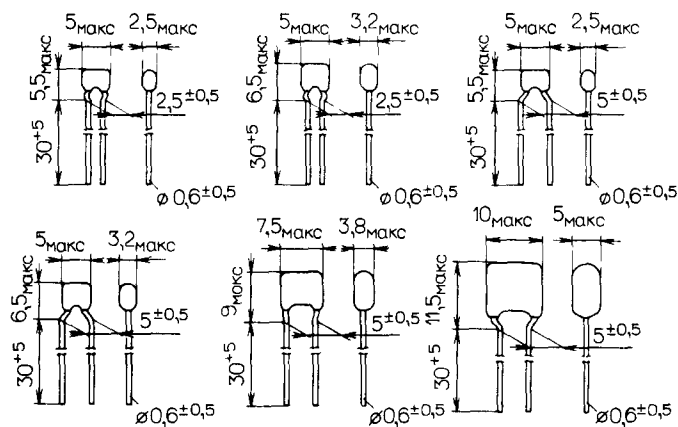


Рис 3 35 Габаритные размеры керамических многослойных конденсаторов (номинал $\leq 2,2$ мкФ), параметры конденсаторов приведены в табл 3 55

Таблица 3.56. Типичные значения частоты собственного резонанса керамических конденсаторов в зависимости от их емкости и длины выводов

Емкость		Частота (в МГц) при длине выводов *			
		30 мм	25 мм	15 мм	10 мм
22	нФ	8	9,2	11	13
10	нФ	13	15	18	21
4,7	нФ	16	18,5	22	25,7
2,2	нФ	25	28,5	34	39,5
1	нФ	43	52	62	73
470	пФ	60	68	72	85
330	пФ	62	71	86	100
100	пФ	130	150	180	210
56	пФ	205	242	290	350

* Общая длина

Рис. 3.36.

Тип керамики и класс применения

NDK:FKF

HDK:FKF и HPF

Рабочее напряжение: 50В_~.

Без приливов

Безвыводные

Металлизация: Ag и Pd

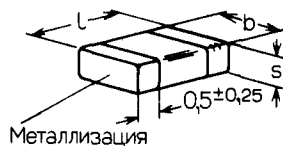


Таблица 3.57. Габаритные размеры керамических многослойных безвыводных конденсаторов (область значений $\leq 1,5$ мкФ) в соответствии с табл. 3.55. (К рис. 3.36.)

Сокращенное обозначение IEC	Размеры, мм			Вес, мг
	l	b _{макс}	s _{макс}	
0805	2,3 — 0,6	1,5	1,3	9–26
1005	2,8 — 0,6	1,5	1,3	12–32
1805	5,0 — 1,0	1,5	1,3	34–87
1210	3,6 — 0,8	2,8	2,0	50–121
1812	5,0 — 1,0	3,6	2,0	90–215
2220	6,2 — 1,0	5,5	2,0	187–410

Таблица 3.58. Характеристики типичных ВЧ-конденсаторов с фольговыми обкладками
Указанные конденсаторы с успехом используются в высококачественных резонансных цепях, в особенности это относится к конденсаторам с оптимальной добротностью типа KS. В данном случае не следует опасаться интермодуляционных искажений

Тип	Технология	Рабочее напряжение, В	Область значений емкости, нФ	Допуск, %	$\operatorname{tg} \delta$ на частоте 1 кГц	R_1 , МОм
FKP (КР)	Полипропилен/алюминиевая фольга	630/1000/1500	1-68	$\pm 2,5/\pm 5/\pm 10/\pm 20$	$(1-3) \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^6$
MKP	Полипропилен/металлизация алюминием	160/250/400/630/1000	10-4700	$\pm 10/\pm 20$	$(1-3) \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^4$
MKS	Поликарбонат/металлизация алюминием	63/100/160/400/630/1000	10-22000	$\pm 10/\pm 20$	$(1-3) \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^4$
MKS	Полиэстер/металлизация алюминием	63/100/250/400/630/1000	10-33000	$\pm 10/\pm 20$	$6,5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^4$
FKC	Поликарбонат/металлическая фольга	100/160/400/630/1000	0,1-47	$\pm 5/\pm 10/\pm 20$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^6$
FKS	Полиэстер/металлическая фольга	100/160/400	1-100	± 20	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^6$
TFM	Политерэфталзоирэстер/металлизация алюминием	63/100/160	10-10000	± 20	$(5-10) \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^4$
MKT	Полиэстер/металлизация	100/250/400	10-5600	$\pm 10/\pm 20$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^4$
KT	Полиэстеровая фольга/металл	160/400	1-330	$\pm 5/\pm 10$	$4 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^5$
KS	Полистироловая фольга/металл (стирофлекс)	63/125/250/500	0,05-160	$\pm 1 \dots \pm 5$	$(0,2-0,3) \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^6$
PKP	Бумага и полипропиленовая фольга/металл	750/1500	1,5-27	± 5	$1 \cdot 10^{-3}$	$7,5 \cdot 10^4$
PKT	Бумага и полиэстеровая фольга/металл	250В, 50 Гц	4,7-220	$\pm 10/\pm 20$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^3$

Рис. 3.37, а.

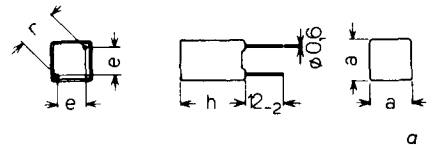


Таблица 3 59. К рис. 3.37, а

Класс испытаний IEC	40/070/21
Класс применения DIN и эталон надежности	GSE/ZR
Нижняя рабочая температура, °C	G - 40
Верхняя рабочая температура, °C	S + 70
Класс влагозащиты	E
Коэффициент надежности, ч ⁻¹	Z 200 × 10 ⁻⁹
Длительность функционирования, ч	R 10 ⁵
Коэффициент потерь tgδ (10 кГц) (100 кГц)	(< 0,2 до 0,4) · 10 ⁻³ (< 0,3 до 0,4) · 10 ⁻³
Температурный коэффициент емкости α _c , К ⁻¹	- (120 ± 60) × 10 ⁻⁶
Сопротивление изоляции R _и , МОм	10 ⁵
Класс точности i _z	< (0,25% + 0,4 пФ)
Рабочее напряжение, В	63

Рис. 3.37, б.

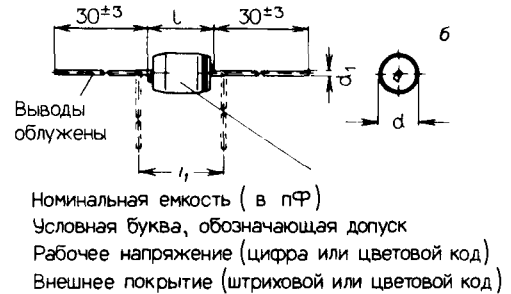


Таблица 3.60. К рис. 3.37, б

Класс испытаний IEC	25/085/04
Класс применения DIN и эталон надежности	HPE
Нижняя рабочая температура, °C	H - 25
Верхняя рабочая температура, °C	P + 85
Класс влагозащиты	E (допускается редкое и незначительное увлажнение)
Коэффициент потерь tgδ (10 кГц)	(< 0,2 до 0,3) · 10 ⁻³
Температурный коэффициент емкости α _c , К ⁻¹	- (200 ± 50) × 10 ⁻⁶
Сопротивление изоляции R _и , МОм	> 10 ⁵
Рабочее напряжение, В	160; 630
Класс точности i _z	< (0,3% + 0,4 пФ)

Таблица 3.61. К рис. 3.37, в

Класс испытаний IEC	40/085/04
Класс применения DIN и эталон надежности	GPE
Нижняя рабочая температура, °C	G - 40
Верхняя рабочая температура, °C	P + 85
Класс влагозащиты	E (допускается редкое и незначительное увлажнение)
Коэффициент потерь $\operatorname{tg} \delta$ (1 кГц) (100 кГц)	$(< 0,1 \text{ до } 0,3) \cdot 10^{-3}$ $(< 0,3 \text{ до } 0,5) \cdot 10^{-3}$
Температурный коэффициент емкости α_c , K^{-1}	$-(200 \pm 50) \times 10^{-6}$
Сопротивление изоляции R_{is} , МОм	$> 10^5$
Рабочее напряжение, В	63; 160; 630
Класс точности $ i_z $	$> (0,3\% + 0,4 \text{ пФ})$

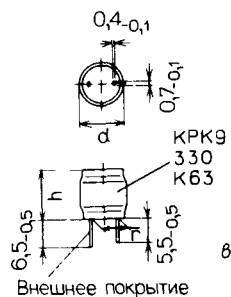


Рис. 3.37, в.

Рис. 3.37. Различные характеристики и конструкции (а-г) конденсаторов с фольговыми обкладками и оптимальной добротностью типа КС. Эти конденсаторы можно использовать как чипы.

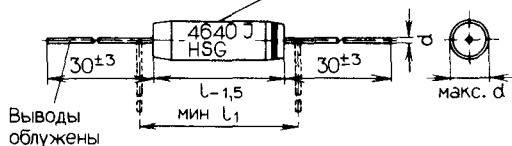
Номинальная емкость (в пФ)

Условная буква, обозначающая допуск

Рабочее напряжение (цифра или цветовой код)

Внешнее покрытие (штриховой или цветовой код)

$l-1,5$	l_1	d
11,5	5	15.



г

Рис. 3.37, г.

Таблица 3.62. К рис. 3.37, г

Класс испытаний IEC	25/070/04
Класс применения DIN и эталон надежности	HSG/LR
Нижняя рабочая температура, °C	H - 25
Верхняя рабочая температура, °C	S + 70
Класс влагозащиты	G
Коэффициент надежности, $ч^{-1}$	Z 300×10^{-9}
Длительность функционирования, ч	R 10^5
Коэффициент потерь $\operatorname{tg} \delta$ 10 кГц 100 кГц	$< 0,2 \times 10^{-3}$ $< 0,4 \times 10^{-3}$
Температурный коэффициент емкости α_c , K^{-1}	$-(150 \pm 50) \times 10^{-6}$
Сопротивление изоляции R_{is} , МОм	$> 10^4$
Класс точности $ i_z $	$< (0,3\% + 0,4 \text{ пФ})$
Рабочее напряжение, В	160

$$C = 0,0885 \cdot \frac{F}{a}$$

Для круглых пластин:

$$C = 0,07 \cdot \frac{D^2}{a}$$

Для n пластин:

$$C = 0,0885 \cdot (n-1) \cdot \frac{F}{a}$$

[см; см²; пФ]

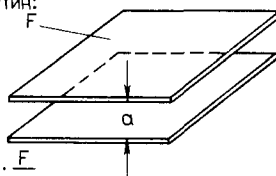


Рис. 3.38. Расчет емкости двух или более пластин; в последнем случае предполагается, что пластины соединены друг с другом попарно через одну.

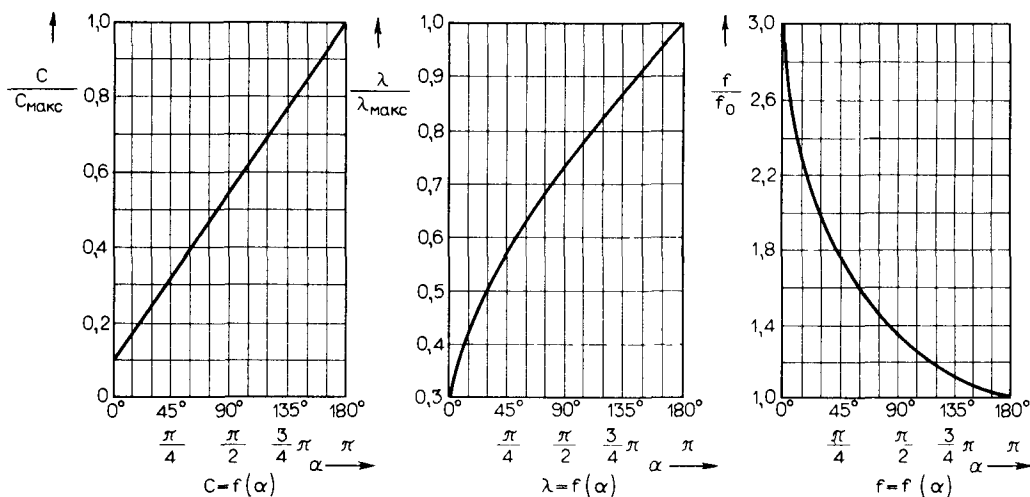
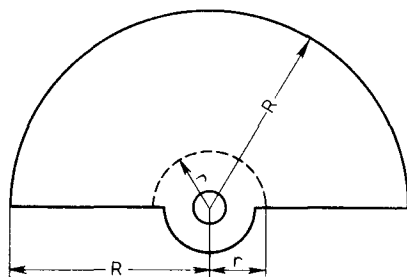


Рис. 3.39. Зависимости C , λ и f от угла поворота для конденсаторов с обкладками полукруглой формы (конденсаторы переменной емкости и подстроечные конденсаторы).

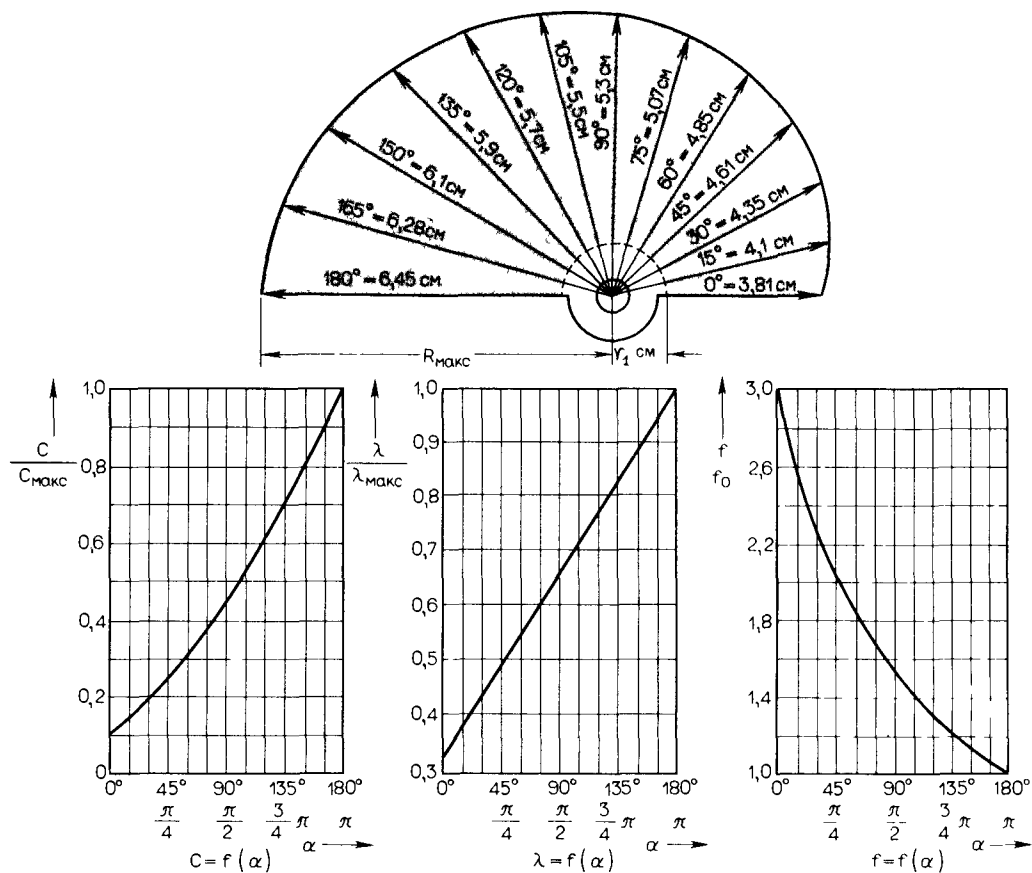


Рис. 3.40 Зависимости C , λ и f от угла поворота для конденсаторов с обкладками λ -образной формы (конденсаторы переменной емкости). Конденсаторы, у которых зависимость от угла поворота линейная, имеют обкладки, огибающая которых описывается логарифмической кривой. Эти конденсаторы обладают хорошей механической и электрической стабильностью параметров.

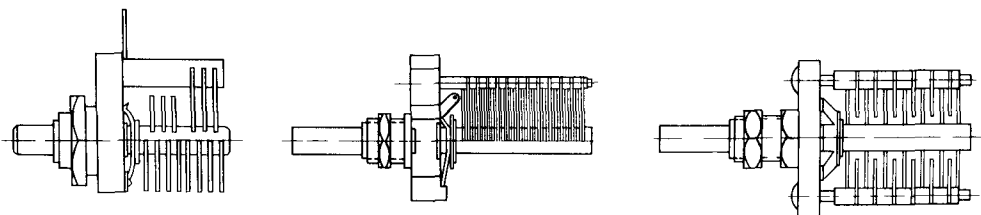


Рис. 3.41 Пример конструктивного выполнения конденсаторов переменной емкости для высоких частот (ВЧ и СВЧ), эти конденсаторы можно использовать в качестве подстроечных.

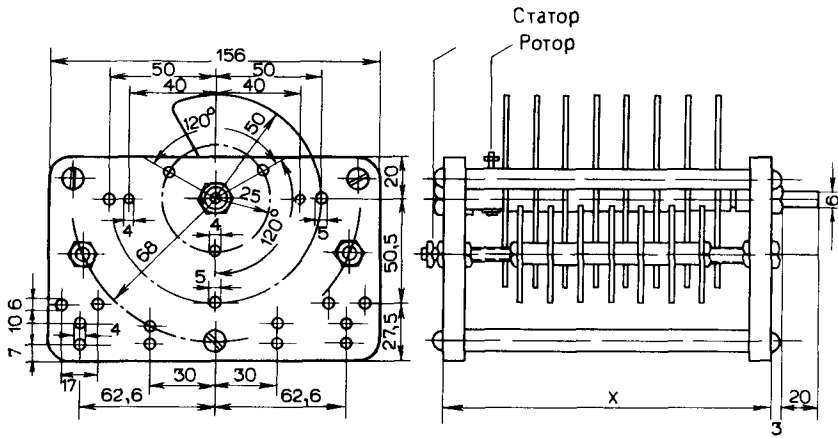


Рис. 3.42. Конструкция конденсатора переменной емкости с максимальной емкостью 200 пФ для мощных каскадов передатчиков; расстояние между обкладками конденсатора составляет 2,5 мм при общей длине конструкции около 150 мм.

Таблица 3.63. Пробивное напряжение для воздушных конденсаторов в зависимости от расстояния между пластинами
В случае использования этих конденсаторов в цепях, где одновременно действуют постоянное и переменное напряжения, следует складывать их значения

Пиковое напряжение U_n , кВ	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5
Расстояние между пластинами, мм	0,4	0,8	1,3	1,5	1,8	2,1	2,6	3	3,6	4

Таблица 3.64. Типовые электрические характеристики практически оптимальных конструкций подстроечных конденсаторов

Конструкция	Температурный коэффициент, $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	$\text{tg}\delta$, $10^{-3}/1 \text{ МГц}$	ΔC , пФ
Керамика № 750	-750	≈ 1	50
Спиральный подстроечный конденсатор с особым напылением земляной обкладки	-100 +50	$< 2,5$	20
Подстроечный воздушный конденсатор (I)	$+20/\pm 75$	$\approx 0,5$	50
Подстроечный воздушный конденсатор (II)	$+150/\pm 150$	$\approx 0,5$	50
Полиэтилен фольга	$-750/\pm 300$	≈ 1	20
Полипропилен - фольга	$-350/\pm 250$	≈ 1	40
Поликарбонат - фольга	$0/\pm 300$	≈ 5	70
Тефлон фольга	$-250/\pm 150$	$\approx 0,5$	25

(3 при $\approx 100 \text{ МГц}$)

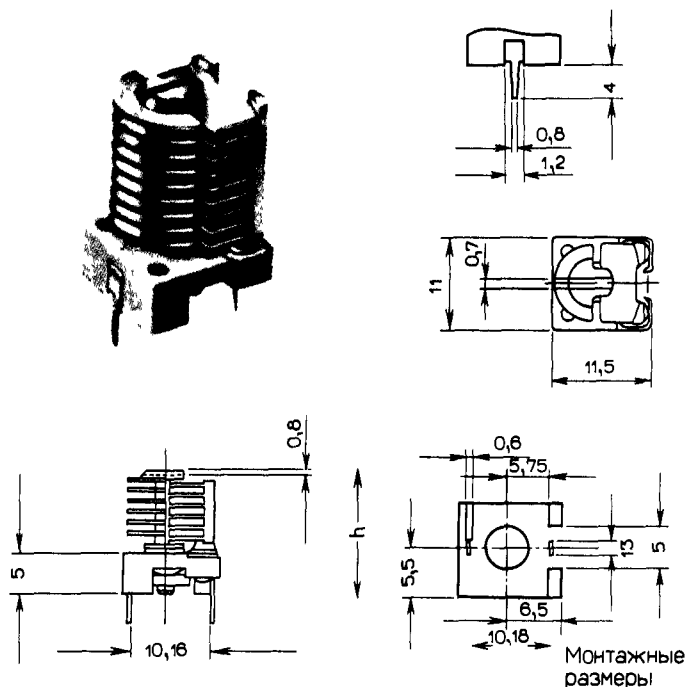


Рис. 3.43. Конструкция высококачественного воздушного подстроечного конденсатора, применяемого в основном в частотно-подстраиваемых цепях (генераторах) в диапазоне частот до $\sim 1,5$ ГГц. Этот конденсатор закрывается пыле- и влагозащитным кожухом.

Таблица 3.65. Электрические характеристики, температурный коэффициент емкости и обозначения керамических конденсаторов

Указанные конденсаторы используются для компенсации температурной зависимости колебательных контуров

Керамический материал	Сокращенное обозначение	Международное сокращенное обозначение			Цвет точки	Температурный коэффициент емкости $\alpha_e, 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	Диэлектрическая проницаемость ϵ	Коэффициент потерь $\text{tg } \delta, 10^{-3}$
		1 A	1 B	1 F				
P100	0-A	A F	A G		Красный/Фиолетовый	+ 100	≈ 13	
NPO	2-A	C F	C G		Черный	± 0	≈ 39	
NO33	0-J	H F	H G		Коричневый	- 33	≈ 41	$\approx 0,4$
NO75	1-J	L F	L G		Красный	- 75	≈ 43	
N150	2-J	P F	P G		Оранжевый	- 150	≈ 45	1,5
N220	3-J	R G	R H		Желтый	- 220	≈ 45	
N330	4-J	S G	S H		Зеленый	- 330	≈ 48	
								$\approx 0,5$
N470	5-J	T G	T H		Голубой	- 470	≈ 51	
N750	6-J	U H	U J		Фиолетовый	- 750	≈ 85	
								2,0
N1500	7-J		V K		Оранжевый/Оранжевый	- 1500	≈ 130	
N2200	3-A		K L		Желтый/Оранжевый	- 2200	≈ 260	
								≈ 1
N4700	6-A		E M		Голубой/Оранжевый	- 4700	≈ 400	4,0
N5600	9-J		F M		Черный/Оранжевый	- 5600	≈ 470	5,0

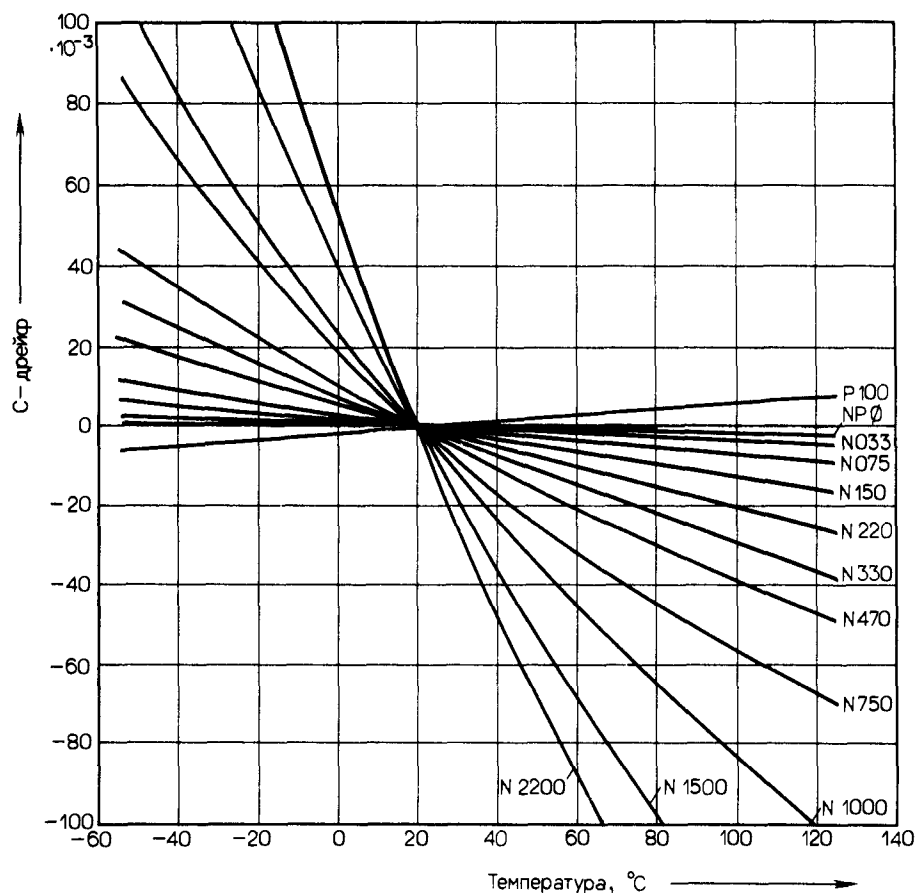


Рис. 3.44. Зависимость емкости конденсаторов, параметры которых приведены в табл. 3.65, от температуры.

Таблица 3.66. Керамические конденсаторы с соответствующими электрическими характеристиками (см. табл. 3.65), используемые для компенсации температурного влияния

Приводимые в данной таблице размеры относятся к дисковым конденсаторам; чтобы полностью отсутствовали интермодуляционные искажения, необходимо выбирать трубчатые конденсаторы

Емкость, пФ	Материал	Допуск, пФ	Размеры, мм	Емкость, пф	Материал	Допуск, %	Размеры, мм
1	P100	$\pm 0,25$	3×4	10	N150	$\pm 2\%$	3×4
1,2	P100	$\pm 0,25$	3×4	12	N150	$\pm 2\%$	3×4
1,5	P100	$\pm 0,25$	3×4	15	N150	$\pm 2\%$	3×4
1,8	P100	$\pm 0,25$	3×4	18	N150	$\pm 2\%$	3×4
2,2	P100	$\pm 0,25$	3×4	22	N150	$\pm 2\%$	3×4
2,7	P100	$\pm 0,25$	3×4	27	N150	$\pm 2\%$	3×4
3,3	P100	$\pm 0,25$	3×4	33	N150	$\pm 2\%$	3×4
3,9	N150	$\pm 0,25$	3×4	39	N150	$\pm 2\%$	3×4
4,7	N150	$\pm 0,25$	3×4	47	N150	$\pm 2\%$	4×5
5,6	N150	$\pm 0,25$	3×4	56	N750	$\pm 2\%$	4×5
6,8	N150	$\pm 0,25$	3×4	68	N750	$\pm 2\%$	4×5
8,2	N150	$\pm 0,25$	3×4	82	N750	$\pm 2\%$	4×5
				100	N750	$\pm 2\%$	4×5
				150	N750	$\pm 2\%$	5×6

Таблица 3.67 Формула, не зависящая от технологии применяемых конденсаторов

$$C_{эф} = \frac{C_{ном}}{(\omega^2 L_{пар} \cdot C_{ном}) \cdot 10^{-9} + 1} \text{ (МГц, нГн, пФ)},$$

где $C_{ном}$ - номинальная емкость (значение C , требуемое в схеме);

$L_{пар}$ - паразитная индуктивность (выводов конденсатора или монтажной схемы),

$C_{эф}$ - зависящее от частоты значение применяемой емкости C (измененное значение, действует на низких частотах)

На высоких частотах емкость конденсаторов вследствие влияния индуктивности их выводов и соединительных проводов монтажной схемы (см. рис. 3.28) сильно уменьшается по сравнению с соответствующим значением на низких частотах (≤ 1 МГц). Поэтому в данном случае, в особенности на частотах > 50 МГц, должны выбираться элементы минимально возможных размеров.

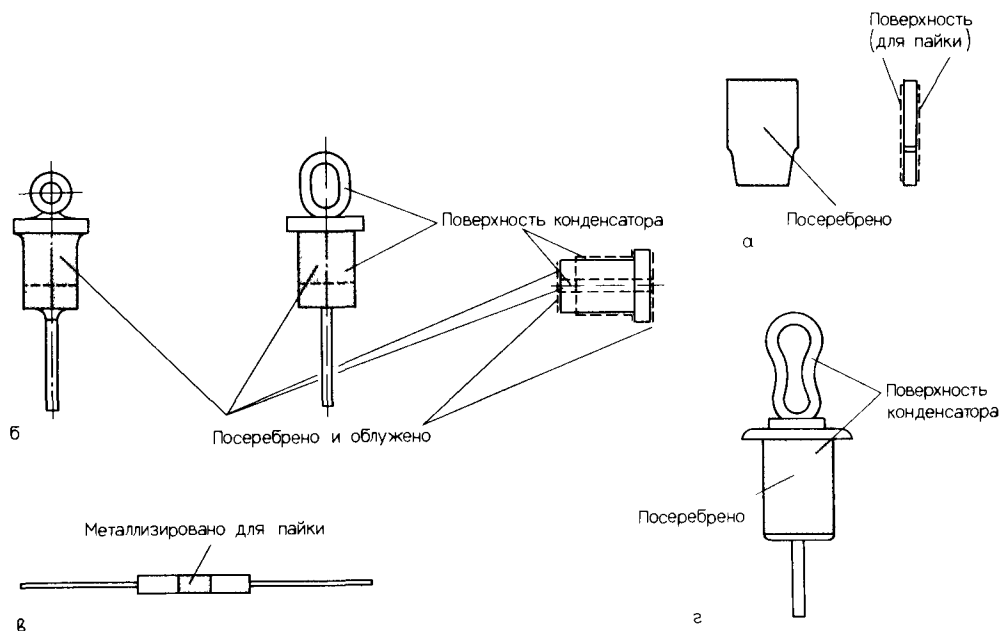


Рис. 3.45 Конструктивное выполнение керамических проходных конденсаторов, используемых для развязки ВЧ-блоков и в качестве шунтирующих емкостей в НЧ-фильтрах

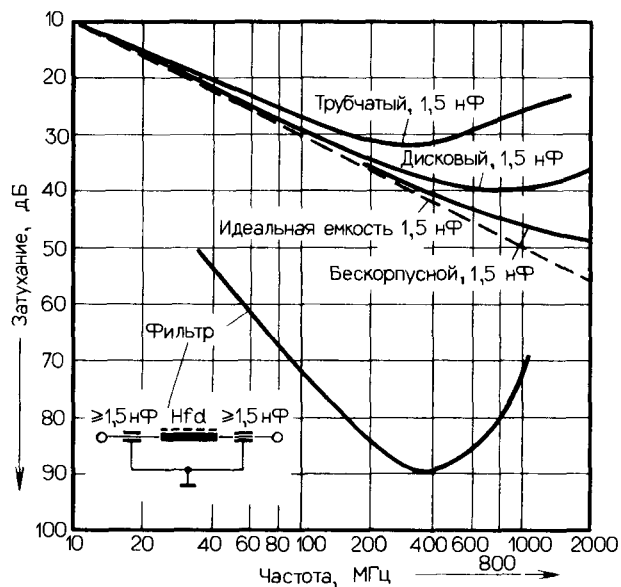


Таблица 3.68. Параметры линейных омических сопротивлений
Для ВЧ-резисторов типичным является отсутствие углеродного или металлического слоя (особенно последнего)

Тип и характеристика	Технология производства	Температурный коэффициент, K^{-1}	Рабочий диапазон температур, $^{\circ}C$	Область применения
Пленочные углеродные резисторы (карбонид) – малый дрейф, малая интенсивность отказов	Термическое разложение раствора углерода	$(-200 \dots -800) \cdot 10^{-6}$	$-55 \dots +125$	Радиорелейная техника, информационная техника, дальняя связь
Металлопленочные резисторы (CrNi) – малое значение теплового коэффициента сопротивления (ТКС)	Осаждение в вакууме	$0 \pm 50 \cdot 10^{-6}$	$-65 \dots +125$	Для экстремальных климатических и электрических условий, в авиационной и морской аппаратуре, в измерительных приборах, в усилителях для морской кабельной связи
Резисторы на основе пленок благородных металлов (Au/Pt) – низкотомные, определенный ТКС, хорошая влагуостойчивость, внутреннее или внешнее покрытие	Восстановление из солей редких металлов путем нагрева	$(+250 \dots +350 \pm 50) \cdot 10^{-6}$	$-65 \dots +155$	Температурная компенсация в транзисторных схемах, мощные высоконадежные сопротивления
Проволочные резисторы рассчитаны на большие мощности (0,25–200 Вт), малый дрейф, малый температурный коэффициент, небольшой диапазон номиналов, наличие собственной индуктивности	Изготавливаются намоткой	CrNi: $+140 \cdot 10^{-6}$ Константан $\sim \pm 30 \cdot 10^{-6}$	Некритичны	Техника связи, измерительная техника и техника больших токов, переменные регулировочные сопротивления

Таблица 3.69. Характеристики металлопленочных резисторов (рис. 3.48)

Свойства и габариты согласно DIN 44061 (вып. 6.71) аналогично MIL-R-10509 F (разд. D)		0309 RN 60
Максимальная мощность, Вт при $\vartheta_u \leq +40^\circ\text{C}$ при $\vartheta_u = +70^\circ\text{C}$		0,9 0,7
Тепловое сопротивление R_{th} , $^\circ\text{C}/\text{Вт}$ при $\vartheta_o = +175^\circ\text{C}$		140
Надежность при $\vartheta_u \leq +40^\circ\text{C}$ при $\vartheta_o \leq +175^\circ\text{C}$ макс.		Длительность безотказ- ной эксплуатации, ч 130 000
Интенсивность отказов, ч^{-1}		$< 10^{-8}$
Температурный коэффициент сопротивления α_R , ± 100 (обозначение 1) $10^{-6}/^\circ\text{C}$		± 50 (обозначение 2)
Номинальное значение при $\alpha_R = 100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$		$\pm 2\% \overset{\Delta}{=} G$ 0,027 – 240 кОм
Расширенный диапазон		$\pm 2\% \overset{\Delta}{=} G$ > 240 – 510 кОм
Номинальное значение при $\alpha_R = 50 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$		$\pm 1\% \overset{\Delta}{=} F$ 0,027 – 240 кОм
Расширенный диапазон		$\pm 1\% \overset{\Delta}{=} F$ 240 – 510 кОм
Максимальное рабочее напряжение (при длительной работе), В $\approx$		350
Напряжение пробоя изоляции, В		900
Сопротивление изоляции, Ом		$> 10^{10}$
Усилие отрыва выводов, Н		≥ 40 (при усилии в осевом направлении)
Класс применения		Нижняя рабочая температура -65°C Верхняя рабочая температура $+175^\circ\text{C}$ Класс влагозащиты D, согласно DIN 40040 (вып. 6.70) $D \overset{\Delta}{=} \text{средняя относительная влажность } \leq 80\%; 60 \text{ дней}$ $\text{в году } 90\%; \text{ для следующих } 30 \text{ дней в году } 100\%,$ $\text{возможно увлажнение}$
Вес, г		0,35

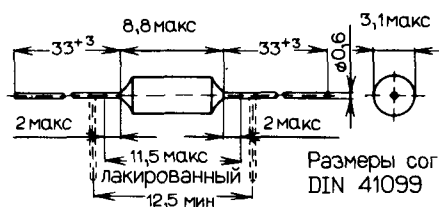


Рис. 3.48. Основной конструктивный вариант металлопленочных резисторов.

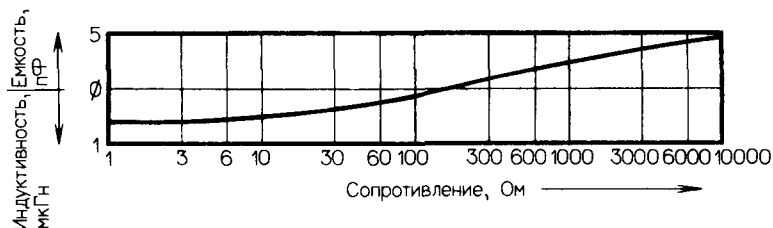


Рис. 3.49. Реактивные составляющие сопротивления для пленочных резисторов с номиналами $\leq 10 \text{ кОм}$ / $\leq 1 \text{ Вт}$ (качественная зависимость). Для ВЧ-диапазона значения 50–250 Ом оптимальные.

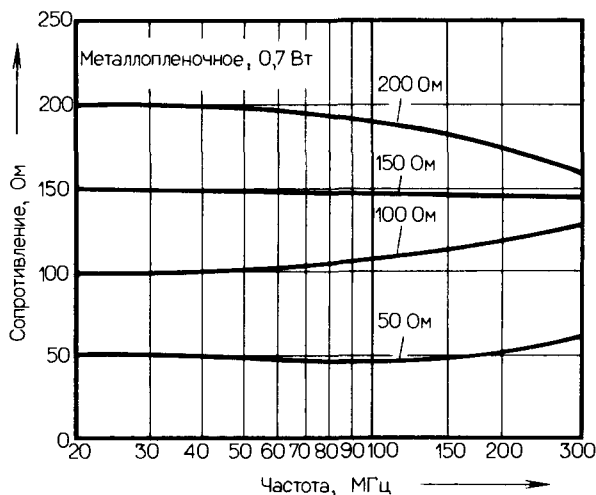


Рис. 3.50. Зависимость действующего сопротивления от частоты для резистора без спирального слоя в соответствии с табл. 3.69 и рис. 3.48 (см. также рис. 3.51).

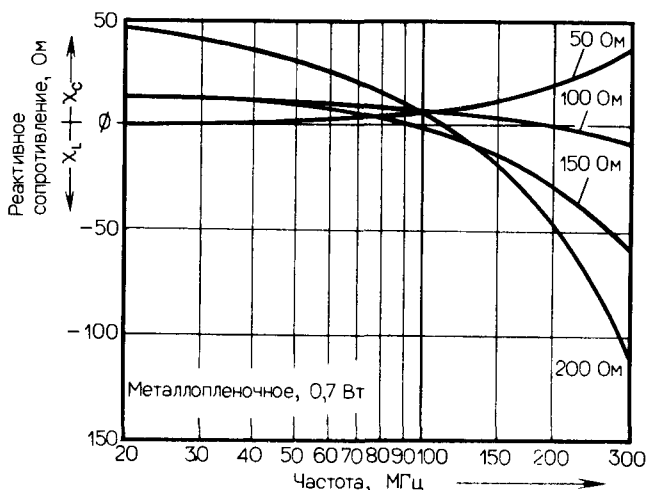


Рис. 3.51. Зависимость реактивного сопротивления от частоты для резистора без спирального слоя в соответствии с табл. 3.69 и рис. 3.48 (см. также рис. 3.50).

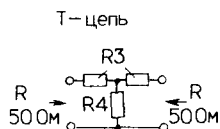
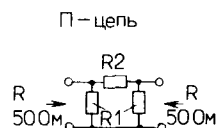


Рис. 3.52. Схема аттенюатора, используемая для соответствующего ослабления сигнала.

Таблица 3.70. Значения R резисторов (рис. 3.52)

А, дБ	Значения R, Ом			
	R1	R2	R3	R4
1	870,0	5,8	2,9	433,9
2	436,0	11,6	5,7	215,2
3	292,0	17,6	8,5	132,0
4	221,0	23,8	11,3	104,8
5	178,6	30,4	14,0	82,2
6	150,5	37,3	16,6	66,9
7	130,7	44,8	19,0	55,8
8	116,0	52,8	21,5	47,3
9	105,0	61,6	23,8	40,6
10	96,2	70,7	26,0	35,0
11	89,2	81,6	28,0	30,6
12	83,5	93,2	30,0	26,8
13	78,8	106,0	31,7	23,5
14	74,9	120,3	33,3	20,8
15	71,6	136,1	35,0	18,4
16	68,8	153,8	36,3	16,2
17	66,4	173,4	37,6	14,4
18	64,4	195,4	38,8	12,8
19	62,6	220,0	40,0	11,4
20	61,0	247,5	41,0	10,0
21	59,7	278,2	41,8	9,0
22	58,6	312,7	42,6	7,8
23	57,6	348,0	43,4	7,1
24	56,7	394,6	44,0	6,3
25	56,0	443,1	44,7	5,6
30	53,2	789,7	47,0	3,2
35	51,8	1406,1	48,2	1,8
40	51,0	2500,0	49,0	1,0
50	50,3	7905,6	49,7	0,32
60	50,1	25000	49,9	0,10

Таблица 3.71. Математические выражения для расчета аттенюаторов (см. рис. 3.52 и табл. 3.70)

П-цепь:

$$R1 = R \cdot \frac{A + 1}{A - 1}; \quad R2 = \frac{R \cdot A^2 - 1}{2 \cdot A}$$

Т-цепь:

$$R3 = R \cdot \frac{A - 1}{A + 1}; \quad R4 = \frac{2 \cdot R}{A - \frac{1}{A}}$$

где R — подключаемые сопротивления (равные);
A — коэффициент затухания, равный

$$\frac{U_i}{U_o} = \frac{I_i}{I_o} = \sqrt{\frac{P_i}{P_o}}$$

См. также табл. 3.3. и 3.4

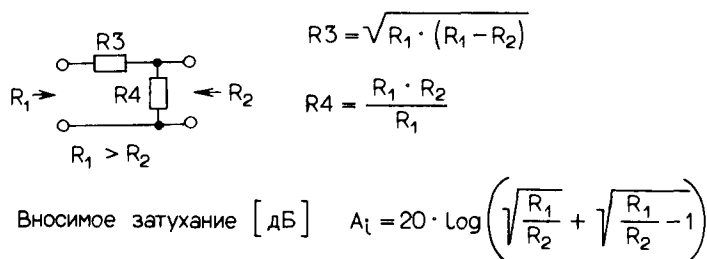
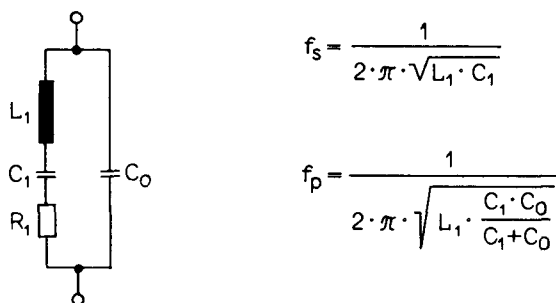


Рис. 3.53. Схема, расчетные формулы и вносимое затухание для омического аттенюатора (на высоких частотах следует принимать во внимание реактивное сопротивление).



L_1 — динамическая индуктивность

C_1 — динамическая емкость

R_1 — резонансное сопротивление (последовательное сопротивление потерь)

C_0 — статическая емкость (емкость держателя)

f_s — частота ($< f_p$) последовательного резонанса

f_p — частота ($> f_s$) параллельного резонанса

Рис. 3.54. Эквивалентная схема замещения кварцевого резонатора и формулы для определения резонансных частот. Составляющая L_1 — фиктивная; в области частот, удаленной от резонансных частот, кварцевый резонатор можно представить в виде емкости.

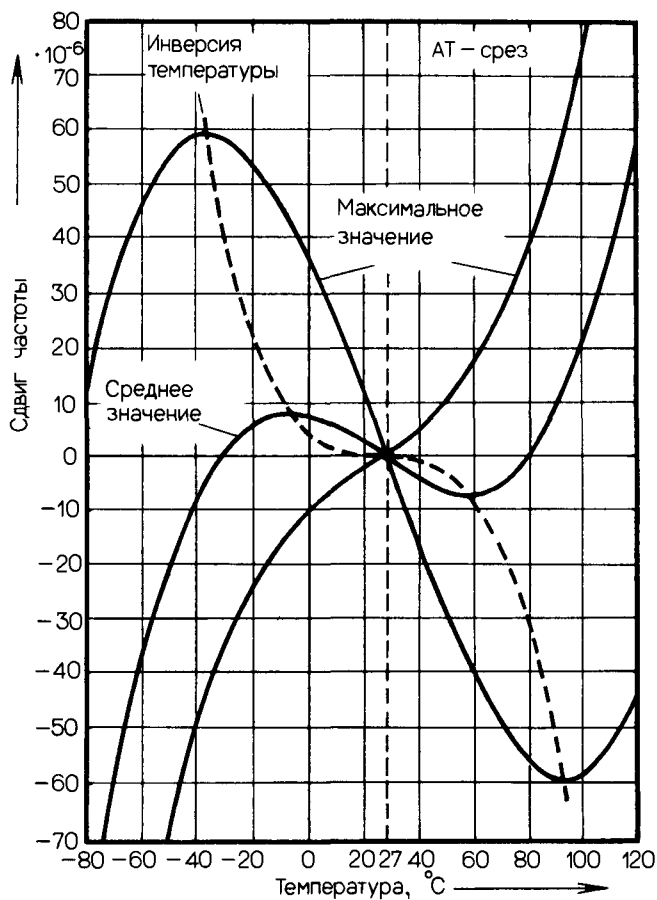


Рис. 3.55. Типичная зависимость сдвига частоты от температуры для кварцевого резонатора. На рисунке нанесены граничные значения, взятые из материалов фирм-производителей. При использовании кварцевого резонатора в термостате устанавливают значение температуры, соответствующее характерной точке инверсии. Представленные характеристики отвечают колебаниям так называемого АТ-сечения, используемого вообще на частотах $\geq 0,8$ МГц.

Таблица 3.72. Частоты и характеристики серийно производимых сверхминиатюрных кварцевых резонаторов (см. также рис. 3.56)

Для данных кварцевых резонаторов используют, как правило, корпуса типов HC-35/U и HC-45/U, вследствие своих малых размеров резонаторы применяются только на частотах ≥ 10 МГц

Диапазон частот, МГц	Срез кристалла	Резонанс	Зависимость частоты от температуры		Допуск подстройки
			$\Delta f/f_0$	в диапазоне	
10 30	АТ-срез, основная гармоника	Параллельный или последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5^\circ$ от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
25 80	АТ-срез, третья гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5^\circ$ от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
60 125	АТ-срез, пятая гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5^\circ$ от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
110 175	АТ-срез, седьмая гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5^\circ$ от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
150 200	АТ-срез, девятая гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	– 55° до + 105°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	– 20° до + 70°С	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$

* При использовании термостата следует поддерживать номинальную температуру

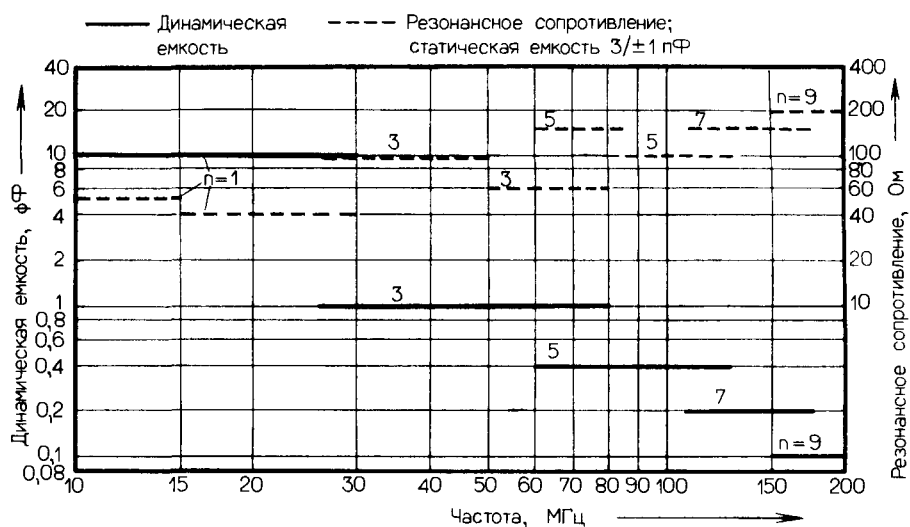


Рис. 3.56. Зависимость динамической емкости, резонансного сопротивления (последовательного) и статической емкости от частоты для кварцевых резонаторов, данные о которых приведены в табл. 3.72 (ориентировочные значения).

Таблица 3.73. Частоты и характеристики серийно производимых миниатюрных кварцевых резонаторов (см. также рис. 3.57)

Для данных кварцевых резонаторов используют, как правило, корпуса типов НС-42/У и НС-43/У, вследствие своих малых размеров резонаторы применяются только на частотах ≥ 3 МГц

Диапазон частот, МГц	Срез кристалла	Резонанс	Зависимость частоты от температуры		Допуск подстройки I	Допуск подстройки II
			$\Delta f/f_0$	в диапазоне		
3-5,2	АТ-срез, основная гармоника	Параллельный или последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	-55° до $+105^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	-20° до $+70^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5^\circ$ от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
5,2-10	АТ-срез, основная гармоника	Параллельный или последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	-55° до $+105^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	-55° до $+105^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	-20° до $+70^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	-20° до $+70^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	-20° до $+70^\circ\text{C}$	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5^\circ$ от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$

Продолжение табл. 3.73

Диапазон частот, МГц	Срез кристалла	Резонанс	Зависимость частоты от температуры		Допуск подстройки I	Допуск подстройки II
			$\Delta f/f_0$	в диапазоне		
10–30	АТ-срез, основная гармоника	Параллельный или последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	±5° от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
20–80	АТ-срез, третья гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	±5° от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
50–125	АТ-срез, пятая гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 25 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 7 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	±5° от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
110–175	АТ-срез, седьмая гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	
			$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	±5° от номинальной температуры*	$\pm 10 \cdot 10^{-6}$	
150–200	АТ-срез, девятая гармоника	Последовательный	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	–55° до +105°C	$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	
			$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	–20° до +70°C	$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	

* При использовании термостата следует поддерживать номинальную температуру.

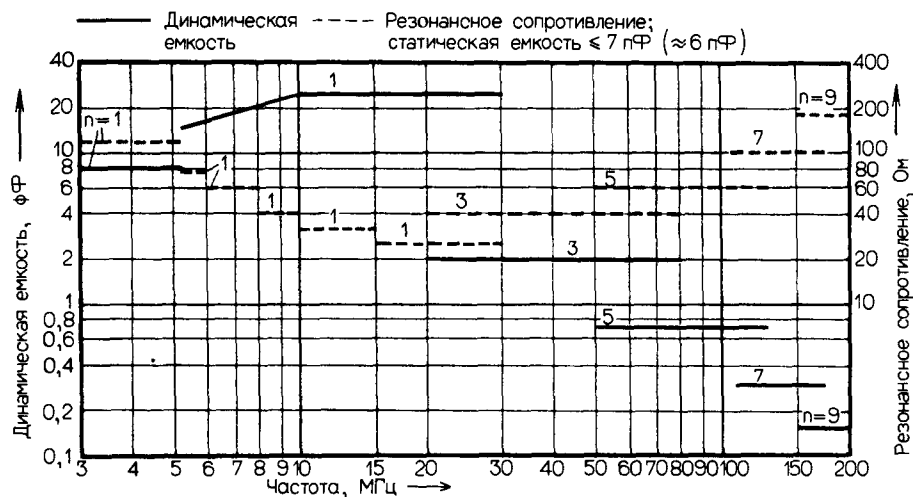


Рис. 3.57. Зависимость динамической емкости, резонансного сопротивления (последовательного) и статической емкости от частоты для кварцевых резонаторов, данные о которых приведены в табл. 3.73 (ориентировочные значения).

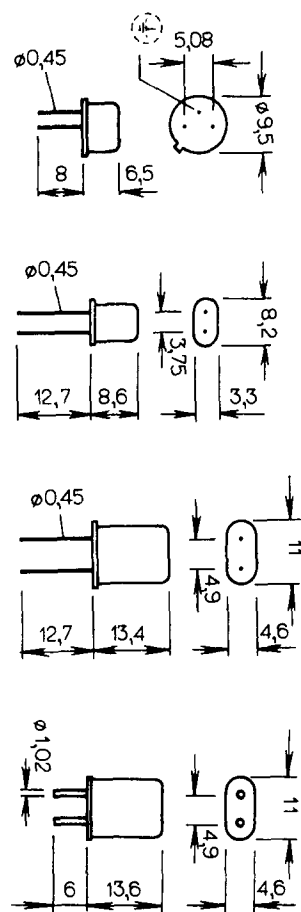


Рис. 3.58. Геометрические размеры (в мм) современных сверхминиатюрных и миниатюрных кварцевых резонаторов. Сверху вниз показаны НС-35/У, НС-45/У, НС-43/У и НС-42/У; последний резонатор можно вставлять в гнезда. Здесь представлены конструкции в металлическом корпусе с газовым заполнением; основание соединено с корпусом сваркой.

Таблица 3.74. Характеристики высококачественных кварцевых ПЧ-фильтров

Здесь приведены сведения об относительно дешевых 9-МГц-фильтрах KVG-типа, выпускаемых фирмой Spectrum International (США). Имеется много чрезвычайно разнообразных вариантов; эти фильтры можно использовать в 50-омной технике

Тип	XF-9A	XF-9B	XF-9B01	XF-9B02	XF-9B10	XF-9C	XF-9D	XF-9E	XF-9M	XF-9NB	XF-9P
Применение	ESB	ESB	USB	OSB	ESB	AM	AM	FM	CW	CW	CW
Порядок	5	8	8	8	10	8	8	8	4	8	8
Средняя частота	9,0 МГц ± 200 Гц										
6-дБ ширина полосы, кГц (допуск 0-+ 20%)	2,5	2,4	2,4	2,4	2,4	3,75	5,0	12	0,5	0,5	0,25
Неравномерность, дБ	< 1	< 2	< 2	< 2	< 2	< 2	< 2	< 2	< 1	< 0,5	< 0,5
Собственное затухание, дБ	< 3	< 3,5	< 3,5	< 3,5	< 4	< 3,5	< 3,5	< 3,5	< 5	< 6,5	< 7,5
Крутизна склонов	6:50 дБ 1:1,7	6:60 дБ 6:80 дБ	1:1,8 1:2,2	6:60 дБ 1:1,5 6:80 дБ 1:1,8	6:60 дБ 1:1,8	6:60 дБ 6:80 дБ	1:1,8 1:2,2	6:40 дБ 1:2,5 6:60 дБ 1:4,4	6:40 дБ 1:2,5 6:80 дБ	6:60 дБ 1:4,0	1:2,2 1:4,0
Затухание вне полосы пропускания, дБ	> 45	> 100	> 100	> 100	> 100	> 100	> 100	> 90	> 90	> 90	> 100
Параметры эквивалентной схемы	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //25 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ	500 Ом //30 пФ
Максимально допустимый уровень входного сигнала, мВт	10										
Диапазон рабочих температур, °C	-40 - + 80										
Конструктивное исполнение	1	1	1	1	1	1	1	1	2 ¹	1	1

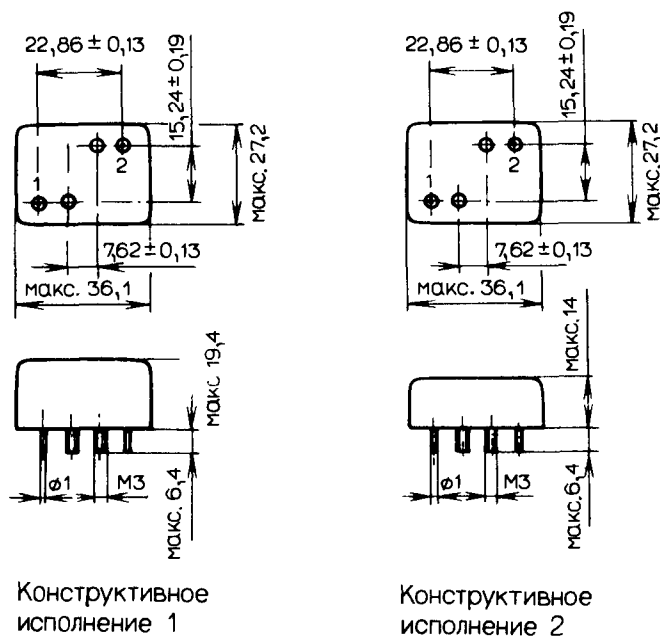


Рис. 3.59. Геометрические размеры (в мм) кварцевых фильтров, данные о которых приведены в табл. 3.74.

Таблица 3.75. Специальные кварцевые резонаторы KVG-типа, выпускаемые фирмой Spectrum International (США), для фильтров, характеристики которых приведены в табл. 3.74

Указанные резонаторы имеют приемлемую цену и используются в режиме параллельного резонанса. Они особенно хорошо подходят для реализации высококачественных многозвенных лестничных фильтров (см. разд. 14)

Кварцевый резонатор* для фильтров	Частота, кГц	Корпус	
		НС-42/U	НС-43/U
XF-9B01, XF-9B02	9000,0	XF-900	XF-900L
XF-9A, XF-9B, XF-9B10	8998,5	XF-901	XF-901L
XF-9A, XF-9B, XF-9B10	9001,5	XF-902	XF-902L
XF-9M, XF-9NB, XF-9P	9001,0	XF-903	XF-903L

* Монтажная емкость 30 пФ.

Таблица 3.76. Характеристики высококачественных кварцевых ПЧ-фильтров

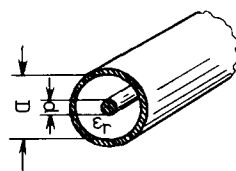
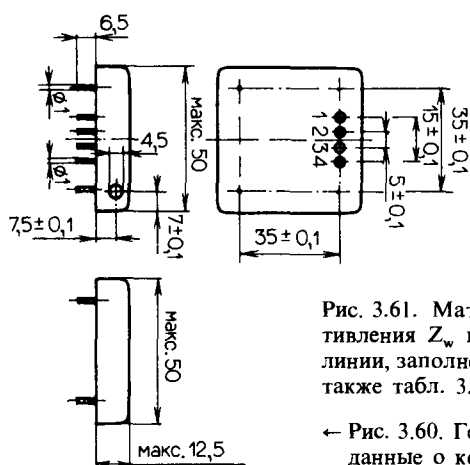
Здесь приведены характеристики фильтров KVG-типа, выпускаемые фирмой Spectrum International (США), для частот > 30 МГц. Имеется чрезвычайно много разнообразных вариантов

Обозначение	Средняя частота, МГц	Ширина полосы пропускания, кГц	Порядок	Входное сопротивление, Ом	Входная емкость, пФ	Выходное сопротивление, Ом	Выходная емкость, пФ	Характеристика	Неравномерность, дБ
XF-302S01	30,2000	± 5,00 при 3 дБ	4	200,0	25,0	200,0	25,0	Чебышевская	0,1
XF-332S01	33,1578	± 50,00 при 3 дБ	2	1000,0	10,0	1000,0	10,0	»	0,1
XF-332S02	33,1578	± 50,00 при 3 дБ	4	1000,0	10,0	1000,0	10,0	»	0,1
XF-334S01	33,4000	± 50,00 при 3 дБ	2	1000,0	10,0	1000,0	10,0	»	0,1
XF-334S02	33,4000	± 50,00 при 3 дБ	4	1000,0	10,0	1000,0	10,0	»	0,1
XF-40S01	40,0000	± 7,50 при 3 дБ	8	50,0		50,0		»	0,5
XF-41S01	41,0000	± 3,50 при 6 дБ	4	50,0		50,0		»	0,1
XF-41S02	41,0000	± 3,50 при 6 дБ	6	50,0		50,0		»	0,1
XF-42S01	42,0000	± 1,30 при 3 дБ	2	50,0		50,0		»	0,1
XF-45S03	45,0000	± 0,25 при 3 дБ	8	50,0		50,0		»	0,1
XF-45S02	45,0000	± 1,20 при 3 дБ	8	50,0		50,0		»	0,1
XF-45S01	45,0000	± 3,75 при 3 дБ	8	50,0		50,0		»	0,1
XF-500S01	50,0000	± 6,00 при 3 дБ	6	50,0		50,0		»	0,1
XF-545S01	54,5000	± 3,00 при 3 дБ	2	1200,0	5,0	1200,0	5,0	»	0,1
XF-545S02	54,5000	± 3,00 при 4 дБ	4	1200,0	5,0	1200,0	5,0	»	0,1
XF-75S01	75,0000	± 7,00 при 3 дБ	8	75,0		75,0		»	0,1
XF-931S01	93,1616	± 1,50 при 3 дБ	4	50,0		50,0		»	0,1
XF-100S28	100,0000	± 4,00 при 3 дБ	4	50,0		50,0		»	0,1

Таблица 3.77. Характеристики высококачественных температурно-компенсированных кварцевых резонаторов (ТСХО; эталонные резонаторы) KVG-типа, выпускаемых фирмой Spectrum International (США) для стандартного диапазона частот 5–20 МГц

Имеется чрезвычайно много разнообразных вариантов

ТСХО-тип	ТСХО-A12	ТСХО-A22	ТСХО-A32	ТСХО-A11	ТСХО-A21	ТСХО-A31
Изменение частоты (в МГц) в диапазоне температур, °С	$\leq \pm 3 \cdot 10^{-6}$ –40–+80	$\leq \pm 2 \cdot 10^{-6}$ –20–+70	$\leq \pm 1 \cdot 10^{-6}$ 0–+50	$\leq \pm 2 \cdot 10^{-6}$ –40–+80	$\leq \pm 1 \cdot 10^{-6}$ –20–+70	$\leq \pm 0,5 \times 10^{-6}$ –0–+50
Изменение частоты в год	$\leq \pm 2 \cdot 10^{-6}$				$\leq \pm 1 \cdot 10^{-6}$	
в месяц	$\leq \pm 1 \cdot 10^{-6}$				$\leq \pm 5 \cdot 10^{-7}$	
в день	$\leq \pm 1 \cdot 10^{-7}$				$\leq \pm 5 \cdot 10^{-8}$	
Изменение частоты в зависимости от рабочего напряжения $U_n \pm 10\%$			$\leq \pm 5 \cdot 10^{-8}$			
от изменения нагрузки $R_A \pm 10\%$			$\leq \pm 5 \cdot 10^{-8}$			
Коррекция частоты			$\geq \pm 5 \cdot 10^{-6}$			
Рабочее напряжение U_n			12 В $\pm 20\%$			
Потребление тока, мА			<9			
Выходное напряжение, В			синусоподобное ≥ 3 (пик – пик)			
Эквивалентное сопротивление, Ом			500			



$$Z_w = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d}$$

$$t_d = 0,033 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad \left[\frac{\text{нс}}{\text{см}} \right]$$

Рис. 3.61. Математические выражения для расчета волнового сопротивления Z_w и задержки распространения сигнала t_d в коаксиальной линии, заполненной диэлектриком с диэлектрической постоянной ϵ_r (см. также табл. 3.78).

← Рис. 3.60. Геометрические размеры (в мм) резонаторов типа ТСХОs, данные о которых приведены в табл. 3.77.

Таблица 3.78. Коаксиальные ВЧ-кабели KVG-типа и их характеристики в соответствии с распространенным международным стандартным рядом (согласно спецификации MIL)

Выбор кабеля следует производить с учетом типа применяемых разъемов (будет обсуждаться далее)

Тип	Z_w , Ом	V^*	Емкость, пФ/м	Внешний диаметр, мм	Материал **	Макс $U_{эфф}$, кВ	Тип разъема ***
RG-8A/U	52,0	0,66	88,5	10,3	PE	5,0	UHF, N
RG-8/U	50,0	0,80	76,2	10,3	S-PE	1,5	UHF, N
Foam							
RG-11A/U	75,0	0,66	61,8	10,3	PE	5,0	UHF, N
RG-11/U	75,0	0,80	50,7	10,3	S-PE	1,6	UHF, N
Foam							
RG-58A/U	53,5	0,66	85,5	5,0	PE	1,9	BNC
RG-58B/U	53,5	0,66	85,5	5,0	PE	1,9	BNC
RG-58C/U	50,0	0,66	92,4	5,0	PE	1,9	BNC
RG-58/U	53,5	0,79	85,5	5,0	S-PE	1,9	BNC
Foam							
RG-59B/U	73,0	0,66	69,0	6,2	PE	1,9	BNC
RG-59/U	75,0	0,79	50,7	6,2	S-PE	0,8	BNC
Foam							
RG-71A/U	93,0	0,66	46,0	6,2	PE	1,8	BNC
RG-71B/U	93,0	0,66	46,0	6,2	PE	1,8	BNC
RG-71/U	93,0	0,84	92,4	6,2	S-PE	0,8	BNC
Foam							
RG-174A/U	50,0	0,66	92,0	2,5	PE	1,5	SMA
RG-178B/U	50,0	0,70	95,0	1,5	PE	1,2	SMA
RG-179B/U	75,0	0,70	63,0	2,5	PE	1,2	SMA
RG-213/U	50,0	0,66	92,0	10,3	PE	5,0	UHF, N
RG-216/U	75,0	0,66	71,8	10,8	PE	5,0	UHF, N

* Здесь V – коэффициент укорочения.

** PE – полиэтилен, S-PE – пенообразный полиэтилен

*** Прямое соединение, т.е. без адаптера.

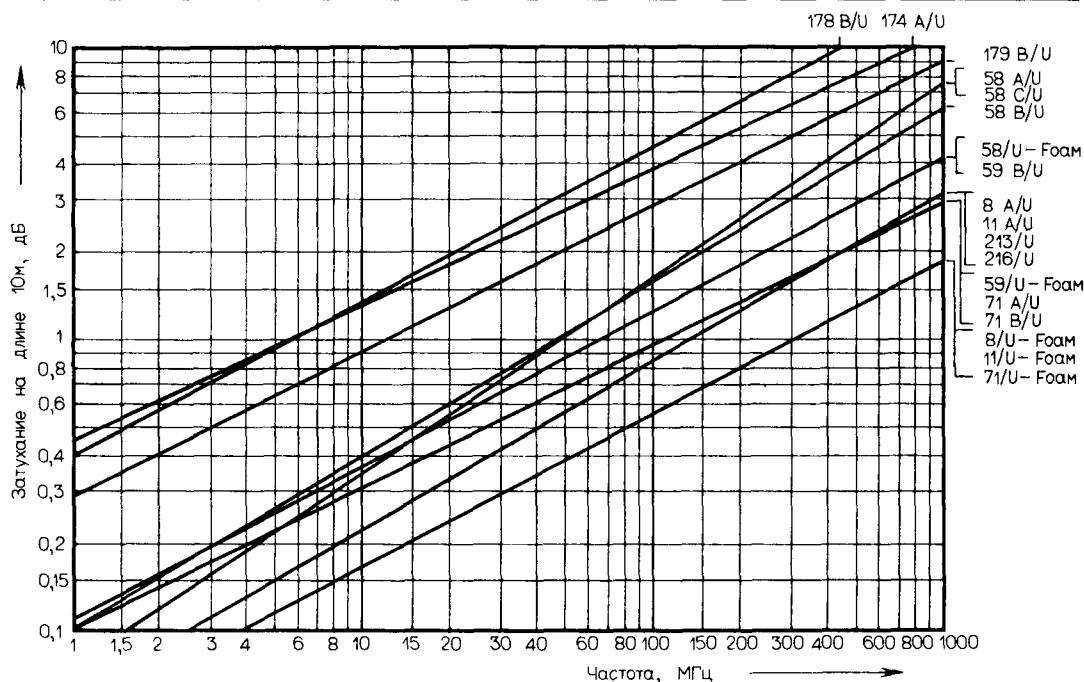


Рис. 3.62. Зависимость затухания от частоты для различных типов коаксиального кабеля, указанных в табл. 3.78 (рассматривается 10-метровый отрезок кабеля).

Таблица 3.79. ВЧ-разъемы BNC-, UHF- и N-типов для 50-омной техники и их основные характеристики в соответствии с распространенным международным стандартным рядом (согласно спецификации MIL); см. также рис. 3.63 и табл. 3.80

Существуют также стандарты для волнового сопротивления 75 Ом и для других значений сопротивления

Характеристики	Разъем		
	BNC	UHF	N
Волновое сопротивление Z_w , Ом	50	50 75 (не определено)	50
Рабочие частоты	≤ 4 ГГц	≤ 50 МГц	≤ 10 ГГц
Максимальная рабочая частота	10 ГГц	180 МГц	11 ГГц
Коэффициент стоячей волны (КСВ)	$\leq 1:1,4$ (3 ГГц)	$\leq 1:1,15$ (100 МГц)	$\leq 1:1,3$ (3 ГГц)
Максимальная мощность, Вт			
на 100 МГц	200	500	1000
500 МГц	120		450
1 ГГц	80		300
Вносимое затухание, дБ	$< 0,2$ (1 ГГц)		$< 0,3$ (1 ГГц)
Механическая прочность	Да	Нет	Да
Влагозащита	Да	Нет	Да
Соединение	Байонетное	Резьбовое	Резьбовое

 PL-259 Разъем УВЧ для кабеля $\varnothing = 9$ мм	 PL-259/6 Разъем УВЧ для кабеля $\varnothing = 6$ мм	 PL-259/LF Разъем УВЧ для кабеля $\varnothing = 6$ мм; монтаж без припоя	 PL-259/ST Разъем УВЧ для кабеля $\varnothing = 9$ мм; штепсельное гнездо или разъем	 2 x PL-259 Разъем УВЧ с двух сторон PL-259
 UG-175 UG-176 Переходная гильза для соединения разъема PL-259 с кабелем $\varnothing = 5$ или 6 мм	 PL-258 УВЧ - переход; двусторонняя розетка	 PL-258/KA УВЧ кабельный разъем для монтажа без пайки	 M-359 УВЧ угловая вилка	 M-358 УВЧ тройниковый разветвитель "Т"
 SO-239 УВЧ - розетка для установки на шасси с креплением квадратным фланцем	 SO-239E УВЧ - розетка для установки в отверстие шасси	 UG-88 Байонетная (BNC) вилка для коакси- ального 50 - омного кабеля типа RG-58	 UG-290 BNC-розетка для установки на шасси с креплением квадратным фланцем	 UG-1094 BNC - розетка для установки в отверстие шасси

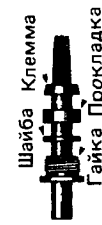
Рис. 3.63. Наиболее употребительные 50-омные ВЧ-разъемы типа UHF и BNC (см. также табл. 3.80).

Таблица 3.80. Обозначения и краткое описание назначения 50-омных ВЧ-разъемов BNC-, UHF- и N-типов (см. также рис. 3.63)

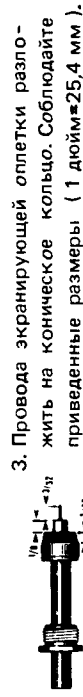
Разъем		Назначение
Тип-BNC		
UG-	88	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-58
	89	Розетка для монтажа кабеля RG-58
	274	T-разветвитель розетка/вилка/розетка
	290	Розетка с четырехугольным фланцем
	306	Угловой соединитель вилка/розетка
	491	Прямой соединитель вилка/вилка
	913	Угловой разъем (вилка) для кабеля RG-58
	914	Прямой соединитель розетка/розетка
	959	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-213 и N-100
	1094	Розетка для крепления в отверстии шасси
	1785	Вилка для монтажа накруткой кабеля RG-58
Тип-UHF		
PL-	258	Прямой соединитель вилка/вилка
	259	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-213
	259/6	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-58
	259/6 W	Угловой разъем (вилка) для монтажа пайкой кабеля RG-58
	259/T	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-213, тефлон
	259/6 T	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-58, тефлон
	259/C	Вилка для монтажа накруткой кабеля RG-58
SO-	239	Розетка с четырехугольным фланцем
	239/T	Розетка с четырехугольным фланцем, тефлон
	239/SH	Розетка для крепления в отверстии шасси
UG-	175	Переходная гильза для монтажа кабеля RG-58
M-	358	T-разветвитель розетка/вилка/розетка
	359	Угловой соединитель вилка/розетка
Тип-N		
UG-	21	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-213/214
	23	Розетка для монтажа кабеля RG-213/214
	27	Угловой соединитель вилка/розетка
	29	Прямой соединитель розетка/розетка
	57	Прямой соединитель вилка/вилка
	58	Розетка с четырехугольным фланцем
	58/SH	Розетка для крепления в отверстии шасси
	107	T-разветвитель розетка/вилка/розетка
	536	Вилка для монтажа пайкой кабеля RG-58
	594	Угловой разъем (вилка) кабеля RG-58/213/214
	680	Розетка для крепления в отверстии шасси
	1187	Кабельная вилка с четырехугольным фланцем для монтажа кабеля RG-213
M-	913	ВЧ-заглушка для розетки
Переходы		
UG-	83	UHF-вилка на N-розетку
	146	N-вилка на UHF-розетку
	201	N-вилка на BNC-розетку
	255	BNC-вилка на UHF-розетку
	273	UHF-вилка на BNC-розетку
	349	BNC-вилка на N-розетку

РАЗЪЕМ ТИПА BNC (СТАНДАРТНЫЙ СОЕДИНИТЕЛЬ)

1. Удалить изоляцию. Распелести экранирующую оплетку и удалить внутреннюю изоляцию. Не соединять экранирующую и внутреннюю проводники. Внутренний проводник облудить.



2. Собрать экранирующую оплетку. Надеть гайку, шайбу, уплотнение и коническое кольцо на экранирующую оплетку и сдвинуть на изоляцию.



3. Провода экранирующей оплетки разложить до конического кольца. Соблюдайте приведенные размеры (1 дюйм=25,4 мм).

4. Надеть штифт вилки на внутренний проводник до внутренней изоляции и аккуратно припаять. Не допускать перегрева. Удалить излишки припоя



Корпус вилки



Корпус розетки



5. Надвинуть корпус с разъема и закрутить гайку. Не допускать поворачивания кабеля.

РАЗЪЕМ ТИПА BNC (УЛУЧШЕННЫЙ СОЕДИНИТЕЛЬ)



Прокладка



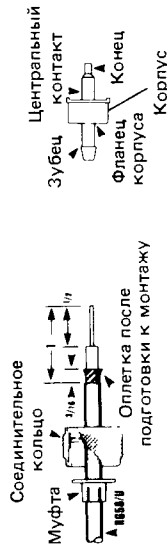
Клемма



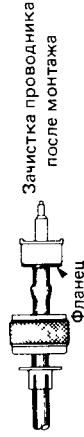
Рис 3 64 Пример монтажа кабеля в прямой разъем типа BNC. Эти работы требуют опыта и выполняются с большой тщательностью (по возможности они должны выполняться квалифицированным монтажником) Размеры даны в дюймах

1. Прodelать описанное выше (п.1 - 4) с учетом следующих отклонений **заостренный край кольца расположить напротив уплотнителя**. Провода экранирующей оплетки разместить на противоположной стороне кольца. Надвинуть корпус разъема и плотно закрутить гайку. Кольцо **должно** врезаться в уплотнитель (в противном случае монтаж будет неплотным)

РАЗЪЕМ ТИПА 83-58 FCP



1. Подготовить кабель согласно приведенным размерам (1 дюйм = 25,4 мм). Экран и внутренний проводник не подрезать. Надвинуть муфту и накидную гайку. Отделить экран от внутренней изоляции вращательными движениями.

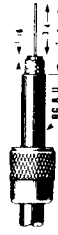


2. Надвинуть корпус вилки на промежуточную изоляцию; выдвинуть гильзу до изоляции под экранирующую оплетку. Экран разместить по фланцу корпуса.



3. Накидную гайку надвинуть на корпус вилки. Сдвинуть муфту на гильзу до фланца головки. Штифт вилки напаять или навернуть.

РАЗЪЕМ ТИПА 83-1SP (PL-259)



1. Подготовить кабель согласно приведенным размерам (1 дюйм = 25,4 мм). Экран и внутренний проводник не подрезать. Облудить экран и внутренний проводник. Надвинуть накидную гайку.



2. Надвинуть на кабель корпус разъема. Запаять экран и внутренний проводник к корпусу разъема и вилке через специальные отверстия.



3. Навинтить накидную гайку на корпус разъема.

РАЗЪЕМ 88-1SP С АДАПТЕРОМ



1. Удалить изоляционный материал согласно приведенным размерам (1 дюйм = 25,4 мм). Экран не подрезать. Одеть на кабель накидную гайку и адаптер (UG-175).



2. Слегка расправить экранирующую оплетку и уложить ее на адаптер. Внутреннюю изоляцию и внутренний проводник подготовить согласно приведенным размерам. Не подрезать внутренний проводник. Облудить внутренний проводник.

3. Навернуть на адаптер корпус разъема. Далее действовать так, как описано в п. 2 и 3 для разъема PL-259.

Рис. 3.65. Пример монтажа кабеля в прямой разъем типа UNF. Эти работы требуют опыта и выполняются с большой тщательностью (по возможности они должны выполняться квалифицированным монтажником). Размеры даны в дюймах.

Таблица 3.81. Математические выражения для определения эффективной длины волны в кабеле и микрополосковых линиях

Кабель:

$$\lambda_p = \frac{300}{f} \cdot V; \quad f = \frac{300 \cdot V}{\lambda_p}$$

Для коаксиального кабеля соответствующий коэффициент укорочения V можно взять из табл. 3.78 (для кабелей RG-типа)

Микрополосковая линия:

$$\lambda_p = \frac{300}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{r/\text{эфф}}}}; \quad f = \frac{300}{\left(\frac{\sqrt{\epsilon_{r/\text{эфф}}}}{\lambda_p} \right)}$$

Здесь λ_p – физическая длина волны в кабеле/микрополосковой линии (в м);

f – рабочая частота кабеля/микрополосковой линии (в МГц);

V – коэффициент укорочения кабеля (< 1);

$\epsilon_{r/\text{эфф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии (> 1)

Относительно значения $\epsilon_{r/\text{эфф}}$ для микрополосковых линий мы будем ориентироваться на данные, приведенные на рис. 3.66

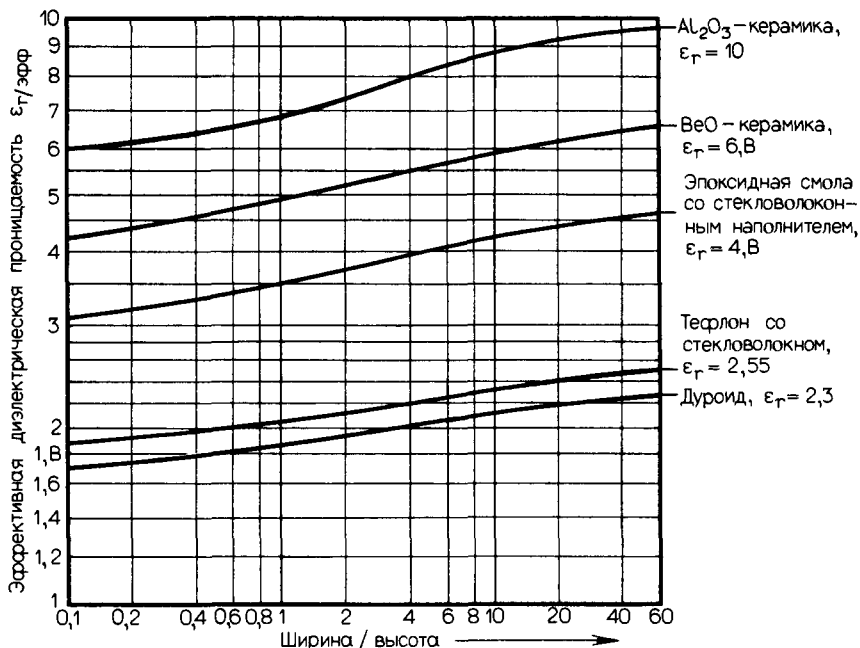


Рис. 3.66. Зависимость эффективного значения диэлектрической проницаемости $\epsilon_{r/\text{эфф}}$ для микрополосковых линий от ширины полосового проводника и толщины диэлектрика (используется для расчетов по формулам, приведенным в табл. 3.81).

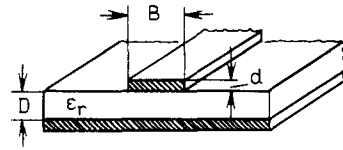


Рис. 3.67. Микрополосковая линия с заземленной подложкой, заполненная диэлектриком с диэлектрической постоянной ϵ_r и формулы для определения волнового сопротивления Z_w и времени распространения сигнала t_d (см. также рис. 3.68).

$$Z_w = \frac{75}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{6 \cdot D}{0,75 \cdot B + d} + \frac{0,075 \cdot B}{D} \right)$$

$$t_d = 0,033 \cdot \sqrt{0,48 \cdot \epsilon_r + 0,7} \quad [\text{нс/см}]$$

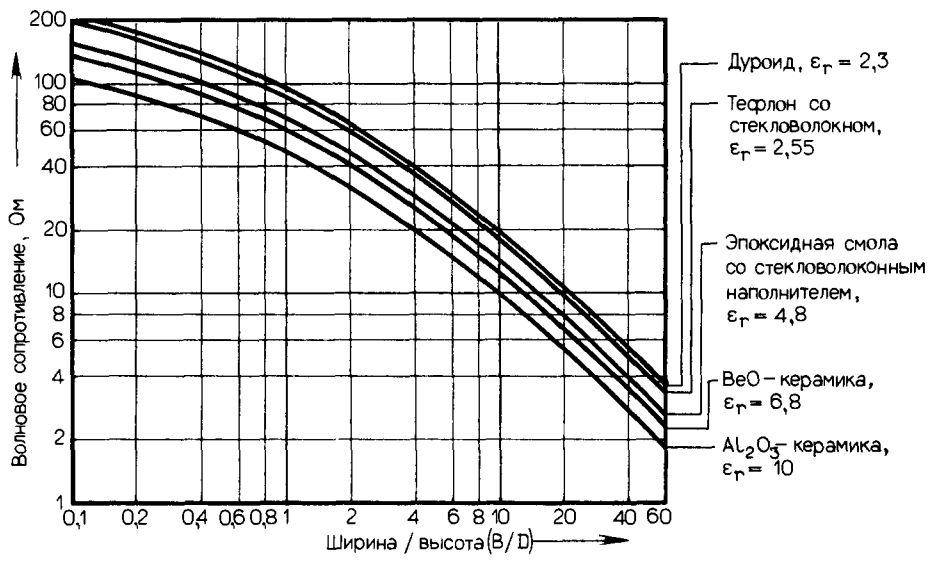


Рис. 3.68. Зависимость волнового сопротивления микрополосковой линии от ширины проводника (В), диэлектрика (ϵ_r) и расстояния между полосковыми проводниками (D).

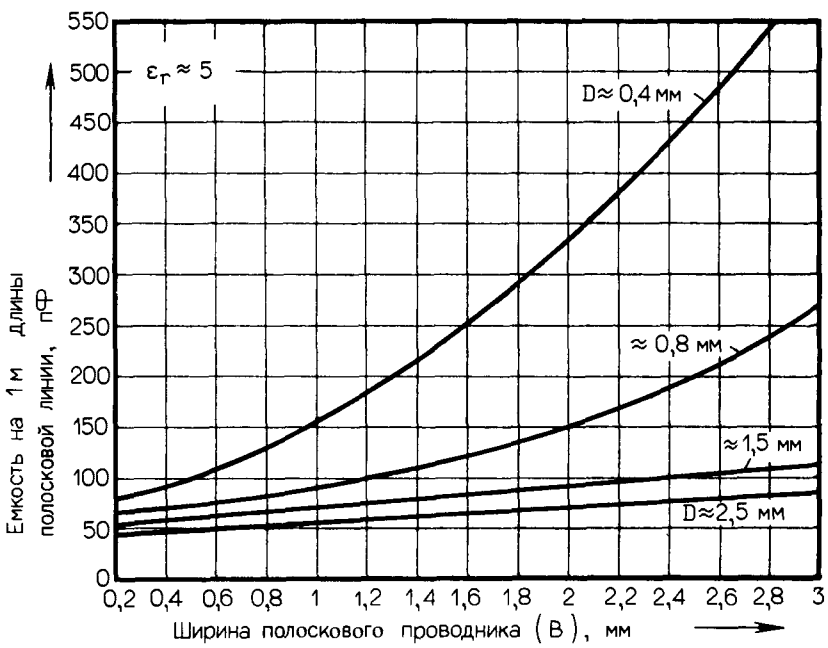


Рис. 3.69. Зависимость емкости микрополосковой линии с заземленной подложкой от ширины проводника (В) при различных значениях D и при $\epsilon_r \approx 5$ (эпоксидный диэлектрик с/без стекловолоконного наполнителя).

Таблица 3.82. Биполярные маломощные транзисторы УВЧ-диапазона, находящие наибольшее применение в 50-омной технике

Перечисленные в одной строке типы транзисторов обладают сравнимыми электрическими параметрами и имеют почти идентичные кристаллы. Транзисторы могут различаться типом корпуса. Расположение выводов транзисторов одного и того же типа, но выпускаемых различными фирмами, может не совпадать, как, например, для транзисторов BFR 96 фирм Motorola и Siemens. Старайтесь использовать данные завода-изготовителя, так как в справочниках часто не приводятся эти различия. В любом случае проблема выбора используемого ряда транзисторов по их параметрам решается индивидуально

Номер	Тип
1	NPN
2	BFR 34A, BFR 35A, BFR 90, BFR 90A, BFQ 53, 2N 6619, 2N 6620
3	BFR 91, BFR 91A, BFG 91A, BFQ 22S, MRF 911, MRF 912, MRF 914, 2N 6604
4	BFR 96, BFR 96S, BFG 96, MRF 961, MRF 962, MRF 965
	BFT 66, BFT 97, MRF 901, MRF 902, MRF 904, 2N 6603
5	PNP
6	BFQ 23, BFQ 24
7	BFQ 32, BFQ 32S
	BFQ 51, BFQ 52

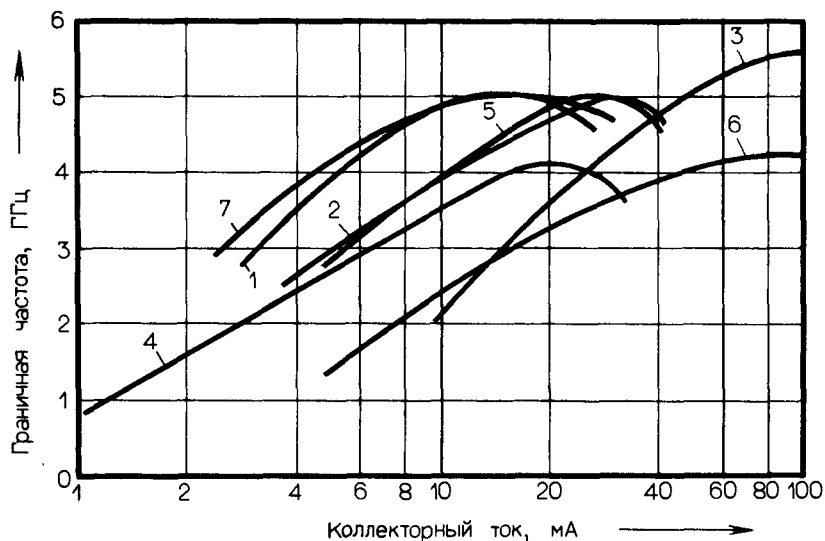


Рис. 3.70. Типичные зависимости граничной частоты (f_t) от коллекторного тока для транзисторов, перечисленных в табл. 3.82. Цифры у кривых соответствуют порядковым номерам транзисторов, указанным в табл. 3.82.

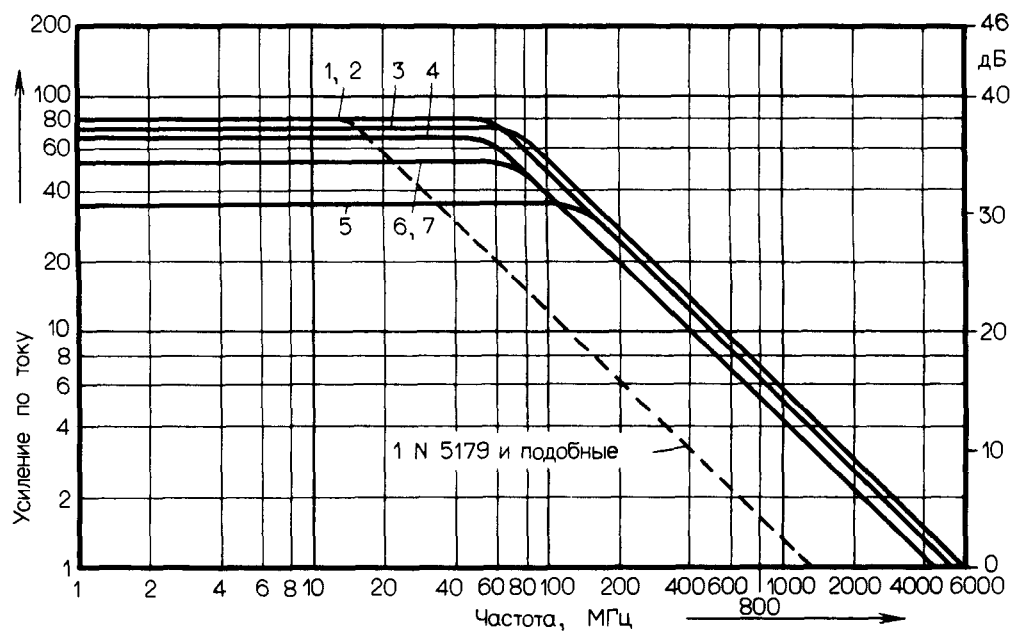


Рис. 3.71. Типичные зависимости коэффициента усиления транзисторов по току (β) от частоты. Цифры у кривых соответствуют порядковым номерам транзисторов, указанным в табл. 3.82.

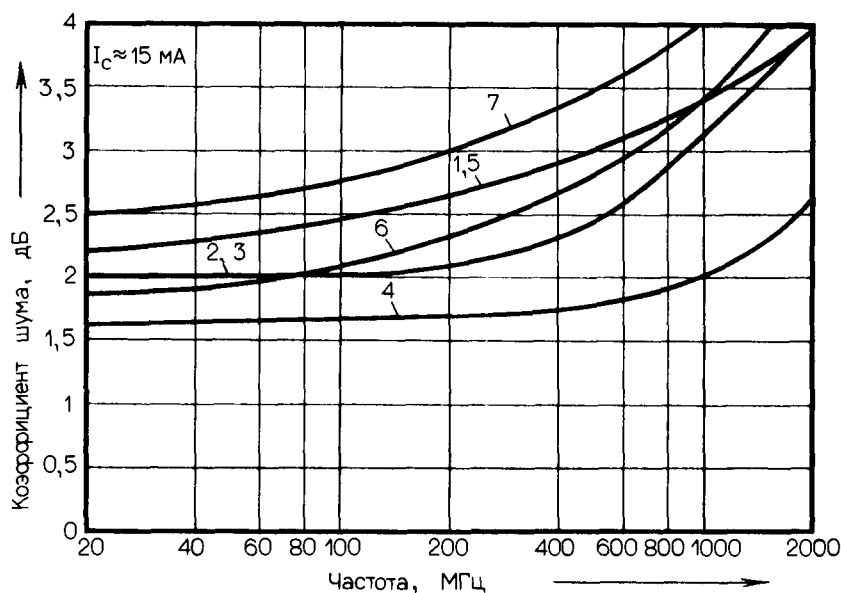


Рис. 3.72. Типичные зависимости коэффициента шума (F) транзисторов от частоты при коллекторном токе ≈ 15 мА. Цифры у кривых соответствуют порядковым номерам транзисторов, указанным в табл. 3.82.

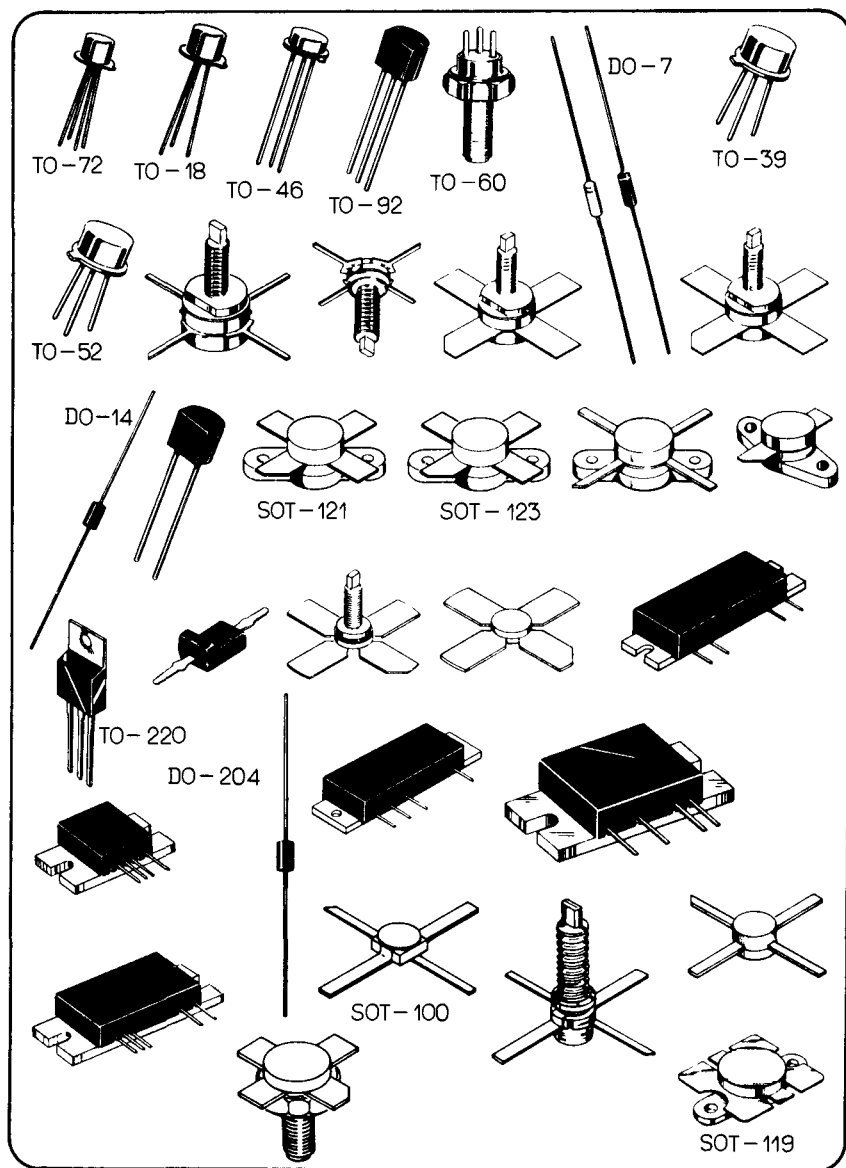


Рис. 3 73. Примеры конструктивного исполнения наиболее распространенных ВЧ-транзисторов и гибридных интегральных схем. Только часть корпусов стандартизована, поэтому существуют разнообразные обозначения, зависящие от фирмы-изготовителя.

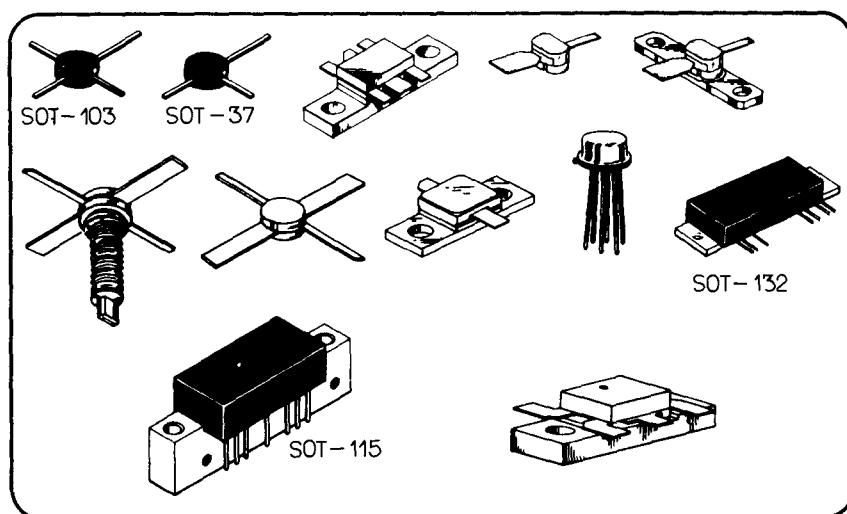


Рис. 3.73. (Продолжение.)

3.4. Сокращения

A/D	Analog/Digital – аналого-цифровой преобразователь (АЦП)
AF	Audio Frequency – звуковые частоты (ЗЧ)
AFC	Automatic Frequency Control – автоматическая подстройка частоты (АПЧ)
AFSK	Automatic Frequency Shift Keying – тональная частотная манипуляция
AGC	Automatic Gain Control – автоматическая регулировка усиления (APУ)
ALC	Automatic Load Control – автоматическая регулировка модуляции (в передатчике)
AM	Amplitude Modulation – амплитудная модуляция (АМ)
ANL	Automatic Noise Limiter – автоматический ограничитель уровня шума (в приемнике)
APC	Automatic Power Control – автоматическая регулировка мощности (в передатчике)
AVC	Automatic Volume Control – автоматическая регулировка громкости (в приемнике)
AWG	American Wire Gauge – американский сортамент проводов, в котором толщину провода обозначают цифровым кодом от 1 до 50
BC	BroadCast – радиовещание (радио)
BCI	BroadCast Interference – помехи при приеме радиовещательных программ, обусловленные внешними факторами
BFO	Beat Frequency Oscillator – генератор несущей частоты в системах связи с одной боковой полосой (SSB) и с манипуляцией (CW)
CCIR	Comité Consultatif International des Radiocommunications – международный консультативный комитет по радиосвязи (МККР) при международном союзе электросвязи (МСЭ, UIT)
COR	Carrier Operated Relay – реле, управляемое несущей частотой (для автоматического переключения передатчик/приемник)
CW	1. Code Work – обозначение телеграфии Морзе, а также и для других способов передачи с манипуляцией 2. Continuous Wave – обозначение постоянного излучения передаваемого сигнала без модуляции

D/A	Digital/Analog – цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП)
DAFC	Digital Automatic Frequency Control – цифровая автоматическая подстройка частоты (ЦАПЧ); аналогично АПЧ, но с использованием цифровых методов
DM	Down Mixer – смеситель, понижающий частоту сигнала
DMO	Down Mixer Oscillator – генератор (гетеродин), работающий со смесителем, понижающим частоту сигнала
DP	Desensibilisations Punkt – мощность помехи по соседнему каналу, при которой происходит снижение чувствительности приемника на заданную величину
DR	Dynamic Range – динамический диапазон
DSB	Double Side Band – две боковые полосы, передается модулированный сигнал с верхней и нижней составляющими спектра
DX	Distance X – неизвестное расстояние, связь на больших расстояниях
ECO	Electron Coupled Oscillator – генератор с электронной связью, специальный тип генератора
EHF	Extremely High Frequency – крайне высокие частоты (КВЧ), международное обозначение диапазона частот 30–300 ГГц, миллиметровые волны
ERP	Effective Radiated Power – эффективная излучаемая мощность, мощность передатчика при учете коэффициента полезного действия (к. п. д.) антенны
FAX	Faksimile, Ubertragung stehender Bilder, Bildfunk – факсимильная связь, передача неподвижных рисунков
FM	Frequency Modulation – частотная модуляция (ЧМ)
FSK	Frequency Shift Keying – частотная манипуляция (ЧМ)
GMT	Greenwich Mean Time – время по Гринвичу, всемирное время UTC, среднеевропейское время (MEZ) минус один час
GW	GrenzWellen – неофициальное обозначение диапазона частот 1,6–4,5 МГц
HF	High Frequency – высокие частоты (ВЧ), официальное обозначение диапазона частот 3–30 МГц, короткие волны (КВ)
HF	Hochfrequenz – общее обозначение высоких частот (без определения конкретных значений)
HFO	High Frequency Oscillator – генератор высоких частот
IF	1 Image Frequency – зеркальная частота 2 Intermediate Frequency – промежуточная частота
IMA	InterModulations-Abstand – интермодуляционное расстояние
IMD	InterModulation Distortion – интермодуляционные искажения
IMP	InterModulations-Produkt – интермодуляционная составляющая
IP	Intercept Punkt – точка перехвата
ITU	International Telecommunications Union – Международный союз электросвязи
KP	Kompressions Punkt – точка сжатия
KW	Kurz Wellen – короткие волны (3–30 МГц, ВЧ)
LF	Low Frequency – низкие частоты (НЧ), официальное обозначение диапазона 30–300 кГц, длинные волны (ДВ)
LMO	Linear Master Oscillator – перестраиваемый генератор с линейной зависимостью частоты от управляющего воздействия
LO	Local Oscillator – общее обозначение вспомогательного генератора
LSB	Lower Side Band – нижняя полоса частот в спектре модулированного сигнала
LUF	Lowest Usable Frequency – самая низкая частота, используемая при дальних связях с отражением от ионосферных слоев (ионосферные DX)
LW	LangWellen – длинные волны (ДВ), 30–300 кГц
MEZ	MittelEuropäische Zeit – среднеевропейское время, время по Гринвичу (GMT, UTC) плюс один час

MF	Medium Frequency – средние частоты (СЧ), официальное обозначение диапазона частот 300–3000 кГц, средние волны (СВ)
MO	Master Oscillator – задающий генератор
MOX	Manuelle TX/RX-Umschaltungsmittels Sprech-oder CW-Taste wie auch Geräteschalter – управление переключением передатчик/приемник голосом, телеграфным ключом или переключателем
MUF	Maximum Usable Frequency – самая высокая частота, используемая при дальних связях с отражением от ионосферных слоев (ионосферные DX)
MW	MittelWellen – средние волны (СВ), 300–3000 кГц (СЧ)
NB	Noise Blanker – подавитель шумов (в приемнике)
NF	Noise Figure – коэффициент шума (в дБ)
NF	Niederfrequenz – общее обозначение для низких частот (НЧ) (без определения конкретных значений)
OVVO	Oven Variable Oscillator – подстраиваемый термостатированный генератор
OVXO	Oven X-tal Oscillator – кварцованный термостатированный генератор (кварцевый генератор в термостате)
OWF	Optimum Working Frequency – оптимальная частота для дальних связей с отражением от ионосферных слоев (ионосферные DX)
PA	Power Amplifier – усилитель мощности (в передатчиках)
PEP	Peak Envelope Power – пиковое значение мощности огибающей, способ измерения мощности для сигналов с подавленной несущей
PEV	Peak Envelope Voltage – пиковое значение напряжения огибающей, напряжение, соответствующее PEP
PLL	Phase Locked Loop – система автоматической фазовой подстройки частоты (ФАПЧ) (в синтезаторах)
PM	Phasen Modulation – фазовая модуляция (ФМ)
PTO	Permeability Tuned Oscillator – генератор с подстройкой частоты путем изменения индуктивности
PTT	Push To Talk – «включайся для разговора», управление от микрофона
RF	Radio Frequency – радиочастоты, общее обозначение высоких частот (ВЧ)
RFI	Radio Frequency Interference – помехи при радиоприеме, обусловленные внешними причинами
RIT	Receiver Incremental Tuning – автономная точная подстройка приемника в трансивере
RTTY	Radio TeleType – радиотелетайп
RX	Receiver – приемник
SHF	Super High Frequency – сверхвысокие частоты (СВЧ), официально принятое обозначение диапазона частот 3–30 ГГц, сантиметровые волны
SNR	Signal to Noise Ratio – отношение сигнал/шум
SSB	Single Side Band – одна боковая полоса, передается модулированный сигнал с одной боковой составляющей спектра
SW	Short Wave – короткие волны (КВ)
SWL	Short Wave Listener – слушатель КВ-станций (КВ-наблюдатель)
SWR	Standing Wave Ratio – коэффициент стоячей волны (КСВ)
TK	Temperatur-Koeffizient – температурный коэффициент
TRCV	TRAnsCeiver – передатчик/приемник, выполненные как единое целое
TTY	TeleType – телетайп
TV	TeleVision – телевидение
TVI	TeleVision Interference – помехи при приеме телевизионных сигналов, обусловленные внешними причинами
TX	Transmitter – передатчик

UHF	Ultra High Frequency – ультравысокие частоты (УВЧ), официальное обозначение диапазона частот 300–3000 МГц, дециметровые волны
UIT	Union International des Telecommunications – международный союз электро-связи
UKW	UltraKurzWellen – ультракороткие волны (УКВ, 30–300 МГц)
UM	Upward Mixer – преобразователь с повышением частоты сигнала
USB	Upper Side Band – верхняя полоса частот в спектре модулированного сигнала
UTC	Universal Time Coordinatet – универсальное время (GMT, MEZ минус 1 ч)
VCO	Voltage Controlled Oscillator – генератор с перестройкой частоты управляющим напряжением
VCXO	Voltage Controlled X-tal Oscillator – кварцевый генератор с подстройкой частоты управляющим напряжением (ГУН)
VFO	Variable Frequency Oscillator – генератор с перестраиваемой частотой
VHF	Very High Frequency – очень высокие частоты (ОВЧ), официальное название диапазона частот 30–300 МГц (метровые волны, УКВ)
VLf	Very Low Frequency – очень низкие частоты (ОНЧ), официальное название диапазона частот 3–30 кГц (очень длинные волны)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio – коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН)
VXO	Variable X-tal Oscillator – подстраиваемый в небольших пределах кварцевый генератор
WARC	World Administrative Radio Conference – Всемирная административная радио-конференция по распределению диапазонов радиовещательных частот
XIT	TX Incremental Tuning – автономная подстройка частоты передатчика в трансивере
XTAL	X-tal, xtal – кварцевый резонатор
ZF	Zwischen Frequenz – промежуточная частота (ПЧ)

ЛИТЕРАТУРА

Здесь приведено лишь очень небольшое число книг. Хорошую информацию о дальнейших публикациях вы можете получить у книготорговых организаций и из проспектов издательств. Старые, уже распроданные издания можно найти чаще всего в специализированных библиотеках университетов и высших школ; там же можно заказать копии для профессиональных целей.

Blinchikoff H. J., Zverev A. I., Filtering in the Time und Frequency Domains, John Wiley and Sons, New York.

Carson A., High Frequency Amplifiers, John Wiley and Sons, New York.

Gerzelka G. E., Funkfernverkehrssysteme in Desing und Schaltungstechnik, Franzis-Verlag, München.

Kovacs Ferenc, Hochfrequenzanwendungen von Halbleiter-Bauelementen, Franzis-Verlag, München.

Lancaster Don, Das Aktiv-Filter-Kochbuch, IWT-Verlag, Vaterstetten.

Nührmann Dieter, Das große Wekbuch Elektronik, Franzis-Verlag, München.

Das kleine Werkbuch Elektronik, Franzis-Verlag, München.

Orr William I., Radio Handbook, Howard and Sams, Indianapolis.

Osinga Maaskant, Handbuch der elektronischen, Meßgeräte. Franzis-Verlag, München. /

Red Eric T., Funkempfänger, Franzis-Verlag, München.

Rint Kurt (Hrsg), Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker; 5 Bände, Pflaum-Verlag, München.

Rohde Lothar, Digital PLL Frequency Synthesizers, Prentice Hall, Englewood Cliffs.

Rose Georg, Große Elektronik-Formelsammlung, Franzis-Verlag, München.

Saal Rudolf, Handbook of Filter, Disgn, Dr. Alfred Hüthig-Verlag, Heidelberg.

Zverev A. I., Handbook of Filter-Synthesis, John Wiley and Sons, New York.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие редактора перевода	5
Предисловие	8
Глава 1. 50-омвая технвка	10
1 1 Широкополосные трансформаторы	10
1 2 Гибридные ответвители	23
1 3 ВЧ-фильтры	29
1 4 Кварцевые ПЧ-фильтры	44
1 5 Широкополосные диодные смесители	50
1 6 Широкополосные усилители малых сигналов	57
1 7 Модульная реализация	71
Глава 2. Обзор схем	77
2 1 Общий подход к конструированию приемников	77
2 2 Характеристики приемника, работающего в диапазоне 1,6 30,0 МГц с промежуточной частотой 45 МГц	81
2 2 1 ВЧ-фильтр, смеситель и усилитель	82
2 2 2 Усилитель и фильтр промежуточной частоты	84
2 2 3 Детектор-смеситель, процессор низких частот и цепь автоматической регулировки усиления	86
2 3 Инвертируется ли боковая полоса?	86
2 4 Приемопередатчик коротковолнового диапазона для телеграфии сигналов с одной боковой полосой частот (CW/SSB)	88
2 4 1 Кварцевый генератор настройки и кварцевый генератор несущей частоты	89
2 4 2 Приемный тракт	89
2 4 3 Входной тракт передатчика	90
2 4 4 Рекомендации по изготовлению	93
2 5 Схема узкополосного усилителя мощности	93
2 6 Тракт передатчика диапазона 1,6 30,0 МГц с промежуточной частотой 45 МГц	95
2 6 1 Процессор низкой частоты, модулятор и тракт промежуточной частоты	96
2 6 2 Процессор высокой частоты	98
2 6 3 Фильтрация высших гармоник и автоматическая регулировка уровня модуляции	100
2 7 Линейный усилитель мощности передатчика	101
2 7 1 ВЧ-усилитель с выходной мощностью 20/30 Вт для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц при напряжении 13,6 В	102
2 7 2 Усилитель мощности на 180/320 Вт для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц при напряжении 13,6 В	105
2 7 3 Усилитель мощности на 35/75 Вт для частотного диапазона 140 160 МГц при напряжении 13,6 В	108
2 8 Элементы схем	111
2 8 1 Интегральные субоктавные полосовые фильтры для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц	112
2 8 2 Интегральные субоктавные полосовые фильтры для частотного диапазона 2 30 МГц	115
2 8 3 Интегральные фильтры коротковолнового любительского диапазона	115
2 8 4 Фильтры высокой частоты для частотного диапазона 1,5 30,0 МГц	115
2 8 5 Фильтры высокой частоты в приемнике/передатчике для частотного диапазона 1,5 30,0 МГц	115
2 8 6 Вспомогательный эллиптический НЧ-фильтр для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц	115

2 8 7	Входная часть приемника для диапазона 0,5 30,0 МГц с промежуточной частотой 41 МГц	122
2 8 8	Входная часть приемника для диапазона 10 кГц 30 МГц с промежуточной частотой 81,4 МГц	123
2 8 9	Задающий генератор настройки для частотного диапазона 10 кГц 30 МГц с промежуточной частотой 81,4 МГц	124
2 8 10	Логарифмический/линейный усилитель промежуточной частоты с автоматической регулировкой усиления для системы 81,4/1,4 МГц	126
2 8 11	Каскады ПЧ трансивера с промежуточной частотой 40 МГц	128
2 8 12	Широкополосный усилитель мощности на 1 Вт для частотного диапазона 14 30 МГц	129
2 8 13	Широкополосный усилитель мощности на 50 Вт для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц	129
2 8 14	Широкополосный усилитель мощности на 75 Вт для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц	132
2 8 15	Широкополосный усилитель мощности на 300 Вт для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц	133
2 8 16	Широкополосный возбудитель с $IP_{13} = +22$ дБм для частотного диапазона 1 200 МГц	133
2 8 17	Малошумящий усилитель с $G_p = 22$ дБ для частотного диапазона 1 300 МГц	133
2 8 18	Двухнаправленный усилитель с $G_p = 20$ дБ для частотного диапазона 1 150 МГц	136
2 8 19	Усилитель с $G_p = 10$ дБ для частотного диапазона 30 900 МГц	136
2 8 20	Малошумящий усилитель с $G_p = 19$ дБ для частотного диапазона 25 1000 МГц	137
2 8 21	Малошумящий усилитель с $G_p = 10$ дБ для частотного диапазона 1 1400 МГц	137
2 8 22	Сверхмалошумящий усилитель ОВЧ/УВЧ на канальных полевых транзисторах из арсенида галлия	139
2 8 23	Малошумящий усилитель на канальном полевом транзисторе для частотного диапазона 14 30 МГц	141
2 8 24	Оптимальные ВЧ селекторы для частотного диапазона 1,5 30,0 МГц	142
2 8 25	Соединение смеситель/фильтр промежуточной частоты с малыми отражениями	143
2 8 26	Двухнаправленный селективный усилитель промежуточной частоты 9 МГц	144
2 8 27	Тракт промежуточной частоты 41 МГц с подавлением импульсной помехи	145
2 8 28	Генератор несущей частоты для частотного диапазона 1 30 МГц	147
2 8 29	Модем трансивера	147
2 8 30	Задающий генератор частотного диапазона 5,0 5,5 МГц для коротковолновых любительских систем	149
2 8 31	Высокостабильный кварцевый генератор для частотного диапазона 1 80 МГц	152
2 8 32	Полосовой фильтр на L-, C-элементах для сигнала с одной боковой полосой SSB и для CW режима при промежуточной частоте 30 кГц	153
2 9	Конструирование генераторов	154
2 9 1	Критерии	155
2 9 2	Генераторы на элементах L и C	156
2 9 3	Кварцевые генераторы	157
2 10	Регулируемые синтезаторы для частотного диапазона 1,6 30,0 МГц с промежуточной частотой 45 МГц	159
2 10 1	Принцип действия	159
2 10 2	1-я петля регулировки фазы	159
2 10 3	2-я петля регулировки фазы	165
2 10 4	Устройство управления	165
Глава 3. Справочные данные, факты, определения		170
3 1	Общие сведения	170
3 2	Частотные диапазоны и радиосвязь	181
3 3	Радиоэлементы	192
3 4	Сокращения	251
Литература		254