

И. М. АЙНБИНДЕР

**ВОПРОСЫ ТЕОРИИ
И РАСЧЕТА УКВ КАСКАДОВ
РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО
ПРИЕМНИКА**

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

И. М. АЙНБИНДЕР

ВОПРОСЫ ТЕОРИИ
И РАСЧЕТА УКВ КАСКАДОВ
РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО
ПРИЕМНИКА



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1958 ЛЕНИНГРАД

В книге рассмотрены основные вопросы технического проектирования УКВ блоков для современных комбинированных радиовещательных АМ/ЧМ приемников. В ней освещены некоторые вопросы теории и расчета гетеродинных преобразователей, выполненных на триодах, детально изложены теория и расчет уровня шума и чувствительности приемников, приведены краткие соображения по выбору конструкции, монтажа и технологии изготовления УКВ блоков, включающих все элементы схемы.

Результаты анализа иллюстрированы на численном примере расчета конкретной схемы УКВ.

Книга рассчитана на широкий круг радиоспециалистов и студентов старших курсов радиотехнических вузов и техникумов. Она может быть полезна для квалифицированных радиолюбителей.

Айнбиндер Иосиф Миронович

**НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ И РАСЧЕТА УКВ СХЕМ
РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ**

Редактор *К. А. Шульгин*

Техн. редактор *Н. И. Боруков*

Сдано в набор 16/VI 1958 г.

Подписано к печати 7/Х 1958 г.

Т-10431. Бумага 84×108¹/₃₂

6,15 печ. л.

Уч.-изд. л. 6,5

Тираж 26 000 экз.

Цена 3 р. 75 к.

Зак. 1300

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ОТ АВТОРА

Внедрение в нашей стране высококачественного радиовещания с частотной модуляцией на ультракоротких волнах связано прежде всего с разработкой и внедрением в производство новых комбинированных радиовещательных приемников с УКВ диапазоном. При этих условиях вопросы теории и расчета УКВ схем применительно к специфике радиовещательных приемников приобретают большое практическое значение. Однако несмотря на важность этих вопросов, в литературе им не уделяется должного внимания.

Настоящая работа имеет своей целью хотя бы до некоторой степени устранить имеющийся пробел. В ней освещены основные вопросы теории и расчета всех элементов УКВ тракта (от антенны до первого каскада усилителя промежуточной частоты). Особое внимание уделено анализу новых весьма интересных схем преобразователей, в которых функции гетеродина и преобразователя совмещены в одном триоде.

При создании эффективной системы ЧМ вещания наиболее трудной является задача повышения реальной чувствительности приемников до величины, ограничиваемой уровнем шумов, и максимально возможного уменьшения последних. Учитывая огромную важность этой задачи, в предлагаемой работе ей уделено достаточно большое внимание.

Для того чтобы настоящая работа была более полезной для использования ее при практическом проектировании, в конце книги приведены соображения по выбору конструкции на примере УКВ блоков, разработанных для новой серии АМ/ЧМ приемников.

Автор считает своим долгом выразить благодарность А. А. Куликовскому и К. А. Шульгину, внесшим ряд ценных замечаний при рецензировании и редактировании книги.

Автор

СОДЕРЖАНИЕ

От автора	3
Введение	5
Глава первая. Общие соображения по выбору УКВ схем радиовещательных приемников	7
1. Качественные показатели УКВ блоков	7
2. Общие вопросы конструирования УКВ блоков	8
3. Лампы для УКВ блоков	11
4. Блок-схема	14
Глава вторая. УКВ преобразователи радиовещательных приемников	15
1. Гетеродинный преобразователь	15
2. Анализ сеточной цепи гетеродинного преобразователя	28
3. О работе гетеродинного преобразователя при больших уровнях входного сигнала	31
Глава третья. Усилитель высокой частоты и входные цепи	35
1. Выбор схемы усилителя высокой частоты	35
2. Расчет анодной цепи усилителя высокой частоты	38
3. Особенности входных цепей УКВ блоков	40
4. Расчет входной цепи	43
Глава четвертая. Шумы и реальная чувствительность	51
1. Шумовые параметры УКВ блоков	51
2. Уровень шума элементарных источников	53
3. Суммарный шум линейных цепей. Коэффициент шума	65
4. Расчет коэффициента шума УКВ блока	74
5. Измерение коэффициента шума УКВ блоков	87
Глава пятая. Технический расчет УКВ схемы радиовещательных приемников	90
1. Расчет анодной цепи гетеродинного преобразователя	90
2. Расчет сеточной цепи гетеродинного преобразователя	94
3. Расчет контура гетеродина	95
4. Расчет анодного контура усилителя высокой частоты	97
5. Расчет входной цепи	99
6. Расчет коэффициента шума	100
7. Расчет чувствительности	102
8. Расчет критического режима гетеродинного преобразователя (явление „сбоя“)	103
<i>Приложения</i>	<i>105</i>
<i>Литература</i>	<i>120</i>

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время радиотехническая промышленность начала выпуск серии новых типов сетевых радиовещательных приемников 1-го, 2-го и высшего классов, в которых наряду с обычными диапазонами длинных, средних и коротких волн (ДВ, СВ и КВ), рассчитанными на прием станций с амплитудной модуляцией (АМ), введен УКВ диапазон (64,5—73 Мгц), предназначенный для приема станций с частотной модуляцией (ЧМ). Благодаря введению этого диапазона и ряда новых схемных и конструктивных решений, в основу которых положены последние достижения отечественной и зарубежной науки и техники, новая серия приемников существенно превосходит по качественным показателям приемники старых типов.

Известный интерес в этой серии представляет высоко-частотная часть УКВ диапазона приемников 1-го и 2-го классов, разработанная в 1955 г. Принятые здесь схемные и конструктивные решения могут быть с успехом использованы не только при проектировании радиовещательных приемников, но также в аппаратуре для низовой связи и в целом ряде УКВ приемников других назначений.

Несмотря на внешнюю простоту применяемых схем, явления, происходящие в них, весьма сложны и без детального анализа трудно получить те высокие параметры, которые эти схемы могут обеспечить. К сожалению, несмотря на практическую ценность и актуальность этих схем, в периодической литературе их теории и расчету уделяется незаслуженно мало внимания. Более того, в некоторых

работах по данному вопросу имеются серьезные упущения, которые до некоторой степени могут исказить правильное представление об этих схемах. Наконец, в вышеупомянутых работах почти не уделяется внимания практическим вопросам проектирования. Поэтому в настоящей книге, целью которой является восполнить, по возможности, имеющийся пробел, сделана попытка дать последовательный анализ всего комплекса вопросов, связанных с проектированием этих схем. Приведено также описание конструкции макета, который был положен в основу при создании высокочастотной части новой серии наиболее массовых приемников 1-го и 2-го классов.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ ПО ВЫБОРУ УКВ СХЕМ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

1. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УКВ БЛОКОВ

Обычно всю схему высокочастотной части УКВ диапазона монтируют на отдельном шасси, которое совместно с элементом настройки образует отдельный конструктивный узел — УКВ блок. Для понимания целого ряда особенностей схемы и конструкции этого блока необходимо кратко остановиться на тех требованиях, которые следует предъявить к приемникам с УКВ диапазоном.

В условиях нашей страны с ее огромной территорией большое практическое значение приобретает вопрос повышения чувствительности приемников на УКВ диапазоне. Только при большой чувствительности можно существенно расширить зону действия УКВ станций. Кроме того, при высокой чувствительности подавляющая масса радиослушателей города и пригорода будет избавлена от необходимости применения дорогостоящих и громоздких внешних антенн, поскольку в этом случае можно будет пользоваться малозффективными, но в то же время весьма дешевыми и простыми УКВ антеннами, встроенными внутрь футляра приемника. Поскольку на УКВ диапазоне уровень внешних помех значительно ниже, чем на длинноволновом, средневолновом и коротковолновом диапазонах, чувствительность приемника на этом диапазоне целесообразно повысить до значения, ограничиваемого уровнем собственных шумов приемника.

При конструировании УКВ блоков следует уделить большое внимание вопросу снижения паразитного излучения колебаний гетеродина, мешающего нормальному приему на приемники и телевизоры, находящиеся поблизости. Дело в том, что при неудачном выборе схемы и конструк-

ции УКВ блока на зажимах антенны могут появиться значительные напряжения основной частоты и гармоник гетеродина, которые будут излучаться в эфир. Кроме того, на этом диапазоне длина волны соизмерима с линейными размерами шасси приемника, шнура питания и др. Вследствие этого при определенных условиях они также могут служить хорошим излучателями основной частоты и в особенности гармоник гетеродина. В результате приемник даже без антенны окажется опасным источником паразитного излучения.

Наряду с этими основными и специфическими особенностями весьма важными являются еще и такие показатели приемника, как стабильность частоты гетеродина, избирательность по паразитным каналам, устойчивость параметров при смене ламп, устойчивость против микрофонного эффекта и паразитных колебаний, простота и надежность конструкции, пригодность к массовому производству, удобство ремонта, надежность в эксплуатации, низкая стоимость и др.

2. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ УКВ БЛОКОВ

Приведенные выше требования не могут в полной мере определить специфику конструирования УКВ блоков. Некоторые их особенности определяются общей схемой, по которой в настоящее время строятся комбинированные радиовещательные АМ/ЧМ приемники.

На рис. 1 приведена блок-схема комбинированных АМ/ЧМ приемников 1-го и 2-го классов. Из этой схемы видно, что УКВ блок предназначен для усиления и преобразования в промежуточную частоту (ПЧ) $f_{пч} = 8,4 \text{ Мгц}$ сигналов радиостанций, работающих в УКВ диапазоне. Столь высокая $f_{пч}$ необходима для получения достаточно высокой избирательности по зеркальному каналу и требуемой полосы пропускания тракта промежуточной частоты приемника ($2\Delta f = 150\text{—}200 \text{ кгц}$). Вместе с тем при такой промежуточной частоте с помощью простых фильтров еще можно обеспечить достаточную избирательность по соседнему каналу ($\Delta f_{ск} = 250 \text{ кгц}$). В то же время промежуточная частота $8,4 \text{ Мгц}$ не может быть использована для АМ тракта приемника. Поэтому в новых комбинированных АМ/ЧМ приемниках применяются два канала усиления промежуточной частоты: канал АМ и канал ЧМ, причем лампы канала АМ одновременно служат и для усиления промежуточной частоты канала ЧМ.

Из рис. 1 нетрудно видеть некоторые специфические особенности УКВ блока, обусловленные общим построением схемы. Здесь следует особо остановиться на выборе системы настройки АМ/ЧМ приемников с точки зрения техно-

логичности, простоты конструкции всей системы настройки, надежности в эксплуатации и пригодности к серийному производству. В массовых приемниках 1-го и 2-го классов целесообразно применять единый четырехсекционный агрегат конденсаторов переменной емкости. Две секции агрегата, обладающие сравнительно большой емкостью $12\text{—}495 \text{ пф}$, предназначены для настройки на ДВ, СВ и КВ диапазонах, а две другие секции малой емкости ($7\text{—}19 \text{ пф}$) — для настройки в диапазоне УКВ. Внешний вид такого агрегата показан на рис. 2. Добавление к обычному двухсекционному агрегату двух малоемкостных секций, незначительно усложняя его конструкцию, существенно упрощает другие элементы настройки приемника и увеличивает его эксплуатационную надежность.

Такая система не является единственной. Так, например, для настройки в УКВ диапазоне может быть использован отдельный двухсекционный агрегат конденсаторов малой емкости или отдельный блок переменных индуктивностей. Понятно, что в подобных случаях в приемнике будут находиться два различных и раздельных агрегата настройки.

Управление этими автономными системами может осуществляться как двумя отдельными ручками, так и одной ручкой, которая механически связана с обоими агрегатами настройки.

В системах с раздельной настройкой и двухручным

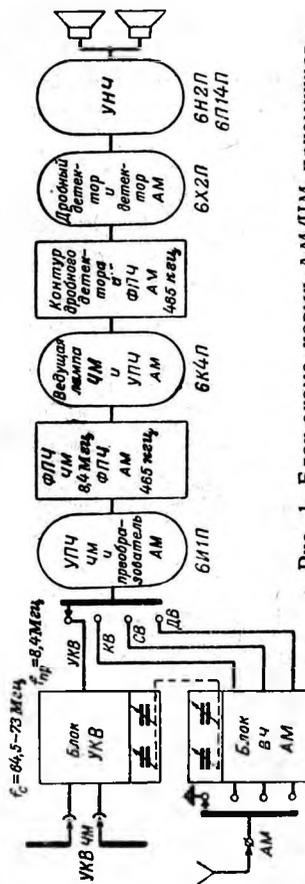


Рис. 1. Блок-схема новых АМ/ЧМ приемников.

управлением применяется отдельный визир для индикации на УКВ диапазоне. Так, например, в новых приемниках высшего класса принята двухручная система настройки. В них на УКВ диапазоне настройка осуществляется трехсекционным блоком переменных индуктивностей, разработанным на заводе ВЭФ, а на ДВ — КВ диапазонах — трех-

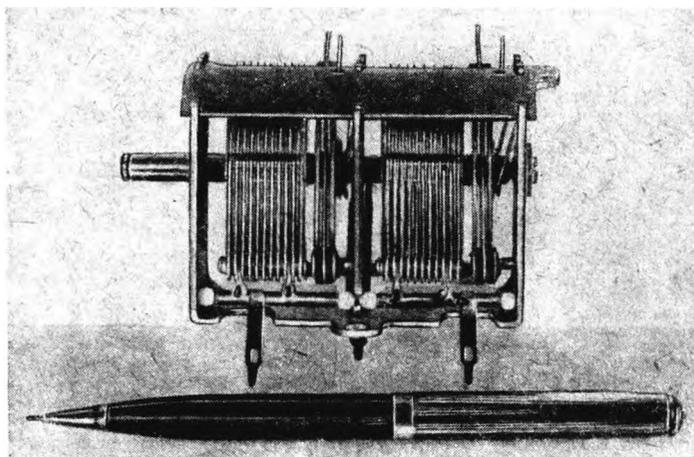
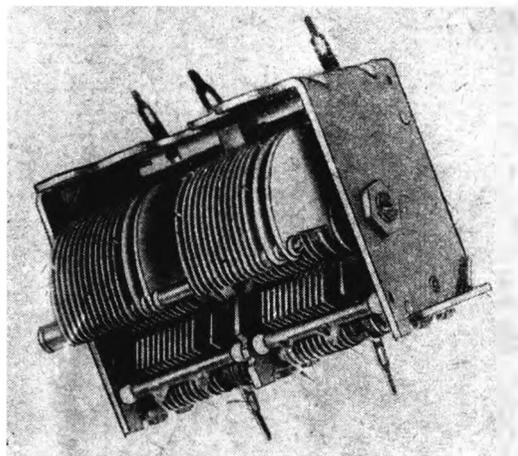


Рис. 2. Внешний вид конденсатора переменной емкости.

секционным агрегатом конденсаторов переменной емкости. Автономная система настройки существенно упрощает компоновку приемника в целом и поэтому ей следует отдать предпочтение при разработке новых типов АМ/ЧМ приемников.

В настоящей работе основное внимание уделяется системе настройки с помощью четырехсекционного агрегата конденсаторов переменной емкости с УКВ секциями (рис. 2). Эта система принята для приемников 1-го и 2-го классов, выпускаемых в настоящее время. Следует отметить, что основные принципиальные вопросы, которые будут затронуты в настоящей работе применительно к блоку с емкостной настройкой, почти в такой же мере относятся и к системе с индуктивной настройкой. При правильной отработке схемы и конструкции блока электрические показатели обеих систем идентичны.

Возвращаясь к схеме рис. 1, обратим внимание на то, что в УКВ блоке отсутствуют переключения цепей ультра-высокой частоты. Отключение блока от остальной части приемника осуществляется только по цепям питания и по выходным цепям, работающим на относительно низкой промежуточной частоте $f_{np} = 8,4 \text{ МГц}$. Это обстоятельство имеет большое значение, поскольку только в данном случае удастся сделать УКВ блок малогабаритным и достигнуть предельно возможного сокращения длины монтажных проводников в высокочастотных элементах схемы. Последнее позволяет в значительной степени поднять максимально допустимое устойчивое усиление и свести к минимуму паразитное излучение колебаний гетеродина. Кроме того, при этом существенно упрощаются коммутация и конструкция переключателя диапазонов.

Электрическая автономность высокочастотной части УКВ диапазона позволяет смонтировать ее на отдельном миниатюрном субшасси совместно с агрегатом конденсаторов переменной емкости и таким путем сократить до минимума длину соединительных проводников между УКВ секциями и деталями УКВ блока. При такой конструкции наиболее просто осуществляется общая экранировка и механическая защита блока.

3. ЛАМПЫ ДЛЯ УКВ БЛОКОВ

Для достижения высокой чувствительности необходимо выбрать схему и лампы такими, чтобы получить максимально возможное усиление при высоком соотношении сиг-

нал/шум. Обычные преобразователи частоты на пентагридах или на триод-гексодах, нашедшие применение на ДВ, СВ и КВ диапазонах, здесь неприемлемы. Такие преобразователи вследствие малой крутизны преобразования S_{np} и сильных дробовых шумов обладают высоким уровнем собственных шумов. Например, эквивалентное сопротивление шума $R_{ш}$ лампы 6А2П в режиме преобразования достигает 150—250 ком. В то же время сопротивление шума смесителей на пентоде составляет примерно 10 ком, а в смесителях на триоде обычно не превышает 2—3 ком.

Крутизна преобразования многосеточных ламп низка и составляет в зависимости от диапазона частот 0,3—0,5 ма/в. К тому же для получения такой крутизны преобразования необходимо подавать большое напряжение от гетеродина (примерно 9—12 в). Низкая крутизна преобразования и большой уровень напряжения колебаний гетеродина не имеют столь большого значения на ДВ, СВ диапазонах, но приобретают решающее значение на УКВ диапазоне. Поясним сказанное.

Как известно, коэффициент усиления преобразователя, в анодной цепи которого установлен двухконтурный фильтр промежуточной частоты с оптимальной связью между контурами, равен:

$$K_{np} = 0,5 S_{np} \sqrt{R_{1s} R_{2s}} \quad (1)$$

При относительно низкой промежуточной частоте ($f_{np} = 465$ кгц) нетрудно получить достаточно большое усиление и при малой крутизне преобразования вследствие больших резонансных сопротивлений R_{1s} и R_{2s} контуров фильтра ПЧ. Сказанное можно подтвердить на следующем примере.

Для обеспечения устойчивого усиления требуемой ширины полосы пропускания усилителя промежуточной частоты на частоте $f_{np} = 465$ кгц и устойчивости этой полосы при смене ламп могут быть применены фильтры ПЧ с добротностью контуров $Q \approx 100$ и емкостями $C = 180$ пф. В этом случае

$$R_{1s} = R_{2s} = Q \frac{1}{\omega C} = 100 \cdot \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 180} = 190 \text{ ком.}$$

При столь большом сопротивлении в анодной цепи пре-

образовательной лампы усиление велико и при $S_{np} = 0,5$ ма/в составляет:

$$K_{np} = 0,5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \sqrt{190 \cdot 190 \cdot 10^6} = 48.$$

Иные соотношения имеют место на УКВ диапазоне, где вследствие относительно высокой промежуточной частоты ($f_{np} = 8,4$ Мгц) резонансное сопротивление не может быть выбрано большим даже при малой емкости контура $C = 40$ пф.

Действительно, если примем добротность контуров фильтров $Q = 70$, получим:

$$R_{1s} = R_{2s} = Q \cdot \frac{1}{\omega C} = 70 \cdot \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 8,4 \cdot 10^6 \cdot 40} = 33 \text{ ком.} \quad (2)$$

При таком сопротивлении контуров коэффициент усиления мал и составляет:

$$K_{np} = 0,5 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} \sqrt{33 \cdot 33 \cdot 10^6} = 5.$$

Следовательно, на УКВ диапазонах увеличить коэффициент усиления преобразователя можно только путем повышения крутизны преобразования. Последнее может быть достигнуто применением смесителей на триодах или пентодах. Так, например, в режиме преобразования на триоде 6НЗП удастся получить крутизну преобразования $S_{np} = 1,5$ ма/в. При этом требуется относительно небольшое напряжение гетеродина $U_z = 2,5—3$ в, что в 3—4 раза меньше, чем в преобразователях на многосеточных лампах. Последнее обстоятельство имеет особо важное значение, поскольку при большом уровне напряжения гетеродина крайне трудно бороться с его излучением.

В многосеточных лампах трудно обеспечить малую индуктивность катодного ввода и малое время пролета электрона, что, как известно, приводит к значительному снижению входного сопротивления лампы на УКВ. Сеточный контур при этом сильно шунтируется, вследствие чего усиление схемы в общем падает. Так, на частоте $f_c = 70$ Мгц входное сопротивление пентагрида 6А2П в режиме преобразования составляет 2—3 ком, пентода 6КЗ — 3—5 ком, а триода 6НЗП — 6—10 ком.

Из изложенного следует, что для получения большого усиления, низкого уровня шума и малого излучения колебаний гетеродина на УКВ диапазоне наиболее целесообразно применять преобразователи на триодах. Само собой

разумеется, что и в случае применения усилителя ультра-высокой частоты также следует отдать предпочтение триодам.

Однако наряду с рассмотренными преимуществами триоды обладают и некоторыми недостатками. К ним прежде всего следует отнести неустойчивость работы в схеме с общим катодом, вызываемую большой проходной емкостью сетки — анод, а также малое внутреннее сопротивление. Но несмотря на это, применяя специальные меры, о которых речь будет идти ниже, можно «парализовать» недостатки триода и получить необычно высокие электрические показатели на УКВ диапазоне.

Следует добавить, что триоды имеют также преимущество перед другими лампами, поскольку они наиболее просты в изготовлении, дешевы и, что особо важно, их нетрудно монтировать по два в одном баллоне. Важность последнего обстоятельства станет понятной после рассмотрения принципов построения блок-схемы высокочастотной части приемников.

4. БЛОК-СХЕМА

Для обеспечения малого излучения колебаний гетеродина и большого усиления при низком уровне шума целесообразно построить схему УКВ блока по системе усилитель ВЧ—смеситель с применением в обоих каскадах триодов. Однако, как это нетрудно видеть, при использовании обычных схем смесителей на триоде с отдельным гетеродином, применяемых в аппаратуре сверхвысоких частот, необходимо иметь три лампы: одну для усилителя ВЧ, вторую для смесителя, а третью для гетеродина. Такое решение, приемлемое для массовых радиовещательных приемников, цена которых не может быть высокой. Для упрощения и удешевления схемы и конструкции УКВ блока оказывается возможным применить только один двойной триод. Один из его триодов используется в качестве усилителя ВЧ, а во втором совмещаются две функции — смесителя и гетеродина. Таким образом, здесь применен преобразователь частоты, в котором гетеродин приемника одновременно служит и преобразователем. Для того чтобы подчеркнуть это отличие, такие преобразователи целесообразно выделить в отдельный класс и назвать «гетеродинными преобразователями».

Существенной особенностью гетеродинных преобразователей (ГП) является то, что напряжение принимаемого

сигнала в них подается непосредственно на гетеродин приемника, в котором и происходит преобразование. После преобразования напряжение промежуточной частоты снимается с фильтра ПЧ, включаемого в анодную цепь лампы гетеродинного преобразователя.

На первый взгляд может показаться, что задача совмещения указанных функций в такой простой лампе, как триод, имеющей всего три электрода, крайне затруднительна. Однако на практике эта задача решается весьма просто.

Поскольку в настоящей работе речь будет идти только о гетеродинных преобразователях на триоде, отметим, что ГП могут собираться и на пентодах. Анализ, приводимый здесь, в значительной степени может быть использован и для расчета ГП на пентодах.

Собирать УКВ блок по приведенной выше системе наиболее целесообразно на двойном триоде, поскольку в этом случае можно создать весьма простую и компактную конструкцию на одной лампе. Из выпускаемых нашей промышленностью двойных триодов наиболее подходит для этой цели пальчиковая лампа 6НЗП, параметры которой приведены в табл. 1. Эта лампа отличается высокой крутизной, достаточно высоким входным сопротивлением, малыми межэлектродными емкостями и малым сопротивлением шума. Здесь могут быть также использованы двойные триоды 6Н1П и 6Н2П, но при этом параметры блока будут хуже.

ГЛАВА ВТОРАЯ

УКВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

1. ГЕТЕРОДИННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Теория гетеродинных преобразователей в настоящее время разработана еще слабо и поэтому некоторые положения и расчеты, приводимые ниже, требуют дальнейшего расширения и уточнения. К тому же ряд результатов получен на основании опытных данных, которые нуждаются в дальнейшей проверке.

При выполнении гетеродинного преобразователя на триоде наиболее трудной оказывается задача обеспечения независимости настроек трех контуров (сигнального, гетеродинного и фильтра промежуточной частоты) и малого паразитного излучения гетеродина. Это значит, что необхо-

димо выбрать такую схему, при которой перестройка одного контура не меняет настройки другого и напряжение гетеродина не попадает на сигнальный контур, несмотря на то, что в гетеродинном преобразователе эти напряжения подводятся к одной и той же сетке триода. Решается эта задача включением сигнального и гетеродинного контуров по схеме сбалансированного высокочастотного моста.

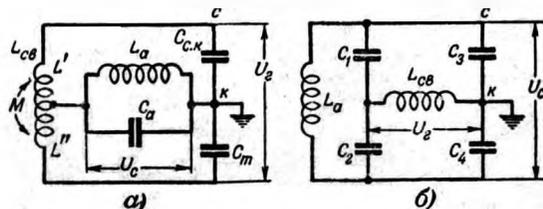


Рис. 3. Две схемы высокочастотных мостов.

Примеры схем таких мостов, применяемых в системах с емкостной настройкой, приведены на рис. 3. В схеме рис. 3,а мост собран из элементов гетеродинного контура (катушка обратной связи L_{cb} и вспомогательные емкости $C_{c,k}$ и C_m). В диагональ этого моста включен сигнальный контур $L_a C_a$. В схеме рис. 3,б мост собран из элементов сигнального контура L_a , C_1 , C_2 , C_3 и C_4 , в диагональ которого включена катушка обратной связи L_{cb} . Легко видеть, что баланс моста имеет место, если в схеме рис. 3,а

$$\frac{L' + M}{L'' + M} = \frac{C_m}{C_{c,k}}, \quad (3)$$

а в схеме рис. 3,б

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_3}{C_4}.$$

При выполнении этих условий сигнальный и гетеродинный контуры окажутся развязанными, т. е. между ними будет устранена связь, а следовательно, и взаимная зависимость настроек. В случае хорошей балансировки напряжение частоты гетеродина будет выделяться на зажимах катушки обратной связи L_{cb} и в то же время на сигнальном контуре величина этого напряжения окажется незначительной. Малое значение гетеродинного напряжения на сигнальном контуре и обуславливает малое паразитное излучение.

Несмотря на наличие баланса моста, на зажимах его плеч и, в частности, в точках $c-k$ выделяется как напряжение сигнала, так и напряжение гетеродина. Если к этим точкам подключить участок сетка—катод лампы гетеродинного преобразователя, то на сетку будет подано суммарное напряжение сигнала и гетеродина. Вследствие нелинейности лампы в анодном токе триода наряду с другими комбинационными частотами типа $nf_s \pm mf_c$ возникнет ток с частотой, равной промежуточной, а именно

$$f_{np} = f_s - f_c.$$

Этот ток, протекая через фильтр промежуточной частоты, включенный в анодную цепь лампы, создаст на нем усиленное напряжение преобразованного сигнала.

Схема гетеродинного преобразователя с мостом из элементов гетеродинного контура приведена на рис. 4. Здесь гетеродин выполнен по обычной схеме с индуктивной обратной связью. Для устранения взаимной зависимости настроек сигнального и гетеродинного контуров, а также для уменьшения напряжения гетеродина на сигнальном контуре $L_a C_a$ последний включен в диагональ моста, который состоит из половинок катушки обратной связи L_{cb} , входной динамической емкости $C_{c,k}$ и подстроечного конденсатора C_m , который служит для получения точного баланса. Во многих практических случаях этот конденсатор может быть заменен конденсатором постоянной емкости.

Напряжение сигнала U_a , снимаемое с контура $L_a C_a$, подводится через конденсатор C_c к средней точке катушки L_{cb} и далее совместно с напряжением гетеродина поступает на сетку триода. Преобразованное и усиленное напряжение сигнала выделяется фильтром промежуточной частоты. Вследствие того, что промежуточная частота значительно отличается как от частоты гетеродина, так и от частоты сигнала, то развязка фильтра ПЧ от контуров гетеродина и сигнала осуществляется просто. На рис. 4 катушка L_1 первого контура фильтра ПЧ, имеющая относительно большую индуктивность, используется как дроссель в схеме параллельного питания гетеродина.

Важное значение для нормальной работы преобразователя имеет емкость C_1 . Основная часть емкости первого контура фильтра ПЧ складывается из параллельно включенных конденсатора C_1 и разделительного конденсатора C_p (для промежуточной частоты 8,4 Мгц гетеродинный кон-

тур $L_2 C_2$ и блокировочный конденсатор C_6 представляют собой короткое замыкание). Вместе с тем C_1 входит в контур гетеродина и совместно с разделительным конденсатором C_p образует делитель, обуславливающий слабую связь контура гетеродина с лампой (рис. 5). Степень связи может быть оценена параметром связи P_2 , который равен:

$$P_2 = \frac{C_p}{C_p + C_1}.$$

При применении ламп с большой крутизной для радиовещательного диапазона целесообразно выбрать $P_2 \approx \frac{1}{3}$.

Наряду с другими общеизвестными преимуществами сла-

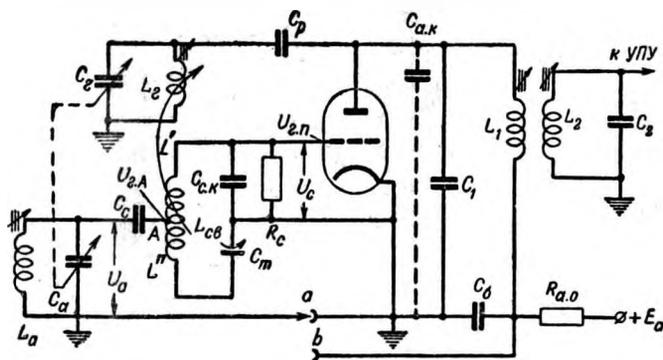


Рис. 4. Схема гетеродинного преобразователя.

бой связи гетеродинного контура с лампой здесь, кроме того, обеспечивается такой режим, при котором колебательная мощность гетеродина мала, а напряжение на сетке достаточно, чтобы получить максимальную крутизну преобразования. Поскольку мощность гетеродина снижена до минимума, то при прочих равных условиях в этом режиме уровень паразитного излучения минимален.

Кроме того, емкость C_1 имеет также важное значение для повышения устойчивости гетеродинного преобразователя против паразитной генерации на сверхвысоких частотах и для уменьшения излучения гармоник гетеродина. Это станет понятным, если рассмотреть схему рис. 6. На рис. 6 жирными линиями показан контур, по которому в случае отсутствия конденсатора C_1 , будут протекать токи, частоты которых существенно превосходят частоту

гетеродина. Для этих частот монтажные провода совместно с выходной емкостью лампы $C_{a.к}$ образуют в анодной цепи параллельный контур. Ввиду малости емкости $C_{a.к}$, резонансное сопротивление этого паразитного контура настолько велико, что система оказывается склонной к самовозбуждению на сверхвысоких частотах. Этому в значительной степени способствует высокая крутизна применяемых здесь ламп.

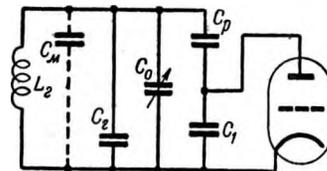


Рис. 5. Схема слабой связи анодной цепи лампы с контуром гетеродина.

В некоторых случаях паразитный контур может оказаться настроенным на одну из гармоник гетеродина, что обычно приводит к резкому возрастанию паразитного излучения приемника на гармониках. Приведенные затруднения устраняются, когда конденсатор C_1 подключен непосредственно к ножкам лампы.

Существенное значение для нормальной работы гетеро-

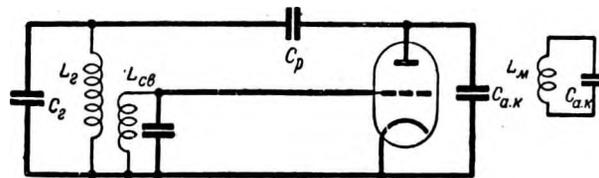


Рис. 6. Схема паразитного возбуждения на дециметровых волнах.

динного преобразователя имеет правильный выбор элементов $R_c C_c$ (рис. 4). Если постоянная времени этой цепи

$$\tau = R_c C_c$$

велика (превышает некоторое критическое значение $\tau_{кр}$), то может возникнуть прерывистая генерация. В результате вместо непрерывных колебаний гетеродина начнут работать отдельные регулярно повторяющимися радиоимпульсами с периодом повторения T , причем, чем больше постоянная времени превышает $\tau_{кр}$, тем больше и период повторения.

Из теории известно, что прерывистые колебания могут быть разложены в ряд дискретных синусоидальных колебаний с частотным интервалом между ними, равным (рис. 7):

$$\Delta f_s = \frac{1}{T}.$$

Следовательно, в нашем случае прерывистая генерация равносильна тому, что вместо одной частоты на сетке лампы преобразователя выделится целая серия дискретных частот. Последнее приведет к целому ряду недопустимых

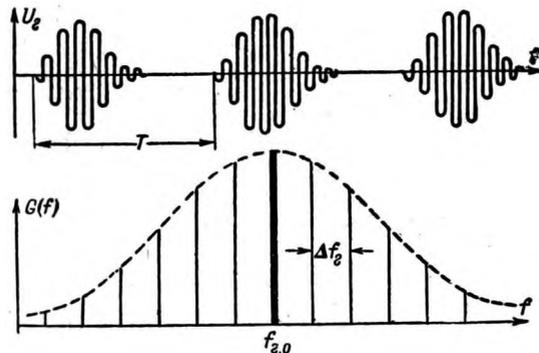


Рис. 7. График прерывистых колебаний гетеродина.

явлений. К ним следует отнести взаимные помехи между ЧМ радиостанциями, которые особенно проявляются при большой частоте прерываний, возникновение больших нелинейных искажений вследствие недопустимого увеличения спектра принимаемого ЧМ сигнала на величину частотного спектра составляющих гетеродина. При прерывистой генерации также наблюдается повышение уровня шума, мешающего нормальному приему. Все эти признаки могут служить основой для обнаружения прерывистой генерации при практической отработке схемы. Для определения критического значения постоянной времени необходимо руководствоваться следующими соображениями.

В обычных автогенераторах с автоматическим смещением критическое значение постоянной времени $\tau_{к.р}$ зависит от коэффициента обратной связи, добротности колебательного контура и характеристик анодного и сеточного токов генераторной лампы. Наряду с этими факторами в гетеродинных преобразователях $\tau_{к.р}$ в значительной степени опре-

деляется глубиной обратной связи по цепям моста промежуточной частоты, о котором речь будет идти ниже. Анализ этой зависимости показал, что введение обратной связи по промежуточной частоте уменьшает опасность возникновения прерывистой генерации и позволяет увеличить постоянную времени, не опасаясь возникновения такой генерации. Например, в гетеродинном преобразователе частоты, собранном на лампе 6НЗП по приведенной ниже схеме, с контуром гетеродина добротностью $Q=70$ и коэффициентом обратной связи $k \approx 0,3$ критическое значение постоянной времени при введении моста обратной связи по промежуточной частоте возрастает в 1,5–2 раза и составляет обычно 0,3–0,5 мсек.

Для устранения прерывистой генерации необходимо выбрать постоянную времени цепи $R_c C_c$, несколько меньшей чем $\tau_{к.р}$. Это достигается путем уменьшения сопротивления R_c и емкости конденсатора C_c . Однако для улучшения баланса моста по высокой частоте и уменьшения шумов от токов сетки, обусловленных малой величиной сопротивления утечки сетки, следует выбирать R_c в пределах 0,2–1 *Мом* при применении сетевых ламп косвенного накала. Дальнейшее уменьшение постоянной времени может быть достигнуто уменьшением емкости конденсатора C_c . Но величина емкости C_c ограничена снизу, так как при малых значениях ее падает динамическое внутреннее сопротивление гетеродинного преобразователя. Поскольку этот вопрос имеет первостепенное значение для нормальной работы преобразователя, остановимся на его анализе более подробно.

Как известно, внутреннее сопротивление R_i триодов с большой крутизной невелико и составляет обычно 6–10 *ком*. Понятно, что при резонансном сопротивлении R_{1s} первого контура фильтра промежуточной частоты, равном 33 *ком* [см. (2)], последний оказывается сильно шунтированным малым внутренним сопротивлением триода. Следует, правда, оговорить, что в режиме генерации внутреннее сопротивление триода периодически меняется и в среднем за период колебания гетеродина оно оказывается больше, чем в режиме усиления. Коэффициент увеличения внутреннего сопротивления

$$K_1 = \frac{R_{1s}}{R_i}, \quad (4)$$

зависит от режима генерации и в оптимальном режиме (при максимуме крутизны преобразования) может быть принят равным:

$$K_1 \approx 3.$$

Так, например, внутреннее сопротивление гетеродинного преобразователя на лампе 6НЗП равно:

$$R_{i2} = K_1 R_i = 3 \cdot 8 = 24 \text{ ком.}$$

Однако практически оно оказывается значительно ниже, чем R_{i2} , вследствие действия паразитной отрицательной обратной связи.

Для количественной оценки уменьшения R_{i2} из-за отрицательной обратной связи обратимся к эквивалентной схеме гетеродинного преобразователя для промежуточной частоты (рис. 8).

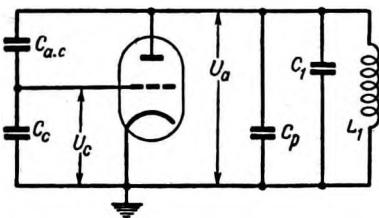


Рис. 8. Схема отрицательной обратной связи по промежуточной частоте (без моста).

На этой схеме УКВ контуры отсутствуют, поскольку для промежуточной частоты их сопротивление близко к нулю. Напряжение промежуточной частоты U_c , поступающее от анодного контура на сетку по цепи обратной связи, которая состоит из емкостного делителя $C_{a.c}, C_c$, равно:

$$U_c = U_a P_{o.c.}$$

где $P_{o.c.} = -\frac{C_{a.c.}}{C_{a.c.} + C_c}$ — коэффициент обратной связи.

Подробный анализ показывает, что с учетом режима генерации и действия обратной связи динамическое внутреннее сопротивление гетеродинного преобразователя по промежуточной частоте может быть определено из уравнения.

$$R_{i\partial} = \frac{1}{1 - \mu_{\partial} P_{o.c.} \frac{1}{1 + \alpha_a}} \cdot R_{i2} = K_2 R_{i2}, \quad (5)$$

где μ_{∂} — динамический коэффициент усиления гетеродинного преобразователя; обычно $\mu_{\partial} \approx \mu$;

$\alpha_a = \frac{R_{a.o.}}{R_{i2}}$ — коэффициент анодной нагрузки;

$R_{a.o.}$ — входное сопротивление фильтра промежуточной частоты;

K_2 — коэффициент увеличения внутреннего сопротивления преобразователя от действия обратной связи;

$R_{1,0}$ — резонансное сопротивление первого контура без учета $R_{i\partial}$.

Так, например, при применении лампы 6НЗП ($\mu_{\partial} \approx \mu = 40$, $C_{a.c.} = 1,5 \text{ нф}$ и $R_{i2} = 24 \text{ ком}$), сопротивления анодной нагрузки $R_{a.o.} = 17 \text{ ком}$ [см. (2)] и емкости $C_c = 25 \text{ пф}$ получим, что с учетом действия отрицательной обратной связи

$$P_{o.c.} = -\frac{C_{a.c.}}{C_{a.c.} + C_c} = -\frac{1,5}{25 + 1,5} = -0,06$$

внутреннее сопротивление преобразователя упадет более чем в 2 раза, ибо

$$K_2 = \frac{1}{1 + 40 \cdot 0,06} \frac{1}{1 + \frac{15}{24}} = \frac{1}{2,5}.$$

Этот недостаток можно устранить, заземлив нижний конец сигнального контура через блокировочный конденсатор C_6 фильтра ПЧ (точка b на рис. 4) и соответственно выбрав его емкость. Дело в том, что при такой схеме образуется так называемый мост по промежуточной частоте (мост ПЧ), обеспечивающий при балансе нейтрализацию проходной емкости триода $C_{a.c.}$ (рис. 9).

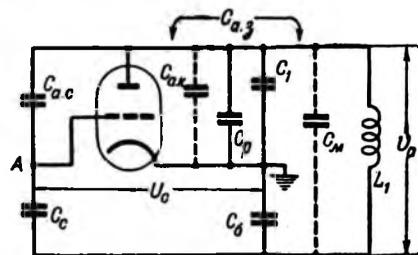


Рис. 9. Схема моста по промежуточной частоте.

Анализ показывает, что при тех соотношениях между емкостями моста ПЧ, которые обычно имеют место в гетеродинном преобразователе, для расчета коэффициента об-

ратной связи может быть применена приближенная формула

$$P_{o.c} = \frac{U_c}{U_a} = \frac{C_c C_{a.з} - C_b C_{a.c}}{C_c C_b}, \quad (6)$$

где

$$C_{a.з} = C_{a.к} + C_p + C_1.$$

Легко видеть, что при балансе моста, который имеет место, когда емкость блокировочного конденсатора равна:

$$C_{б.к.р} = \frac{C_c C_{a.з}}{C_{a.c}},$$

обратная связь оказывается нейтрализованной ($P_{o.c} = 0$) и внутреннее сопротивление гетеродинного преобразователя доходит до своего нормального значения ($R_{i\partial} = R_{iэ}$). В этом случае напряжение промежуточной частоты на участке сетка—катод отсутствует $U_c = U_a P_{o.c} = 0$.

Обратим внимание на весьма важное обстоятельство, которое следует из уравнения (6), а именно, при выборе C_b больше или меньше $C_{б.к.р}$ можно получить как отрицательную (мост ПЧ недокомпенсирован), так и положительную обратную связь (мост ПЧ перекомпенсирован). В первом случае коэффициент обратной связи имеет знак минус, а во втором — знак плюс. Из приведенных соображений следует [см. также (5)], что изменением емкости блокировочного конденсатора C_b можно в широких пределах изменять внутреннее сопротивление преобразователя, а следовательно, и общее усиление УКВ блока. Но какой коэффициент обратной связи $P_{o.c}$ целесообразно выбрать?

Для того чтобы ответить на этот весьма важный вопрос, рассмотрим график рис. 10, на котором приведена зависимость динамического внутреннего сопротивления $R_{i\partial}$ гетеродинного преобразователя от коэффициента обратной связи $P_{o.c}$. Из этого графика, построенного в соответствии с уравнением (5), следует, что при изменении обратной связи $P_{o.c}$ от отрицательных до положительных значений резко меняется и динамическое внутреннее сопротивление $R_{i\partial}$. Ход кривой характеризуется тремя особыми точками, а именно точками a_1 , a_2 и a_3 .

Точка a_1 ($P_{o.c} = 0$) соответствует режиму нейтрализации моста ПЧ. В этом случае $R_{i\partial} = R_{iэ}$. Точка a_2 ($\mu_{\partial} P_{o.c} \frac{1}{1+\alpha_a} = 1$)

соответствует полной нейтрализации внутреннего сопротивления преобразователя ($R_{i\partial} \rightarrow \infty$). Она находится на границе между положительными и отрицательными значениями динамического внутреннего сопротивления.

Точка a_3 соответствует такому значению положительной обратной связи, при которой отрицательное внутрен-

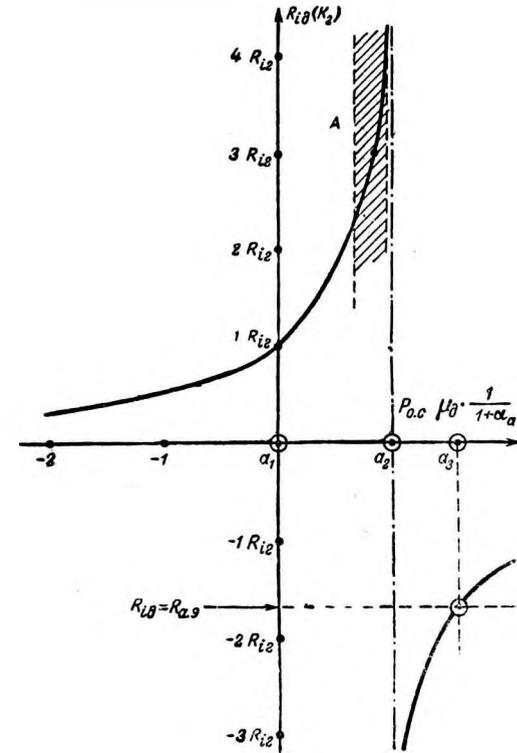


Рис. 10. График зависимости внутреннего сопротивления гетеродинного преобразователя от величины обратной связи.

нее сопротивление преобразователя равно входному сопротивлению $R_{a.э}$ фильтра ПЧ. При дальнейшем увеличении $P_{o.c}$ преобразователь возбуждается на промежуточной частоте.

Из всего сказанного следует, что $P_{o.c}$ необходимо выбрать таким, при котором получается достаточно большим динамическое внутреннее сопротивление $R_{i\partial}$ и в то же время обеспечивается достаточно устойчивая работа схемы при смене ламп и вследствие разброса номиналь-

ных значений емкостей моста и др. Анализ, подтвержденный практикой, показал что при применении лампы 6НЗП и моста ПЧ, в котором разброс номинальных значений емкостей конденсатора C_6 не превышает 5%, а конденсаторов C_c , $C_{a.з}$ и $C_{a.c}$ 10%, можно допустить такую положительную обратную связь, при которой (см. область А на рис. 10)

$$R_{id} = K_2 R_{iz} = 3R_{iz}. \quad (7)$$

Жесткие требования к допускам на конденсатор C_6 обусловлены тем, что при перекомпенсации моста по промежуточной частоте ($C_c C_{a.з} > C_6 C_{a.c}$) небольшие изменения C_6 приводят к существенным изменениям коэффициента положительной обратной связи $P_{o.c}$ [см. уравнение (6)].

Пользуясь уравнением (5), можно показать, что для обеспечения трехкратного увеличения динамического внутреннего сопротивления необходима положительная обратная связь

$$P_{o.c} = \frac{0,67(1 + \alpha_a)}{\mu_d}. \quad (8)$$

Из уравнения (6) следует, что требуемая глубина обратной связи обеспечивается, если выбрать емкость блокировочного конденсатора равной:

$$C_6 = \frac{C_c C_{a.з}}{C_c P_{o.c} + C_{a.c}}. \quad (9)$$

В этом режиме мост ПЧ оказывается перекомпенсированным и на сетке триода преобразователя выделяется напряжение промежуточной частоты, равное $U_c = P_{o.c} U_a$, которое тем больше, чем больше перекомпенсирован мост.

Следует отметить, что наличие напряжения промежуточной частоты на сетке лампы приводит не только к изменению R_{id} , но также влияет и на входное сопротивление R_2 . Как и R_{id} , R_2 имеет существенное значение для получения большого усиления, поскольку оно шунтирует сигнальный контур. Здесь не представляется возможным привести подробный анализ всех явлений, имеющих место в сеточной цепи гетеродинного преобразователя ввиду их крайней сложности. Скажем только, что при отсутствии на сетке лампы напряжения промежуточной частоты (это имеет место при балансе моста ПЧ) входное сопротивление

преобразователя, отнесенное к зажимам сетка—катод (рис. 4), примерно равно:

$$R_z = 2R_f,$$

где R_f — входное сопротивление триода в режиме усиления при схеме с общим катодом.

Наличие же напряжения промежуточной частоты при допустимых величинах перекомпенсации приводит к еще большему возрастанию входного сопротивления, которое доходит до

$$R_z = (2,4 \div 2,6) R_f. \quad (10)$$

Это дополнительное повышение R_z на 20—30% происходит вследствие так называемого вторичного преобразования. Сущность этого явления заключается в следующем. На сетке лампы преобразователя действует как напряжение с частотой гетеродина, так и напряжение промежуточной частоты, обусловленное перекомпенсацией моста ПЧ. В результате этого в сеточном токе наряду с другими комбинационными частотами появляется составляющая с разностной частотой $f_p = f_z - f_{np}$. Эта разностная частота f_p , возникшая как следствие вторичного преобразования, в точности равна частоте принимаемого сигнала f_c , на которую настроен сигнальный контур. Протекая через этот контур, составляющая тока сетки, обусловленная вторичным преобразованием, вызывает на нем повышение напряжения частоты сигнала, поскольку к первоначальному напряжению сигнала, принятого антенной, прибавляется еще и напряжение вторичного преобразования. Указанное повышение напряжения, а следовательно, и усиления может быть количественно учтено эквивалентным увеличением входного сопротивления преобразователя, о котором упоминалось ранее. В приведенном описании нетрудно проследить идентичность явления вторичного преобразования с обычной обратной связью, но замыкающейся как бы через нелинейность лампы преобразователя.

Для расчета гетеродинного преобразователя необходимо также установить зависимость между крутизной преобразования S_{np} и статическими параметрами триода. Величина S_{np} зависит в основном от амплитуды напряжения гетеродина на сетке триода и от перераспределения напряжения между его анодом и сеткой. При оптимальном для данного типа лампы напряжении гетеродина на сетке и

минимальном напряжении на аноде крутизна преобразования достигает своего максимума, равного примерно одной трети статической крутизны:

$$S_{n,p} = 0,3S. \quad (11)$$

Напомним, что режим генерации, при котором напряжение на аноде выбирается минимально возможным при одновременном сохранении достаточной устойчивости колебаний гетеродина, необходим для того, чтобы уменьшить уровень паразитного излучения.

2. АНАЛИЗ СЕТОЧНОЙ ЦЕПИ ГЕТЕРОДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для баланса моста высокой частоты (мост ВЧ) необходимо обеспечить хорошую электрическую симметрию отвода А от катушки обратной связи гетеродина L_{cb} (рис. 4). Практически симметрию можно получить, если катушки L_2 и L_{cb}

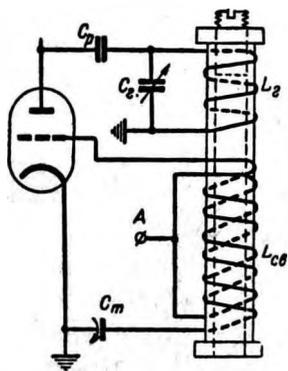


Рис. 11. Схема симметричной намотки катушки связи и контурной катушки гетеродина.

намотать так, как показано на рис. 11, и сократить до минимума длину свободных концов катушки связи. Что же касается остаточных разбросов параметров моста, то они компенсируются соответствующим подбором емкости подстроечного конденсатора C_m , определяемой из уравнения (3). Практика показывает, что во многих случаях этот конденсатор может быть заменен конденсатором постоянной емкости.

Критерием симметричности моста ВЧ может служить коэффициент симметрии n_c , равный отношению напряжений гетеродина в точке А и на сетке лампы (рис. 4):

$$n_c = \frac{U_{z,A}}{U_{z,n}}, \quad (12)$$

где $U_{z,A}$ — остаточное напряжение гетеродина на сигнальном контуре.

Поскольку коэффициент симметрии нетрудно определить путем непосредственного измерения напряжений $U_{z,A}$ и

$U_{z,n}$, то по его величине можно судить о точности баланса моста. При хорошем балансе

$$n_c \leq 0,03 \div 0,05. \quad (13)$$

При точном выборе средней точки А и балансе моста емкость подстроечного конденсатора C_m оказывается равной емкости $C_{c,k}$, где $C_{c,k}$ — полная динамическая входная емкость преобразователя с учетом монтажных емкостей.

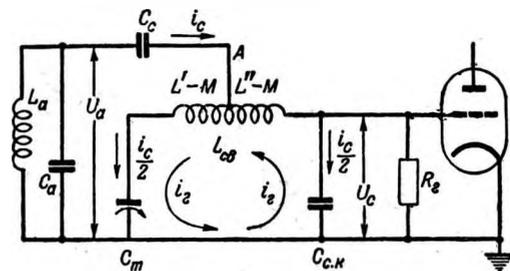


Рис. 12. Эквивалентная схема сеточной цепи гетеродинного преобразователя.

Для дальнейшего анализа воспользуемся эквивалентной схемой сеточной цепи для частоты сигнала (рис. 12). Здесь $L' = L''$ — индуктивности половинок катушки обратной связи. Для тока гетеродина i_2 половинки катушки L_{cb} оказываются включенными последовательно и поэтому $L_{cb} = L' + L'' + 2M$, где M — коэффициент взаимной индукции между L' и L'' . В то же время для тока i_c частоты сигнала эти катушки включены параллельно, причем витки их направлены навстречу друг другу. Вследствие этого индуктивности ветвей оказываются равными $L' - M$ и $L'' - M$.

Пользуясь рис. 12, можно показать, что коэффициент передачи напряжения сигнала в сеточной цепи равен:

$$K_c = \frac{U_c}{U_a} = \frac{1}{1 - \omega^2 C_{c,k} (L' - M)}. \quad (14)$$

При выводе уравнения (14) было пренебрежено сопротивлением конденсатора C_c для частоты сигнала и активной составляющей R_2 входного сопротивления лампы. Первое из них мало вследствие большой емкости конденса-

тора C_c , второе практически не сказывается, так как шунтировано во много раз меньшим сопротивлением емкости $C_{c.к}$; $\frac{1}{\omega C_{c.к}} \ll R_2$.

Пользуясь коэффициентом K_c , нетрудно вычислить все интересующие нас величины, а именно: пересчитанные к зажимам сигнального контура входное сопротивление

$$R_{z.n} = \frac{1}{K_c^2} R_2 \quad (15)$$

и общую входную емкость преобразователя

$$C_{z.n} = 2K_c C_{c.к}. \quad (16)$$

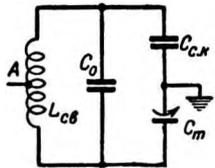
Лучший компромисс обеспечивается, если выбрать $K_c = 1$. Из (14) следует, что указанное условие выполняется, когда

$$L' = L'' = M.$$

Легко показать, что это равенство можно выполнить, только когда коэффициент связи между половинками катушки k равен 1, ибо

$$L' - M = L'(1 - k).$$

Рис. 13. Резонансный контур на катушке обратной связи гетеродина в цепи сетки.



Практически достаточно иметь $k = 0,5 - 0,7$. Такой коэффициент связи можно получить при плотной рядовой намотке катушки связи L_{cb} из достаточно тонкого провода (ПЭЛ 0,2—0,3 мм) на каркасе диаметром, большем 6 мм.

Приведенные соотношения справедливы, если индуктивность катушки связи L_{cb} выбрана такой, при которой обусловленная ею резонансная частота сеточной цепи (рис. 13)

$$f_p \geq 1,2 \cdot f_{z.макс} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{cb} \left(\frac{C_{c.к}}{2} + C_0 \right)}},$$

где C_0 — сумма монтажной емкости и собственной емкости катушки L_{cb} ;

$f_{z.макс}$ — максимальная частота гетеродина в выбранном диапазоне.

Из последнего уравнения получаем окончательную формулу для расчета индуктивности катушки связи:

$$L_{cb} = \frac{1,75 \cdot 10^4}{f_{z.макс}^2 \left(\frac{C_{c.к}}{2} + C_0 \right)}. \quad (17)$$

Здесь L_{cb} — в мкГн;

f — в МГц, а C — в пф.

Воспользовавшись рис. 12, легко ответить и на ранее поставленный вопрос о нижнем пределе емкости конденсатора C_c . Из рис. 12 следует, что емкость C_c совместно с входной емкостью гетеродинного преобразователя $C_{z.n}$, отнесенной к точке A катушки L_{cb} [см. рис. 4 и уравнение (16)], образуют делитель напряжения частоты сигнала, который уменьшает коэффициент передачи напряжения от анода лампы усилителя высокой чистоты до сетки лампы преобразователя. Для устранения этой потери усиления необходимо выбрать емкость C_c из условия

$$C_c = (5 \div 10) C_{z.n} = (10 \div 20) C_{c.к}. \quad (18)$$

3. О РАБОТЕ ГЕТЕРОДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ БОЛЬШИХ УРОВНЯХ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Заканчивая анализ гетеродинного преобразователя, следует остановиться на одном нежелательном явлении, имеющем в нем место при приеме мощных близлежащих УКВ радиостанций, а именно на явлении «сбоя». Внешне это явление проявляется в том, что при настройке приемника на мощную станцию качество приема ухудшается или прием даже полностью прекращается. Для выяснения причин возникновения этого явления и методов борьбы с ним обратимся предварительно к рис. 14, где приведена схема обычного автогенератора с индуктивной обратной связью, генерирующего частоту f_0 .

Введем в сеточную цепь лампы внешнюю э. д. с. $E_{вн}$ с частотой $f_{вн}$, близкой к f_0 . Если постепенно увеличивать амплитуду этой э. д. с., то, начиная от некоторого вполне определенного уровня, частота колебаний автогенератора начнет слегка отклоняться (затягиваться) в сторону частоты $f_{вн}$. При дальнейшем увеличении подаваемого напряжения частота автогенератора скачком изменится и в точ-

ности станет равной $f_{вк}$, т. е. будет захвачена (синхронизирована) частотой внешней э. д. с.

Если при этом уровне внешней э. д. с. менять ее частоту, то частота автогенератора будет в точности следовать за ней. Однако при достаточно большом отклонении (в любую сторону) частоты $f_{вк}$ от первоначальной частоты автогенератора f_0 синхронизация прекратится и автогенератор скачком восстановит свою первоначальную частоту f_0 .

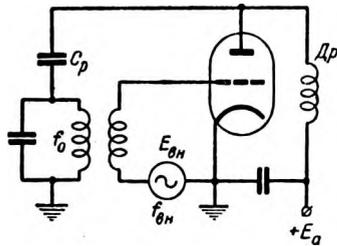


Рис. 14. Принципиальная схема захватывания автогенератора.

Для общности заметим, что синхронизация может быть осуществлена не только при условии близости частот автогенератора и внешней э. д. с., но и при других соотношениях между ними. Так, например, она возникает, когда

$$f_{вк} \approx 2f_0, 3f_0$$

и т. д. (случай деления частоты);

$$f_{вк} \approx \frac{1}{2} f_0, \frac{1}{3} f_0$$

и т. д. (случай умножения частоты);

$$f_{вк} \approx \frac{2}{3} f_0, \frac{3}{2} f_0$$

и т. д. (дробно-рациональная синхронизация).

Если соотношение между частотами $f_{вк}$ и f_0 не соответствует ни одному из приведенных, то при достаточно большом уровне внешней э. д. с. может иметь место так называемое явление асинхронного «тушения» колебаний автогенератора. В этом случае внешняя э. д. с. вызывает такое изменение режима работы лампы, что не обеспечиваются условия самовозбуждения автогенератора.

Следует отметить, что схема рис. 14 не является единственной и служит нам только для иллюстрации приведен-

ных соображений. Особенность подобных схем состоит в наличии автогенератора, на нелинейный элемент которого (на лампу) каким угодно образом воздействует поданное извне периодическое напряжение.

Все рассмотренные здесь явления могут иметь место также и в гетеродинном преобразователе, представляющем собой по существу автогенератор, на сетку лампы которого действует внешнее гармоническое напряжение от принимаемой или мешающей радиостанций. Чем больше это напряжение, тем больше опасность «сбоя» преобразователя.

Поскольку в УКВ блоках до преобразователя имеются два селективных контура (входной контур и контур в анодной цепи лампы усилителя высокой частоты), то опасными оказываются лишь внешние напряжения от станций, частоты которых лежат в пределах полосы пропускания этих контуров. Что же касается напряжений от мешающих радиостанций, работающих на других частотах, то их уровень будет сильно ослаблен, прежде чем они попадут на сетку лампы преобразователя и поэтому не смогут оказать на него сколько-нибудь существенного воздействия. Следовательно, в интересующем нас случае целесообразно исследовать воздействие на гетеродин напряжения сигнала с частотой f_c , отличающейся от f_z на промежуточную частоту приемника, т. е. на $\Delta f \approx f_{нр} = 8,4 \text{ Мгц}$.

Предположим, что приемник настроен на частоту сигнала $f_c = 70 \text{ Мгц}$ (рис. 15,а). Частота гетеродина при этом равна $f_z = f_c + f_{нр} = 78,4 \text{ Мгц}$. Если напряжение сигнала на сетке преобразовательной лампы будет существенно меньше напряжения гетеродина, то полоса захвата ΔF_z получится значительно уже, чем $2f_{нр}$ (рис. 15,б) и частота гетеродина не будет захвачена частотой сигнала. Следовательно, в этом случае обеспечивается нормальное преобразование частоты, поскольку на сетку лампы преобразователя подаются как напряжение сигнала, так и напряжение гетеродина. В теории колебаний этот режим часто называют режимом биений.

Если теперь постепенно увеличивать уровень сигнала, то полоса захвата будет все больше и больше расширяться. Как только она превысит величину $2f_{нр}$ (рис. 15,в), частота гетеродина окажется захваченной частотой сигнала и преобразование прекратится, поскольку на сетке лампы пре-

образователя будет действовать лишь одно напряжение с частотой сигнала, т. е.

$$f_z = f_c \text{ и } f_{np} = f_z - f_c = 0.$$

При этих условиях прием, естественно, прекратится; произойдет так называемый сбой частоты гетеродина.

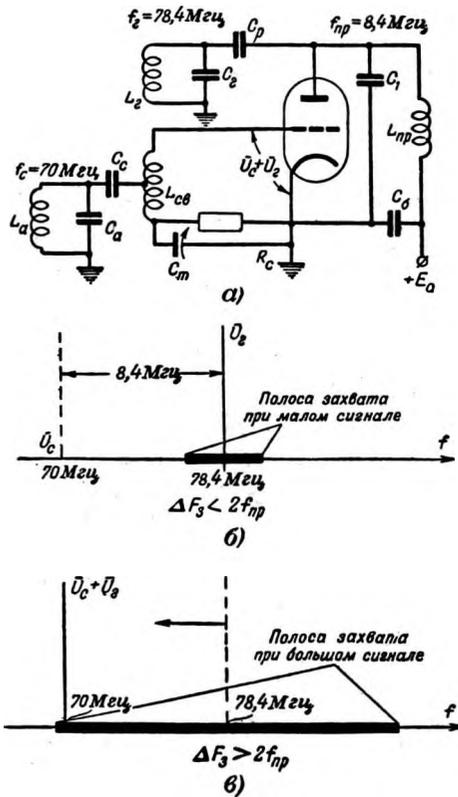


Рис. 15.

а — общая схема захватывания колебаний гетеродинного преобразователя; б — график полосы захватывания при $\Delta F_3 < 2f_{np}$; в — график полосы захватывания при $\Delta F_3 > 2f_{np}$.

В случае относительно большой промежуточной частоты при некоторых режимах гетеродинного преобразователя может получиться, что тушение колебаний произойдет раньше, чем захватывание. Очевидно, что и в этих условиях прием прекратится вследствие срыва колебаний гете-

родина. Здесь следует заметить, что и при несколько меньших напряжениях сигнала преобразователь может работать неустойчиво, особенно в тех случаях, когда принимаемый сигнал глубоко промодулирован по амплитуде. По этой причине не рекомендуется применять гетеродинные преобразователи в телевизорах. Что же касается приемников для приема станций с частотной модуляцией, то в них для нормальной работы гетеродинного преобразователя достаточно, чтобы напряжение сигнала было примерно в 10 раз меньше, чем напряжение гетеродина:

$$U_c^* \leq 0,1U_z. \quad (19)$$

Большей устойчивостью против сбоя обладает выбранная нами схема с контуром в цепи анода. Схема с контуром в цепи сетки в этом отношении несколько хуже.

Из приведенных соображений не следует, однако, делать неправильный вывод, что неустойчивая работа или сбой при приеме сильных сигналов свойственны только гетеродинным преобразователям. Эти явления наблюдаются также и в УКВ смесителях с отдельным гетеродином. Но опасность появления сбоя в последнем случае меньше.

Указанные явления могут быть устранены специальной системой АРУ, регулирующей коэффициент усиления усилителя высокой частоты. Само собой разумеется, что при применении малоэффективных антенн, смонтированных внутри футляра приемника, явления сбоя наблюдаться не будут.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ И ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

1. ВЫБОР СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Как уже отмечалось, для получения высокой чувствительности УКВ блоков в усилителе высокой частоты целесообразно применить триод, шумы которого меньше, чем шумы пентодов и других многосеточных ламп. Рассмотрим три наиболее распространенные схемы усилителей высокой частоты на триоде, а именно схемы с общим катодом (схема включения первого рода), с общей сеткой (схема включения второго рода) и с общей промежуточной точкой (рис. 16, а, б и в).

Схема рис. 16,а обладает наибольшим входным сопротивлением, вследствие чего коэффициент передачи напряжения ее входной цепи получается большим, чем у двух других. Однако из-за относительно большой емкости анод — сетка триода такая схема работает неустойчиво. Для устра-

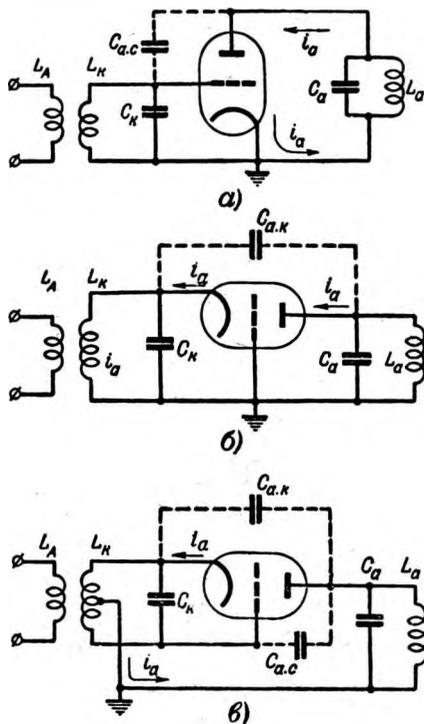


Рис. 16.

а — схемы усилителей ультравысокой частоты с общим катодом; б — с общей сеткой; в — с общей промежуточной точкой.

нения этого недостатка при одновременном сохранении преимуществ данной схемы в дорогих аппаратах применяют так называемые каскодные схемы усилителя высокой частоты на двух триодах (рис. 17), в которых первый триод работает в схеме усилителя с общим катодом, а второй триод — в схеме усилителя с общей сеткой. Для обеспечения устойчивой работы усилителя первый его каскад нагружен на весьма малое входное сопротивление второго триода, включенного по схеме с общей сеткой. Поскольку входное сопротивление второго триода мало, коэффициент усиления по на-

пряжению первого каскада обычно не превышает единицу. По этой причине опасность неустойчивой работы усилителя из-за обратной связи через емкость $C_{a,c}$ в значительной степени уменьшается. Малое усиление по напряжению первой лампы компенсируется большим коэффициентом передачи

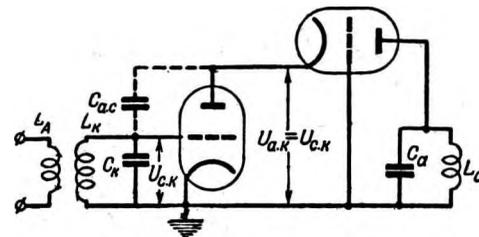


Рис. 17. Каскодная схема.

входной цепи и большим усилением второй лампы. Таким образом, каскодная схема, обладая весьма низким уровнем шума (определяемым в основном шумами первого триода), дает в то же время большое усиление (определяемое вторым триодом и входной цепью). Интересно отметить, что

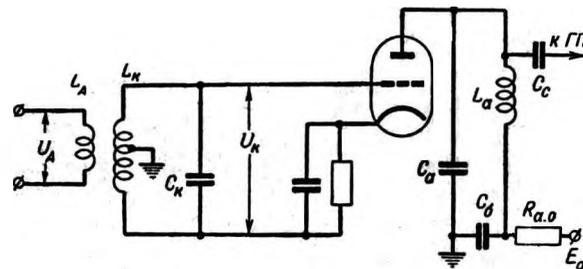


Рис. 18. Общая схема усилителя ВЧ.

первый каскад, не давая заметного усиления по напряжению, обеспечивает в то же время существенное усиление по мощности.

Вследствие относительной сложности каскодные схемы не могут быть рекомендованы для использования в массовых радиовещательных приемниках.

Схема с общей сеткой (рис. 16,б) обладает большой устойчивостью. Объясняется это тем, что емкость $C_{a,k}$ анод — катод лампы, через которую возникает здесь паразитная обратная связь, мала. Однако ввиду того, что через

входной контур протекает переменная составляющая анодного тока i_a входное сопротивление лампы мало и обусловленный им коэффициент передачи напряжения входной цепи оказывается небольшим.

Компромиссным решением между схемами с общим катодом и общей сеткой может служить схема с общей промежуточной точкой (рис. 16, в). Практическая схема такого усилителя приведена на рис. 18.

2. РАСЧЕТ АНОДНОЙ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Для расчета анодной цепи усилителя воспользуемся эквивалентной схемой рис. 19, на которой приняты следующие обозначения:

$R_{з.к}$ — эквивалентное резонансное сопротивление входного контура, отнесенное к зажимам земля—катод, без учета шунтирующего действия входного сопротивления лампы;

$R_{i\delta}$ — эквивалентное внутреннее сопротивление лампы усилителя с учетом обратной связи, возникающей из-за присутствия в цепи катода сопротивления $R_{з.к}$; анализ показывает, что

$$R_{i\delta} \approx R_l + \mu R_{з.к}; \quad (20)$$

$C_{з.п.}$ — эквивалентная входная емкость гетеродинного преобразователя, отнесенная к зажимам анодного контура;

$R_{з.п.}$ — входное сопротивление гетеродинного преобразователя.

Пренебрегая относительно малым сопротивлением блокировочного и переходного конденсаторов C_b и C_c , считаем общую минимальную емкость анодного контура:

$$C_{а.мин} = C_{0 мин} + C_a + C_{вых} + C_m + C_{з.п.} \quad (21)$$

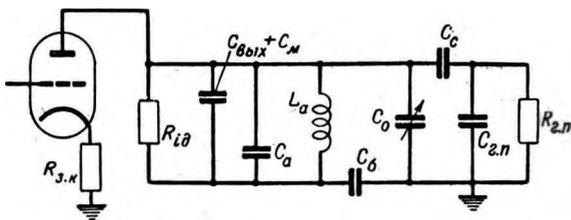


Рис. 19. Эквивалентная схема анодной цепи усилителя ВЧ.

Максимальная емкость контура $C_{а.макс}$ определяется заданной величиной коэффициента перекрытия диапазона

$$K_f = \frac{f_{макс}}{f_{мин}},$$

а именно

$$C_{а.макс} = C_{а.мин} K_f^2. \quad (22)$$

Среднее значение емкости анодного контура, которое используется в дальнейшем расчете, находится из уравнения

$$C_{а.ср} = \frac{C_{а.мин} + C_{а.макс}}{2}.$$

Полагая, что конструктивная добротность Q_{a0} катушки L_a известна, определим резонансное сопротивление «чистого» контура, т. е. при выключенном питании

$$R_{a0} = \frac{Q_{a0}}{\omega_{ср} C_{а.ср}}. \quad (23)$$

Для расчета входного сопротивления усилителя необходимо знать резонансное сопротивление анодного контура R_a без учета $R_{i\delta}$:

$$R_a = \frac{R_{a0} R_{з.п.}}{R_{a0} + R_{з.п.}}. \quad (24)$$

При включенной лампе эквивалентное резонансное сопротивление анодного контура с учетом $R_{i\delta}$ равно:

$$R_{а.ср} = \frac{R_a R_{i\delta}}{R_a + R_{i\delta}}. \quad (25)$$

Коэффициент усиления усилителя находится из выражения

$$K_{увч} = S R_{а.ср}. \quad (26)$$

Эквивалентная добротность анодного контура, определяющая его избирательность, составляет:

$$Q_{а.ср} = \frac{R_{а.ср}}{R_{a0}} Q_{a0}. \quad (27)$$

3. ОСОБЕННОСТИ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ УКВ БЛОКОВ

Для того чтобы придать расчету большую простоту и наглядность, а также для приведения его в большее соответствие со специфическими особенностями УКВ диапазона, анализ входных цепей целесообразно произвести с других позиций, чем это общепринято на диапазонах ДВ, СВ и КВ. Эти особенности УКВ диапазона вынуждают также применить и соответствующую этому диапазону методику измерения ряда параметров. Рассмотрим эти особенности.

Как уже упоминалось ранее, требования по усилению, чувствительности, излучению гетеродина и др., предъявляемые к УКВ блокам, весьма жестки. Достаточно вспомнить, что если на ДВ, СВ и КВ диапазонах приходится иметь дело с чувствительностями в сотни и редко десятки микровольт, то на УКВ чувствительность достигает 5 и менее микровольт. Понятно, какое значение при этих условиях имеет вопрос понижения внутренних шумов УКВ приемников.

На УКВ диапазоне вследствие конечного времени пролета электронов, индуктивности катодного ввода и других причин входное сопротивление ламп резко падает и на частоте 100 Мгц даже у специальных триодов измеряется единицами килоом. Входное сопротивление пентодов еще меньше. Конечность времени пролета электронов приводит на УКВ также к увеличению собственного шума лампы. Объясняется это тем, что в цепи управляющей сетки наводится индукционный ток, который вызывается пронизывающим ее флукутирующим потоком электронов, летящих от катода к аноду. Эти обстоятельства приводят в общем к уменьшению усиления и ухудшению шумовых параметров лампы.

В отличие от диапазонов ДВ, СВ и КВ на УКВ диапазоне используются в основном настроенные антенны. Для массовых радиовещательных приемников применяются обычно наиболее простые полуволновые вибраторы ($l = \frac{\lambda}{2}$ — диполи с сопротивлением антенны $R_A = 75 \text{ ом}$ или петлевые вибраторы с $R_A = 300 \text{ ом}$). Вследствие малости коэффициента перекрытия радиовещательного УКВ диапазона

$$\left(K_f = K_\lambda = \frac{\lambda_{\text{макс}}}{\lambda_{\text{мин}}} = \frac{4,65}{4,1} = 1,13 \right)$$

сопротивление этих антенн можно принять активным во всем диапазоне, если выбрать длину диполя

$$l = \frac{\lambda_{cp}}{2} = \frac{4,4}{2} = 2,2 \text{ м.}$$

Следует также иметь в виду специфическую особенность входных цепей УКВ блоков массовых радиовещательных приемников, в которых для настройки применяется двухсекционный агрегат. Одна секция этого агрегата служит для изменения частоты гетеродина, вторую наиболее целесообразно использовать для перестройки анодного контура усилителя высокой частоты. Настройка входной цепи при этом, естественно, оказывается неизменной. В связи с этим целесообразно входной контур настроить на середину диапазона ($f_{cp} = 70 \text{ Мгц}$) и выбрать его полосу пропускания таким образом, чтобы пропустить без существенного ослабления весь диапазон принимаемых частот.

Поскольку один из наиболее важных параметров УКВ приемников — чувствительность — в значительной степени зависит от выбора элементов схемы входной цепи, то следует особо остановиться на анализе условий, при которых указанный параметр достигает своего максимального значения. Для решения этой задачи необходимо предварительно произвести анализ коэффициента передачи входной цепи, расчет которого существенно отличается от расчета входных цепей радиовещательных приемников на диапазонах ДВ, СВ и КВ.

Известно, что ввиду большого коэффициента перекрытия на ДВ, СВ и КВ диапазонах ($K_f \approx 3$) и большого разнообразия типов применяемых там антенн приходится считаться с большим разбросом параметров последних как от типа к типу, так и в пределах диапазона. По этой причине связь входного контура с антенной цепью выбирается слабой. Иные соотношения имеют место на УКВ диапазоне, где коэффициент перекрытия по диапазону мал ($K_f \approx 1,13$), а параметры антенны неизменны. При этих условиях связь входного контура с антенной целесообразно выбирать сильной.

Важно также обратить внимание на некоторое отличие в расчете входных цепей, которое обусловлено малым входным сопротивлением ламп на УКВ. Вследствие малого входного сопротивления лампы $R_{c.k.}$ для обеспечения в этом диапазоне требуемого управляющего напряжения сигнала

$U_{с.к}$ на ее входе (рис. 20,а) потребуется значительно большая мощность ($P_c = \frac{U_{с.к}^2}{R_{с.к}}$), чем на ДВ, СВ и КВ диапазонах. Поэтому на УКВ особо важно выбирать элементы входной цепи таким образом, чтобы обеспечить наиболее эффективную передачу мощности сигнала, принятого антенной, ко входным зажимам лампы. Естественно, что мощ-

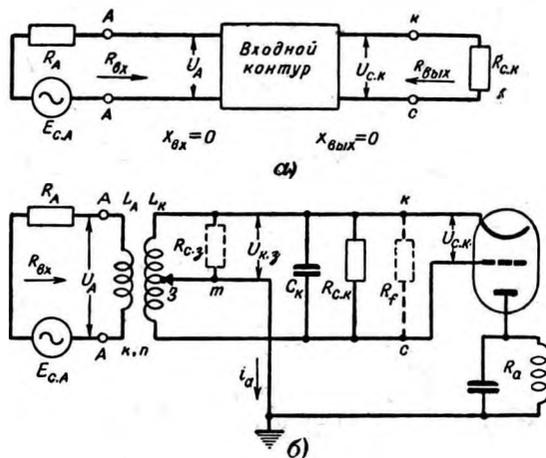


Рис. 20. Входная цепь.

а — блок-схема входной цепи; б — эквивалентная схема входной цепи совместно с усилителем ВЧ.

ность полезного сигнала, которая идет на покрытие потерь в элементах входной цепи, должна быть сведена к минимуму. По этой причине в отличие от диапазонов ДВ, СВ и КВ, где мощность полезного сигнала полностью поглощается входным контуром, на УКВ диапазоне входной контур только трансформирует энергию сигнала из антенны ко входу лампы, поглощая лишь незначительную ее долю. Приведенные соображения показывают, что при расчете входной цепи приемника целесообразно пользоваться энергетическими величинами.

Чувствительность УКВ приемников также удобно оценивать по мощности сигнала высокой частоты, которую необходимо подвести к входным зажимам приемника для обеспечения нормальной выходной мощности низкой частоты. Целесообразность такой характеристики оказывается еще более убедительной, если учесть, что на УКВ диапазо-

не реальная чувствительность определяется из сопоставления уровня сигнала с уровнем флуктуационных шумов, оценку и измерение которых наиболее удобно производить по мощности. Если же на УКВ применить оценку чувствительности по э. д. с. в антенне, то встретятся некоторые трудности, о которых речь будет идти ниже.

Заметим, что и оценку уровня паразитного излучения гетеродина следует также производить по мощности, а не по напряжению в антенне, как это пока принято. В этом смысле следует рассматривать приемник как «паразитный передатчик», мешающее действие которого следует ограничивать по излучаемой им мощности, а не по напряжению на зажимах антенны. Однако, учитывая распространенность старой оценки чувствительности и излучения по «напряжению», мы в дальнейших расчетах приведем сопоставление их с энергетическими величинами.

Перечень особенностей расчета входных цепей на УКВ окажется неполным, если не учесть воздействие флуктуационных шумов, возникающих в приемнике. Как уже отмечалось ранее, уровень этих шумов ограничивает практически реализуемую чувствительность УКВ приемников вообще и радиовещательных приемников в частности. Ввиду особой важности этого вопроса следующая глава целиком посвящена анализу и расчету чувствительности радиовещательных приемников с учетом действия шумов.

4. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Для расчета воспользуемся схемой на рис. 20, где приняты следующие обозначения:

- $E_{с.А}$ — э. д. с. полезного сигнала в антенне;
- R_A — активное сопротивление антенны; в соответствии с приведенными ранее соображениями реактивной составляющей сопротивления антенны X_A пренебрегаем;
- $R_{вх}$ — активная составляющая входного сопротивления приемника, измеренная со стороны зажимов А—А;
- $X_{вх}$ — реактивная составляющая входного сопротивления приемника;
- $R_{вых}$ — активная составляющая выходного сопротивления входной цепи, измеренная со стороны зажимов с—к;
- $X_{вых}$ — реактивная составляющая выходного сопротивления входной цепи;

$R_{c.k}$ — активная составляющая входного сопротивления триода усилителя высокой частоты;

C_k — эквивалентная емкость входного контура с учетом всех вносимых емкостей;

L_A — индуктивность катушки связи с антенной;

L_k — индуктивность контурной катушки;

k — коэффициент связи между катушками L_A и L_k ;

n — коэффициент трансформации;

$m = \frac{U_{c.з}}{U_{c.к}}$ — параметр связи контура с катодом триода. При $m=1$ получается схема с общей сеткой, а при $m=0$ — схема с общим катодом. Очевидно, что в схеме с общей промежуточной точкой $0 < m < 1$.

Предварительно заметим, что здесь и в дальнейшем мы будем полагать, что при любой из трех схем включения триода участок сетка—катод присоединяется ко всему контуру $L_k C_k$. Следует обратить внимание, что при этом для сверхвысоких частот участок сетка—катод оказывается замкнутым накоротко через конденсатор контура C_k относительно большой емкости. Это в значительной степени уменьшает опасность паразитного самовозбуждения усилителя на дециметровых волнах, часто имеющего место в схемах с автотрансформаторной связью.

Целью дальнейшего расчета является определение величин L_A , L_k , k , C_k , m и n , при выборе которых достигаются наиболее высокие качественные показатели входной цепи в целом.

При расчете целесообразно рассмотреть два режима: режим максимального усиления, который имеет место при согласовании по мощности, и режим максимальной чувствительности (минимум шума). Расчет второго режима будет проведен в следующей главе. Здесь же мы рассмотрим режим максимального усиления.

Максимальная передача мощности сигнала из антенны во входной контур происходит, когда входное сопротивление приемника чисто активно ($X_{вх}=0$) и численно равно сопротивлению антенны $R_{вх}=R_A$, т. е. когда выполнено согласование антенны и входа приемника (рис. 20,а). Аналогично входное сопротивление лампы усилителя отберет от входного контура максимальную часть той мощности, которую он получил из антенны, если вы-

ходное сопротивление $R_{вх}$ будет чисто активным ($X_{вх}=0$) и если оно будет численно равно $R_{вх}=R_{c.к}$, т. е. если будет обеспечено согласование на выходе.

Анализ показывает, что при малых потерях во входном контуре все четыре условия ($X_{вх}=0$, $R_{вх}=R_A$, $X_{вх}=0$ и $R_{вх}=R_{c.к}$) выполняются одновременно, если этот контур с учетом всех вносимых извне реактивностей настроен в резонанс на частоту сигнала, и в то же время равен между собой сопротивления, вносимые в него антенной и входом усилителя.

В случае согласования входной контур получает от антенны мощность

$$P_{c.A} = \frac{E_{c.A}^2}{4R_A}.$$

Мощность сигнала, получаемая входным сопротивлением лампы усилителя, составляет:

$$P_{c.к} = \frac{U_{c.к}^2}{R_{c.к}}.$$

При отсутствии потерь во входном контуре $P_{c.к} = P_{c.A}$ коэффициент передачи по мощности равен:

$$K_{A.P} = \frac{P_{c.к}}{P_{c.A}} = 1.$$

Если же принимать во внимание собственные потери в контуре, то получим:

$$K_{A.P} = \frac{P_{c.A} - P_k}{P_{c.A}} = \frac{P_{c.к}}{P_{c.A}} = \eta_k,$$

где P_k — мощность потерь во входном контуре и η_k — к. п. д. входного контура.

Из приведенных соотношений вытекает, что коэффициент передачи входной цепи по напряжению равен:

$$K_{A.E} = \frac{U_{c.к}}{E_{c.A}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{c.к}}{R_A}} \cdot \sqrt{\eta_k}, \quad (28)$$

а при $\eta_k = 1$

$$K_{A.E} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{c.к}}{R_A}}.$$

Обратим внимание на то, что в отличие от коэффициента передачи мощности $K_{A.P}$, величина которого всецело зависит от схемы входной цепи приемника, коэффициент передачи по напряжению $K_{A.E}$ зависит также от сопротивления применяемой антенны R_A . Это обстоятельство иногда приводит к путанице при оценке чувствительности приемников по э. д. с. в антенне. Так, например, при определении чувствительности двух абсолютно одинаковых УКВ приемников может показаться, что тот из них, который рассчитан на согласование с антенной, имеющей сопротивление $R_A = 75 \text{ ом}$, обладает в 2 раза большей чувствительностью, чем приемник, вход которого предназначен для антенны с сопротивлением $R_A = 300 \text{ ом}$.

Эти трудности, очевидно, устраняются, если оценку чувствительности производить по мощности сигнала, которую необходимо подвести к входным зажимам приемника для обеспечения требуемой по нормам мощности и соотношения сигнал/шум низкой частоты на его выходном устройстве (например, на громкоговорителе). При этом мы, естественно, полагаем, что условия согласования с антенной выполняются.

Для дальнейшего расчета определим предварительно зависимость входного сопротивления лампы усилителя ВЧ от схемы включения. Из рис. 20, б следует, что входной контур шунтируется двумя составляющими входного сопротивления лампы R_f и $R_{c.3}$ (на рис. 20, б они показаны пунктиром).

Сопротивление R_f обусловлено конечным временем пролета электронов и индуктивностью катодного ввода. Как известно, величина этого сопротивления обратно пропорциональна квадрату частоты и определяется из уравнения

$$R_f = \frac{k}{f^2},$$

где k — коэффициент, всецело зависящий от типа и режима лампы.

При любой схеме соединения (общий катод, сетка или промежуточная точка) и полной связи контура с лампой сопротивление R_f оказывается подключенным ко всему контуру.

Вторая составляющая входного сопротивления ламп $R_{c.3}$, расчет которой приведен ниже, оказывается включенной к части контура и обусловлена протеканием перемен-

ной составляющей анодного тока i_a через элементы входной цепи (рис. 16, в). Очевидно, что сопротивление $R_{c.3}$ наиболее сильно шунтирует контур в схеме с общей сеткой, когда анодным током омывается весь входной контур. По мере перемещения общей точки от сетки к катоду шунтирующее действие, обусловленное $R_{c.3}$, уменьшается. Полагая параметр связи контура с катодом лампы равным (рис. 20, б):

$$m = \frac{U_{к.3}}{U_{с.к}},$$

найдем, что пересчитанное сопротивление к зажимам контура $c-k$ равно:

$$\frac{R_{c.3}}{m^2}.$$

Из этого следует, что

$$R_{с.к} = \frac{R_f \frac{R_{c.3}}{m^2}}{R_f + \frac{R_{c.3}}{m^2}}$$

и окончательно

$$R_{с.к} = \frac{R_f R_{c.3}}{m^2 R_f + R_{c.3}}. \quad (29)$$

Входное сопротивление триода в схеме с заземленной сеткой может быть определено из уравнения

$$R_{с.3} = \frac{1}{S} \left(1 + \frac{R_a}{R_i} \right), \quad (30)$$

где S и R_i — крутизна и внутреннее сопротивление лампы, а R_a — общая эквивалентная нагрузка ее анодной цепи.

Меняя точку отвода 3 (рис. 20, б), мы тем самым можем менять параметр связи m , а следовательно, и входное сопротивление усилителя [см. уравнение (29)]. Чем больше $R_{с.к}$, тем меньшая мощность сигнала необходима для раскачки усилителя, ибо

$$P_{с.к} = \frac{U_{с.к}^2}{R_{с.к}},$$

и тем более слабый сигнал может быть принят при низком уровне шума. Очевидно, что с этой точки зрения схема

с заземленным катодом ($m=0$) является лучшей, поскольку $R_{с.к}$ достигает в этом случае максимально возможного значения [см. уравнение (29)]. К сожалению, как уже отмечалось ранее, эта схема работает неустойчиво. Схема с заземленной сеткой работает устойчиво, но $R_{с.к}$ здесь мало [см. уравнение (29) при $m=1$]. Понятно, что при этой схеме для раскочки усилителя потребуется заметно большая мощность, чем в первом случае. Хорошее компромиссное решение может дать схема с заземленной промежуточной точкой ($0 < m < 1$). Величину коэффициента m при этом следует выбрать таким образом, чтобы одновременно получить устойчивое усиление и большое входное сопротивление $R_{с.к}$.

Общий расчет параметра m выходит за рамки настоящей работы. Пределы его допустимых значений будут указаны ниже при рассмотрении конкретного примера расчета входной цепи УКВ блока для радиовещательных приемников.

Полоса пропускания входного контура УКВ блока радиовещательного приемника, имеющего фиксированную настройку на среднюю частоту диапазона

$$f_{ср} = \sqrt{f_{\max} f_{\min}}$$

должна быть выбрана такой, чтобы входной контур без существенного ослабления пропускал весь диапазон принимаемых частот. Задавшись допустимой неравномерностью коэффициента передачи по диапазону в 10%, получим, что требуемая для выполнения этого условия эквивалентная добротность входного контура должна быть равна:

$$Q_{к.в} = 0,46 \frac{f_{ср}}{f_{\max} - f_{\min}} \quad (31)$$

Дальнейший расчет будет более наглядным, если воспользоваться эквивалентной схемой на рис. 21, где приняты следующие обозначения:

- $R_{с.к}$ — входное сопротивление триода усилителя ВЧ;
- $n^2 R_A$ — сопротивление антенны, пересчитанное к зажимам входного контура $c - k$;
- n — коэффициент трансформации;
- $nE_{с.А}$ — пересчитанная э. д. с. сигнала из цепи антенны;
- R_k — резонансное сопротивление контура без учета затухания, вносимого антенной и лампой;

Пренебрегая относительно малыми собственными потерями контура, можно показать, что его эквивалентная добротность определяется только шунтирующим действием сопротивлений $R_{с.к}$ и $n^2 R_A$. Поскольку при согласовании $R_{с.к} = n^2 R_A$, то

$$Q_{к.в} = \frac{R_{с.к}}{2\rho_k},$$

где $\rho_k = \frac{1}{\omega C_k}$ — волновое сопротивление контура.

Из приведенных соотношений легко получить расчетную

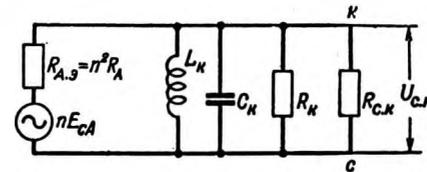


Рис. 21. Эквивалентная схема входной цепи.

формулу для определения требуемой емкости контура C_k , при которой обеспечивается заданная добротность, а именно

$$C_k = \frac{2Q_{к.в}}{R_{с.к} \omega_{ср}} \quad (32)$$

Анализ показывает, что для осуществления согласования необходимо выбрать коэффициент связи между катушками L_A и L_k равным:

$$k = \sqrt{\frac{1}{Q_{к.в}}} \quad (33)$$

При этом индуктивность антенной катушки должна быть равна:

$$L_A = \frac{R_A}{\omega_{ср}} \quad (34)$$

Как уже говорилось ранее, при малых потерях в контуре для выполнения согласования на входных и выходных зажимах входной цепи необходимо всю систему настроить в резонанс на среднюю частоту диапазона. Исходя из этого, най-

дем эквивалентную индуктивность $L_{к.в}$ контура с учетом отрицательной индуктивности, вносимой из антенной цепи

$$L_{к.в} = \frac{25300}{f_{ср}^2 C_k} \quad (35)$$

Для получения такой эквивалентной индуктивности конструктивную индуктивность входного контура L_k необходимо выбрать равной:

$$L_k = \frac{L_{к.в}}{1 - 0,5k^2} \quad (36)$$

Расчет коэффициента трансформации производится по формуле

$$n = \sqrt{2} \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_k}{L_A}} = \sqrt{\frac{R_{с.к}}{R_A}} \quad (37)$$

Примем конструктивную добротность контура равной Q_k . Тогда его собственное резонансное сопротивление составит:

$$R_k = Q_k \frac{1}{\omega_{ср} C_k} \quad (38)$$

Следовательно, к. п. д. контура равен:

$$\eta_k = \frac{P_{с.к}}{P_{с.А}} = \frac{P_{с.к}}{P_{с.к} + P_k} = \frac{R_k}{R_k + R_{с.к}} \quad (39)$$

Для обеспечения согласования с учетом потерь в контуре необходимо, чтобы

$$n^2 R_A = \frac{R_{с.к} R_k}{R_{с.к} + R_k} = \eta_k R_{с.к}$$

Отсюда требуемый коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_{с.к}}{R_k}} \sqrt{\eta_k}$$

Сравнивая полученное соотношение с уравнением (28), получим окончательно, что коэффициент передачи входного контура равен:

$$K_{А.Б} = \frac{U_{с.к}}{E_{с.А}} = \frac{1}{2} n.$$

Определим теперь эквивалентное сопротивление $R_{з.к}$, подключенное к участку катод—земля, которое необходимо знать для расчета эквивалентного внутреннего сопротивления $R_{iд}$ усилителя [см. уравнение (20) и рис. 19]. Из рис. 20, б видно, что

$$R_{з.к} \approx R_{с.к} m^2 \quad (40)$$

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ШУМЫ И РЕАЛЬНАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

1. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ УКВ БЛОКОВ

С переходом радиовещания на УКВ, где уровень промышленных и атмосферных помех мал, открываются реальные возможности повышения чувствительности радиовещательных приемников до предельно возможных границ, определяемых уровнем флуктуационных шумов в различных элементах схемы. Получение предельно высокой чувствительности является одной из основных и наиболее трудных задач проектирования УКВ приемников. При решении этой задачи применительно к массовым радиовещательным приемникам возникают дополнительные специфические трудности, связанные с тем, что высокая чувствительность должна быть получена предельно простыми и дешевыми методами. Поскольку, высокая чувствительность радиовещательных приемников имеет огромное практическое значение, то без преувеличения можно сказать, что успешное внедрение УКВ вещания в значительной степени зависит от того, насколько полно будет решена эта задача.

До недавнего времени чувствительность радиовещательных УКВ приемников ограничивалась в основном малой величиной коэффициента усиления. Теперь же после подготовки к производству новой серии пальчиковых ламп, а также благодаря применению новых и весьма эффективных схем задача повышения усиления уже более не является проблематичной даже применительно к относительно дешевым массовым приемникам. Достаточно сказать, что от весьма простого трехлампового усилителя (блок УКВ на лампах 6НЗП и два каскада усиления ПЧ на лампах 6К4П) удается получить усиление порядка 1 000 000. При столь большом усилении чувствительность уже ограничивается только уровнем собственных шумов приемника, и дальнейшее ее увеличение может быть достигнуто только путем уменьшения уровня этих шумов.

Природа внутренних флуктуационных шумов приемника весьма сложна, причем всесторонняя оценка их может быть осуществлена только введением целого ряда статистических величин, анализ которых выходит за пределы настоящей книги. К тому же для решения круга задач, связанных с проектированием УКВ схем, вполне достаточно знать эффективное напряжение или мощность шума и распределение ее по диапазону радиочастот. Поэтому в дальнейшем мы без особых оговорок будем пользоваться именно этими характеристиками флуктуационных шумов.

В месте возникновения уровень этих шумов ничтожно мал, а их мощность распределена в пределах огромного диапазона, начиная от низких до очень высоких частот. Поэтому по аналогии с белым светом, составляющие которого распределены в большом частотном диапазоне, эти шумы иногда называются «белыми». Ввиду ничтожной мощности шумов в месте их возникновения, практическая оценка их уровня производится по эффекту, который они создают на выходе приемника, обладающего достаточно большим коэффициентом усиления и относительно узкой полосой пропускания. Естественно, что при этих условиях через узкую полосу «прозрачности» приемника мы «увидим» только весьма небольшой участок спектра белого шума на входе, который по аналогии со светом может быть назван монохроматическим.

Именно уровень этих шумов на выходе приемника характеризует один из наиболее важных параметров — реальную чувствительность. Реальная чувствительность определяется величиной минимальной мощности полезного сигнала, которую необходимо подвести от антенны к входным зажимам приемника для обеспечения на его выходной нагрузке требуемое для нормальной работы отношение сигнал/шум.

Однако реальная чувствительность зависит не только от уровня источников шума во входной части приемника, но и от целого ряда весьма разнообразных факторов, а именно от наличия ограничения, вида модуляции, качества выходного устройства, соотношения между полосой пропускания низкой и высокой частоты, типа и схемы демодулирующего устройства и т. д. Из изложенного видно, что несмотря на огромную важность, которую имеет для получения высокой чувствительности уровень шума на входе приемника, в понятии «реальная чувствительность» этот фактор отражен весьма слабо. Наиболее полно характер

и свойства шумов будут учтены, если оценку их уровня на входе приемника производить по той мощности, которую они создают на выходе его линейной части, т. е. до детектора. При этом следует заметить, что для малых напряжений шума преобразователь также является линейным.

Из рассмотрения линейной части приемника мы в дальнейшем приходим к таким важным понятиям, как предельная чувствительность и коэффициент шума, значения которых почти полностью зависят от шумовых свойств входной части приемника. Расчет указанных величин возможен только после анализа элементарных источников шума, к которым относятся колебательные контуры, лампы, антенны, сопротивления и т. п.

2. УРОВЕНЬ ШУМА ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ИСТОЧНИКОВ

Любое активное сопротивление является термоэлектрическим генератором шумового напряжения. Чем выше тепловая мощность, поглощаемая этим сопротивлением от окружающей среды, т. е. чем выше абсолютная температура, тем большая э. д. с. белого шума возбуждается в нем и тем большую электрическую мощность это сопротивление может отдать во внешнюю цепь.

Величина э. д. с. шума, возбуждаемая в проволочном сопротивлении, может быть определена из уравнения

$$E_{шR}^2 = \frac{4hfR}{e^{hT} - 1} \Delta f,$$

где $E_{шR}$ — действующее значение э. д. с. шума (σ), возбуждаемой на активном сопротивлении R (ом);

h равно $6,62 \cdot 10^{-34}$ дж·сек — постоянная Планка;

f — рабочая частота, гц;

Δf — полоса частот, гц, в пределах которой производится суммирование частотных составляющих шума.

При этом предполагается, что $\Delta f \ll f$, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ дж/°К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, в °К.

При не слишком низких температурах и не очень высоких частотах, когда имеет место неравенство

$$\frac{hf}{KT} \ll 1,$$

формула может быть упрощена. Действительно, в этом случае в степенном ряде разложения функции $e^{\frac{hf}{KT}}$ мы можем пренебречь всеми членами, начиная с квадратичного, и полагать, что

$$e^{\frac{hf}{KT}} \approx 1 + \frac{hf}{KT}.$$

После подстановки этого выражения в исходное уравнение, получим известное соотношение Найквиста

$$E_{шR}^2 = 4KT R \Delta f. \quad (41)$$

С учетом последнего равенства эквивалентная схема реального активного сопротивления при нормальной ком-

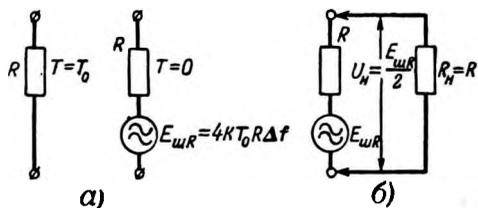


Рис. 22. Эквивалентная шумовая схема сопротивления.

натной температуре $T = T_0$ ($273 + 20^\circ = 293^\circ \text{C}$) может быть представлена в виде последовательной цепи, состоящей из электрического генератора шума, развивающего э. д. с. — $E_{шR}$, и абсолютно не шумящего сопротивления R (рис. 22, а). По аналогии с другими электрическими генераторами уровень шума сопротивления R наиболее целесообразно оценивать по максимальной мощности $P_{ш.м}$, которую оно может отдать сопротивлению нагрузки R_n при согласовании, т. е. при $R_n = R$ (рис. 22, б):

$$P_{ш.м} = \frac{U_n^2}{R_n} = \frac{\left(\frac{E_{шR}}{2}\right)^2}{R} = \frac{E_{шR}^2}{4R} = KT \Delta f.$$

Из этого выражения следует, что электрическая мощность шума сопротивления, отдаваемая согласованной нагрузке, как и тепловая мощность, получаемая этим сопротивлением от окружающей среды, пропорциональны абсо-

лютной температуре T , полосе частот Δf и не зависит от абсолютного значения частоты, вблизи которой эта полоса отсчитывается.

Весьма важно обратить внимание и на то, что мощность шума не зависит от величины сопротивления, т. е. однотипные сопротивления в 1 Ом или в 1 Мом «шумят» одинаково.

Диапазон частот, в пределах которого справедливо уравнение (41), а следовательно, и приводимые здесь утверждения, может быть определен из неравенства

$$\frac{hf}{KT} \ll 1.$$

Так, например, при комнатной температуре $T_0 \approx 300^\circ \text{K}$ формула дает достаточную для практических целей точность до частот

$$f_{\text{макс}} = 0,1 \frac{KT_0}{h} = 0,1 \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{6,62 \cdot 10^{-34}} = 6 \cdot 10^{11} \text{ Гц}.$$

Таким образом, уравнение (41) справедливо для всего диапазона частот и температур, встречающихся в радиотехнической практике.

Расчет шумов любых цепей, в том числе колебательных контуров, не представляет особого труда, если учесть, что из трех элементов колебательного контура L , C и r (рис. 23) «шумит» только одно активное сопротивление. Реактивные элементы L и C не являются источниками шума. При этих условиях и с учетом приведенной выше эквивалентной схемы шума активного сопротивления (рис. 22) э. д. с. шума e_k оказывается включенной последовательно в контур. В дальнейшем нас будет интересовать эквивалентная схема параллельного контура, напряжение на зажимах которого зависит не только от полосы частот Δf , в пределах которой производится измерение, но и от частоты, вблизи которой отсчитывается эта полоса.

Для объяснения сказанного предположим, что контур настроен на среднюю частоту радиовещательного УКВ диапазона $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 70 \text{ Мгц}$. Вследствие воздействия э. д. с. шума в последовательной цепи контура e_k на его

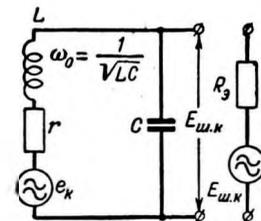


Рис. 23. Эквивалентная шумовая схема контура.

зажимах выделяется напряжение $E_{ш.к}$, уровень которого достигает своего максимума на резонансной частоте $f_0 = 70 \text{ Мгц}$. По мере отдаления от этой частоты как вверх, так и вниз напряжение $E_{ш.к}$ падает по закону, соответствующему резонансной кривой контура. При этом, естественно, предполагается, что напряжение шума измеряется в полосе частот Δf , значительно меньшей, чем ширина полосы пропускания самого контура. Это соотношение почти всегда имеет место, поскольку практически нас интересуют шумы на выходе линейной части приемника, т. е. в относительно узкой полосе пропускания Δf_{np} усилителя ПЧ, которая во много раз меньше полосы пропускания сигнальных контуров. Так, например, в радиовещательных приемниках полоса пропускания усилителя ПЧ составляет $\Delta f_{np} = 150 - 200 \text{ кгц}$, в то время как полоса пропускания высокочастотных контуров превышает 1500 кгц .

В настоящей книге нас будут интересовать шумы вблизи резонансной частоты контура f_0 , поскольку для получения минимальных шумов на не слишком высоких частотах контуры должны быть настроены в резонанс. Как известно, при резонансе (рис. 23)

$$E_{ш.к} = Qe_k = \frac{\omega_0 L}{r} e_k,$$

а следовательно,

$$E_{ш.к}^2 = \left(\frac{\omega_0 L}{r}\right)^2 e_k^2 = \left(\frac{\omega_0 L}{r}\right)^2 4KT_k r \Delta f$$

и

$$E_{ш.к}^2 = 4KT_k R_p \Delta f,$$

где $R_p = \frac{(\omega_0 L)^2}{r}$ — резонансное сопротивление параллельного контура;

T_k — абсолютная температура контура.

Следовательно, параллельный колебательный контур вблизи частоты настройки шумит так же, как и активное сопротивление, величина которого равна резонансному сопротивлению контура R_p .

Кроме сопротивлений и контуров, шумы теплового происхождения возникают и на зажимах любой антенны. Дело в том, что среда, окружающая антенну, представляет собой скопление огромного числа источников электромагнитного излучения, обусловленного тепловым движением

ее частиц. Чем выше температура окружающей среды, тем выше и уровень этого излучения. Анализ показывает, что от приема этого излучения в антенне возбуждается э. д. с. шума $E_{ш.А}$, величина которой так же, как и для обычного сопротивления, определяется из уравнения

$$E_{ш.А}^2 = 4KT_A R_A \Delta f,$$

где R_A — сопротивление излучения антенны;
 T_A — эффективная температура антенны.

Во избежание возможных ошибок отметим, что понятие «температура антенны» нельзя понимать в прямом смысле этого слова. Величина T_A введена для того, чтобы наиболее просто оценить величину той мощности шума, которая извлекается антенной из окружающей среды при тепловом равновесии с ней. Численное значение T_A зависит от распределения в пространстве истинной температуры окружающей среды и от направленных свойств антенны. Электродвижущая сила шума в антенне возбуждается также от источников космического происхождения, и для их учета целесообразно расширить понятие «температура антенны».

Под T_A понимается такая температура, до которой необходимо нагреть обычное проволочное сопротивление R_A , равное сопротивлению излучения реальной антенны, для того, чтобы возбуждаемая в нем э. д. с. равнялась действительной э. д. с. шума антенны.

Практически удобно оценивать интенсивность шума антенны по коэффициенту уровня шума.

$$h_A = \frac{T_A}{T_0},$$

который показывает, во сколько раз эффективная температура антенны T_A превышает нормальную T_0 . С учетом этого соотношения

$$E_{ш.А}^2 = 4KT_0 h_A R_A \Delta f.$$

* В литературе величина $\frac{T_A}{T_0}$ часто именуется относительной температурой. Однако по соображениям приводимым ниже, термин «коэффициент уровня шума» вполне соответствует физической сущности этой величины (см. стр. 65).

Кроме описанных источников шума теплового происхождения, в приемниках действуют так называемые электронные шумы в усилительных и преобразовательных лампах. При анализе шумов наиболее употребительной лампы УКВ блоков — триода — следует рассматривать два отдельных источника шума. Один из них обусловлен анодной, а другой — сеточной цепями лампы.

Анодный источник шума как триода, так и диода обусловлен дробовым эффектом. Последний вызван тем, что вследствие неравномерности вылета электронов из раскаленного катода на анод лампы за равные промежутки времени попадает различное число электронов. Это обстоятельство приводит к тому, что наряду с постоянной составляющей тока I_0 в анодной цепи протекает еще и шумовой ток $I_{a.ш}$, обусловленный случайными отклонениями (флуктуациями) анодного тока от его среднего значения I_0 . При этих обстоятельствах возрастание анодного тока I_0 неизменно приводит к увеличению абсолютного значения его флуктуаций, а следовательно, и к увеличению $I_{a.ш}$.

Для диода с вольфрамовым катодом, работающего в режиме насыщения, эта зависимость выражается простым и вместе с тем превосходно совпадающим с экспериментом уравнением

$$I_{a.ш}^2 = 2eI_0 \Delta f, \quad (42)$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ — заряд электрона;

Δf — полоса частот, в пределах которой измеряются шумы.

Введением поправочного коэффициента, зависящего от режима лампы, это уравнение может быть распространено и на расчет дробовых шумов триода. Однако для инженерных расчетов оказалось более целесообразным заменить действительный шумовой ток анода $I_{a.ш}$ эквивалентным генератором шума в цепи сетки, возбуждающего в анодной цепи такой же шумовой ток, как и дробовой эффект (рис. 24, а). Очевидно, что в режиме короткого замыкания цепи анода

$$E_{ш.э}^2 = \frac{I_{a.ш}^2}{S^2},$$

где S — крутизна лампы;

$E_{ш.э}$ — эквивалентное напряжение шума на зажимах сетка—катод.

Численное значение $E_{ш.э}$ для каждого типа лампы задается обычно так называемым эквивалентным сопротивлением шума $R_{ш}$. Между $R_{ш}$ и $E_{ш.э}$ имеет место простая зависимость

$$E_{ш.э}^2 = 4KT_0 R_{ш} \Delta f.$$

Во избежание возможных ошибок $R_{ш}$ не следует рассматривать как сопротивление, а всего лишь как вспомо-

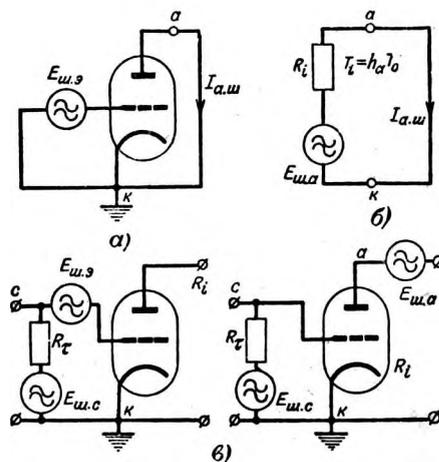


Рис. 24.

а — эквивалентный генератор дробового шума в цепи сетки; б — эквивалентный генератор дробового шума в анодной цепи; в — две эквивалентные схемы шума триода.

гательную табличную величину для удобства расчета действительных шумов в анодной цепи лампы, обусловленных дробовым эффектом.

Иногда может оказаться полезным производить оценку $I_{a.ш}$ по коэффициенту уровня анодного (или выходного) шума h_a . Рассматривая дробовой эффект как результат «теплового движения электронов во внутреннем сопротивлении лампы R_i , нагретом до температуры T_i », мы под величиной h_a будем понимать число, показывающее, во сколько раз T_i должно быть больше $T_0 = 293^\circ \text{K}$, чтобы обусловленная ею э. д. с. шума на аноде $E_{ш.а}$ (рис. 24, б) создавала такой же ток короткого замыкания, как и дей-

ствительный шумовой ток $I_{a.ш}$, возникновение которого обязано дробовому эффекту. Из изложенного следует, что

$$E_{ш.а}^2 = 4KT_0 h_a R_i \Delta f,$$

а

$$I_{a.ш}^2 = \frac{E_{ш.а}^2}{R_i^2} = 4KT_0 h_a \frac{1}{R_i} \Delta f.$$

Для триода

$$h_a = (2,5 \div 3) \mu,$$

где μ — коэффициент усиления лампы.

Поскольку коэффициент уровня анодного шума h_a и шумовое сопротивление $R_{ш}$ количественно характеризуют одну и ту же величину — уровень дробовых шумов в анодной цепи, то естественно, что между ними должна существовать прямая зависимость. Эта зависимость может быть определена из полученных ранее соотношений

$$I_{a.ш}^2 = S^2 E_{ш.а}^2 = S^2 4KT_0 R_{ш} \Delta f;$$

$$I_{a.ш}^2 = 4KT_0 h_a \frac{1}{R_i} \Delta f.$$

Из сопоставления приведенных уравнений следует, что

$$S^2 R_{ш} = \frac{h_a}{R_i}.$$

Принимая во внимание, что $\mu = SR_i$, получим окончательно

$$R_{ш} = \frac{1}{\mu S} h_a. \quad (43)$$

Флуктуирующий поток электронов, испускаемых раскаленным катодом, возбуждает шумовой ток не только в анодной, но и в сеточной цепи лампы. Однако в отличие от анодных шумов, с которыми в равной мере приходится считаться на всех диапазонах, включая ДВ, СВ и КВ, сеточные шумы практически проявляются, только начиная с УКВ диапазона и выше, поскольку причиной их возникновения является инерция электронов.

Физическая картина нарастания шумов сетки и их количественная оценка станут более понятными после крат-

кого анализа процесса спадающего входного сопротивления R_c лампы на СВЧ, причиной которого также является инерция электронов.

При подаче на сетку лампы напряжения высокой частоты управляемый этим напряжением поток электронов при своем движении от катода к аноду наводит в цепи сетки ток той же частоты. Этот ток можно разложить на две составляющие, из которых первая $I_{с.к}$ обусловлена потоком электронов на участке сетка—катод, приближающихся к сетке, а вторая составляющая $I_{с.а}$ — потоком электронов на участке сетка—анод, удаляющихся от сетки. На относительно низких частотах, когда еще можно пренебречь инерцией электронов, а время пролета пренебрежимо мало по сравнению с периодом высокочастотных колебаний, обе составляющие равны по абсолютной величине и противоположны по фазе. Следовательно, суммарный сеточный ток в этом случае равен нулю. При этом мы, естественно, полагаем, что на сетку лампы подано достаточно большое отрицательное смещение, при котором исключается прямое попадание на нее электронов.

По мере возрастания рабочей частоты поток электронов уже не успевает следить за быстрыми изменениями управляющего напряжения, сдвиг фаз между составляющими $I_{с.к}$ и $I_{с.а}$ становится отличным от 180° , компенсация нарушается и в цепи сетки появляется компонента тока рабочей частоты. Увеличение этого тока равносильно уменьшению входного сопротивления лампы R_c .

То же самое можно сказать и о шумовом токе сетки. Составляющие шумового тока СВЧ, которые наводятся на сетку флуктуирующим потоком электронов на участке сетка—катод, уже не компенсируются составляющими шумового тока той же частоты за счет наводок от электронов на участке сетка—анод. В результате суммарный шумовой ток сетки $I_{ш.с}$ (при коротком замыкании по высокой частоте зажимов сетка—катод) оказывается отличным от нуля.

Из приведенного сопоставления следует, что между законами спадающего входного сопротивления R_c и нарастания шумового тока сетки $I_{ш.с}$ должна существовать прямая зависимость. Знание ее позволило бы определить одну из величин, если известна другая. Анализ и опыт

показали, что эта зависимость выражается весьма простым уравнением

$$I_{ш.с}^2 = \frac{\rho}{R_{\tau}} \cdot \Delta f,$$

где Δf — полоса частот, в пределах которой измеряется $I_{ш.с}$;

ρ — постоянная величина, зависящая исключительно от типа и режима применяемой лампы.

Таким образом, зная величины ρ и R_{τ} , нетрудно рассчитать и шумовой ток сетки. Однако шумовой ток сетки более целесообразно оценивать коэффициентом уровня сеточного (входного) шума h_{τ} .

По аналогии с анализом шумов цепи анода мы будем предполагать, что источником шумового тока цепи сетки является сопротивление R_{τ} , «нагретое» до температуры T_{τ} , при которой шумовой ток короткого замыкания в точности равен действительному шумовому току сетки $I_{ш.с}$ при ее коротком замыкании на катод.

В этом случае коэффициент уровня входного шума

$$h_{\tau} = \frac{T_{\tau}}{T_0},$$

где T_{τ} — шумовая температура сопротивления R_{τ} ;

T_0 — нормальная температура.

С учетом приведенных соображений э. д. с. шума сопротивления R_{τ} равна:

$$E_{ш.с}^2 = 4KT_0 h_{\tau} R_{\tau} \Delta f,$$

а шумовой ток короткого замыкания

$$I_{ш.с}^2 = \frac{E_{ш.с}^2}{R_{\tau}^2} = 4KT_0 h_{\tau} \Delta f \frac{1}{R_{\tau}}.$$

Последнее соотношение подтверждает физическую и математическую обоснованность введенного параметра h_{τ} , поскольку зависимость $I_{ш.с} = \varphi(R_{\tau})$ осталась неизменной. Практическая ценность введения величины h_{τ} обусловлена еще тем, что почти во всех лампах с оксидным катодом $h_{\tau} \approx 5$.

Во избежание часто встречающихся ошибок при пользовании формулой

$$E_{ш.с}^2 = 4KT_0 h_{\tau} R_{\tau} \Delta f$$

следует подчеркнуть, что R_{τ} не есть полное входное сопротивление лампы R_f , поскольку на УКВ величина R_f обусловлена не только инерцией электронов, но и индуктивностью катодного ввода. При этом падение полного входного сопротивления из-за последнего фактора не находится в какой-либо физической связи с возрастанием шумового тока сетки.

На основании проведенного анализа мы приходим к выводу, что шумовые свойства триода могут быть учтены одним из двух вариантов эквивалентных схем, приведенных на рис. 24, в. Из рассмотрения этих схем видно, что коэффициенты сеточного (входного) и анодного (выходного) шума h_{τ} и h_a (или h_{τ} и $R_{ш}$) полностью¹ характеризуют уровень всех эквивалентных источников шума триода.

Подводя итоги анализа флуктуационных шумов различных элементов приемника, следует обратить внимание на то, что независимо от действительных физических причин их возникновения все они сведены к сосредоточенным эквивалентным тепловым генераторам флуктуационного шума. Электродвижущая сила этих генераторов определяется из единого для всех уравнения

$$E_{ш}^2 = 4KT_0 h R \Delta f,$$

где $h = \frac{T}{T_0}$ — коэффициент уровня шума сопротивления;

T — эквивалентная «шумовая температура» сопротивления;

$T_0 = 273 + 20 = 293^{\circ} \text{K}$ — нормальная температура;

R — внутреннее сопротивление источника шума.

Во многих практических случаях уровень шума элементарных источников более целесообразно оценивать не по

¹ Шумы сетки и анода обусловлены флуктуациями единого потока электронов триода, и поэтому между ними имеет место статистическая связь. Однако учет этой связи мало повышает точность окончательных результатов, но приводит к значительному усложнению расчета. Поэтому без существенной ошибки мы здесь и в дальнейшем полагаем, что оба источника шума статистически независимы.

э. д. с., а по мощности, поскольку такая оценка наиболее полно характеризует интенсивность шума. По аналогии с другими электрическими генераторами под мощностью шума (или номинальной мощностью) источника мы будем понимать максимально возможную мощность, которую он может отдать во внешнюю цепь, а именно

$$P_{ш.н} = \frac{E_{ш}^2}{4R}.$$

Подставляя значение $E_{ш}$, получим, что

$$P_{ш.н} = hKT_0\Delta f.$$

Наличие в этой и в ранее приведенных формулах множителя Δf отражает специфическую особенность источников флуктуационных шумов, которые могут быть рассмотрены как генераторы бесконечно большого количества гармонических колебаний с исчезающе малыми амплитудами и случайными фазами, плотно и равномерно заполняющих весь спектр радиочастот. Поэтому здесь имеет смысл говорить о мощности не единичной составляющей, а о суммарном шуме всех составляющих, заполняющих заданный спектр Δf .

Из приведенных соображений видно, что для полной характеристики интенсивности элементарных источников шума в свете задач, поставленных в настоящей работе, достаточно знать удельную мощность шума $P_{ш.у}$, т. е. мощность на единицу полосы, которая равна:

$$P_{ш.у} = \frac{P_{ш.н}}{\Delta f} = hKT_0. \quad (44)$$

Так, например, удельная мощность¹ шума обычного проволочного сопротивления любой величины при нормальной температуре $T_0 = 293^\circ\text{K}$ равна:

$$P_{ш.о} = KT_0 = 1,38 \cdot 10^{-23} 293 \approx 0,4 \cdot 10^{-20}, \text{ вт/гц}.$$

Полученный результат показывает, со сколь ничтожными мощностями шума приходится иметь дело при конструировании высокочувствительных приемных устройств. По-

¹ В дальнейшем мы в основном будем иметь дело с удельными шумами, и поэтому, говоря о мощности шума, мы будем иметь в виду, что речь идет об удельных шумах.

этому для их оценки целесообразно ввести соответствующую их уровню единицу мощности шума.

Чтобы отразить физические особенности флуктуационных шумов и в то же время упростить вычисления, в качестве такой единицы может быть выбрана величина

$$P_{ш.о} = KT_0 = 0,4 \cdot 10^{-20} \text{ вт/гц}.$$

При этой единице мощность элементарных источников шума равна их коэффициенту уровня шума, а именно

$$P_{ш} = h.$$

Принимая KT_0 за нулевой уровень отсчета шумовых мощностей, получим, что уровень мощности шума любого из ранее рассмотренных элементарных источников равен:

$$h_{(\text{дб})} = 10 \log h.$$

Полученные соотношения объясняют физический смысл введенного нами ранее коэффициента уровня шума h . Так, например, уровень шума сеточного источника шума ($h_{\tau} = 5$) равен:

$$h_{\tau(\text{дб})} = 10 \log 5 = 14 \text{ дб}.$$

3. СУММАРНЫЙ ШУМ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Сосредоточенные в различных точках схемы элементарные источники шума создают на выходе радиоприемника суммарный шум, по уровню которого определяется реальная чувствительность устройства. Уровень этого шума и его статистические характеристики (закон распределения, функция корреляции и производные величины) зависят не только от уровня и структуры шума элементарных источников (эти показатели обычно известны), но и от тех изменений, которые эти шумы претерпевают при прохождении через тракт приемника. Особенно большие качественные изменения имеют место при прохождении шума через нелинейные цепи приемника, причем эти изменения зависят не только от подвводимого уровня шума и характера нелинейности, но и от уровня входящего сигнала. Поэтому шумы, наблюдаемые на выходе приемника, сильно искажены и мало пригодны для количественной и качественной оценки «истинных» шумов на входе, создаваемых всей совокупностью элементарных источников шума.

Наиболее полную и неискаженную картину входного шума можно получить по величине и структуре суммарного шума, который они создают на выходе линейной части приемника в полосе его пропускания Δf . Меняя частоту настройки приемника, можно исследовать «неискаженную» картину входного шума, ограниченного полосой Δf , в различных участках изучаемого диапазона.

Поскольку в линейной части приемника применим принцип суперпозиции, то для расчета суммарного шума на ее выходе можно предварительно определить выходную мощность шума, создаваемую каждым из элементарных источников при отсутствии других, а затем произвести суммирование. Важно и то обстоятельство, что в этом случае результат суммирования не зависит от наличия или отсутствия сигнала.

Все вышеизложенные особенности линейных цепей позволили создать математически простой и физически наглядный метод расчета суммарного шума как отдельных линейных каскадов, так и всей линейной части приемника. При применении этого метода нетрудно рассчитать зависимость соотношения сигнал/шум на выходе этих цепей от выбранной схемы и на базе этой зависимости определить условия, при которых обеспечиваются минимальные шумы, а следовательно, и максимальное соотношение сигнал/шум. Что же касается расчета соотношения сигнал/шум на выходе нелинейных элементов приемника (ограничителей, дискриминаторов, детекторов и т. д.), то он производится другими методами. Последние дают возможность определить превышение сигнала над шумами на входе этих элементов, необходимое для обеспечения требуемого по нормам на реальную чувствительность соотношения сигнал/шум на выходе. Поскольку анализ этих методов выходит за рамки настоящей работы, то мы в дальнейшем будем полагать, что требуемое соотношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника известно из предварительного расчета выходной части приемника, содержащей нелинейные элементы.

К линейной части приемника следует отнести входные цепи, усилитель ВЧ, преобразователь и усилитель ПЧ. Линеинность по отношению к шумам преобразовательного каскада, являющегося, по существу, нелинейной системой, следует понимать в том смысле, что к нему могут быть применены те же методы расчета, что и к обычным линейным усилителям. Напомним, что в случае подачи на пре-

образователь сигнала, напряжение которого существенно меньше напряжения гетеродина, законы прямого и обратного преобразования описываются линейными уравнениями. То же можно сказать о преобразовании шума, уровень которого на входе преобразователя мал. Однако погрешность в расчете шума может быть допущена, если не учитывать другое проявление нелинейности преобразователя, связанное с наличием паразитных каналов приема. Так, например, при плохой избирательности по зеркальному каналу шумы на выходе преобразователя возрастут из-за составляющих, действующих вблизи частоты этого канала. На УКВ диапазоне радиовещательных приемников паразитные каналы приема ослаблены более чем в 100 раз (по мощности), поэтому обусловленные ими повышением шума можно пренебречь.

Расчет суммарного шума линейной части приемника может быть упрощен, если полагать, что полоса пропускания усилителя ПЧ значительно меньше, чем общая полоса пропускания сигнальных контуров. Как уже отмечалось выше (стр. 56), в радиовещательных приемниках это соотношение выполняется.

Представляется также более целесообразным производить количественную оценку суммарного шума по мощности на единицу полосы, т. е. по удельным шумам. Последние всецело зависят от качества отработки наиболее «шумящих» входных каскадов и не зависят от последующей полосы пропускания усилителя ПЧ, которая может быть выбрана любой в пределах указанных выше ограничений. С учетом приведенных соображений суммарный шум линейных четырехполосников практически удобно оценивать по величине коэффициента шума N . Этот коэффициент показывает, во сколько раз мы проигрываем в соотношении сигнал/шум при прохождении полезного сигнала через устройство. Если соотношение сигнал/шум по мощности на входе и выходе четырехполосника обозначить соответственно через $P_{c1}/P_{ш1}$ и $P_{c2}/P_{ш2}$, то коэффициент шума будет равен:

$$N = \frac{P_{c1}}{P_{ш1}} \cdot \frac{P_{ш2}}{P_{c2}}$$

Для точной физической трактовки и количественной оценки коэффициента шума выясним смысл применяемых

здесь величин мощностей сигнала P_{c1} , P_{c2} и шума $P_{ш1}$, $P_{ш2}$.

Пусть к входным зажимам 1—1 линейного шумящего четырехполюсника (рис. 25) подключен генератор сигнала с внутренним сопротивлением R_1^* и э. д. с. E_{c1} , который

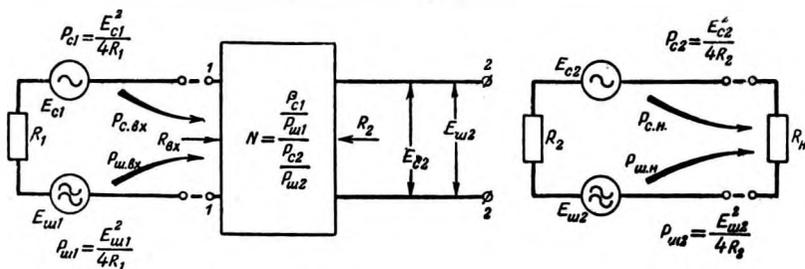


Рис. 25. Блок-схема линейного четырехполюсника для расчета коэффициента шума N .

одновременно является источником э. д. с. шума $E_{ш1}$. Номинальные мощности сигнала и шума этого генератора (мощность, которую он отдает согласованной нагрузке) равны:

$$P_{c1} = \frac{E_{c1}^2}{4R_1} \quad \text{и} \quad P_{ш1} = \frac{E_{ш1}^2}{4R_1}.$$

Реальные мощности сигнала и шума $P_{c.вх}$ и $P_{ш.вх}$, которые получит четырехполюсник от источника, вообще говоря, будут меньше P_{c1} и $P_{ш1}$. Только в одном частном случае, когда на входе имеет место согласование внутреннего сопротивления источника R_1 с входным сопротивлением четырехполюсника ($R_1 = R_{вх}$), эти мощности равны, т. е. $P_{c.вх} = P_{c1}$ и $P_{ш.вх} = P_{ш1}$. Вместе с тем независимо от режима согласования соотношение номинальных мощностей сигнала и шума источника всегда равно отношению соответствующих мощностей, реально отдаваемых четырехполюснику:

$$\frac{P_{c.вх}}{P_{ш.вх}} = \frac{P_{c1}}{P_{ш1}} = \left(\frac{E_{c1}}{E_{ш1}} \right)^2.$$

* Здесь и в дальнейшем будем полагать, что все колебательные контуры системы с учетом вносимых реактивностей настроены в резонанс, и поэтому будем считать все сопротивления в схеме активными. На интересующем нас диапазоне при резонансе контуров суммарные шумы минимальны.

Дело в том, что от несогласованности на входе четырехполюсника в одинаковой мере уменьшаются как подводимая мощность сигнала $P_{c.вх}$, так и мощность шума $P_{ш.вх}$.

Источниками сигнала и шума могут служить не только простые генераторы (например, антенны), но и весьма сложные цепи, состоящие из многих каскадов. Но независимо от сложности их всегда можно заменить эквивалентными генераторами, которые характеризуются тремя величинами, а именно: э. д. с. сигнала E_c , э. д. с. шума $E_{ш}$ и внутренним сопротивлением R . Из этого следует, что рассматриваемый шумящий четырехполюсник совместно с подключенным к его входным зажимам источником может рассматриваться со стороны его выходных зажимов 2—2 (рис. 25) как эквивалентный генератор сигнала и шума. Электродвижущая сила сигнала и шума этого генератора E_{c2} и $E_{ш2}$ равны соответствующим напряжениям на его выходных зажимах 2—2 при холостом ходе, т. е. при отсутствии сопротивления нагрузки. Внутреннее сопротивление этого генератора R_2 равно сопротивлению четырехполюсника, измеренному со стороны его выходных зажимов при подключении на входе сопротивления источника R_1 .

Номинальные мощности сигнала и шума эквивалентного генератора соответственно равны:

$$P_{c2} = \frac{E_{c2}^2}{4R_2} \quad \text{и} \quad P_{ш2} = \frac{E_{ш2}^2}{4R_2}.$$

Как и на входных зажимах четырехполюсника, отношение мощностей сигнала и шума, реально отдаваемых выходной нагрузке $P_{c.н} / P_{ш.н}$ не зависит от величины нагрузочного сопротивления R_n и равно:

$$\frac{P_{c.н}}{P_{ш.н}} = \frac{P_{c2}}{P_{ш2}} = \left(\frac{E_{c2}}{E_{ш2}} \right)^2.$$

Из этого мы можем сделать весьма важный вывод, что коэффициент шума линейного четырехполюсника совершенно не зависит от величины нагрузочного сопротивления. В пределе это утверждение остается верным как при холостом ходе, так и при коротком замыкании на выходе четырехполюсника.

Однако отношение номинальных выходных мощностей зависит от величины внутреннего сопротивления источника R_1 , подключенного к входным зажимам. Поэтому

изменение коэффициента шума четырехполосника может, в частности, осуществляться соответствующим изменением сопротивления источников R_{1p} . При определенном значении этого сопротивления $R_{1ш}$ коэффициент шума четырехполосника будет минимальным, т. е. в этом случае будет обеспечено согласование по шумам. Требуемое для согласования по мощности (максимум усиления) эквивалентное внутреннее сопротивление источника R_{1p} обычно отличается от $R_{1ш}$. Если реальное внутреннее сопротивление источника отличается от требуемого по условиям согласования, то между источником и входными зажимами четырехполосника $1-1$ включается согласующий элемент, параметры которого выбираются таким образом, чтобы пересчитанное к зажимам $1-1$ сопротивление источника равнялось $R_{1ш}$ при согласовании по шумам или R_{1p} при согласовании по мощности.

Возвращаясь к исходному уравнению для расчета коэффициента шума N , нетрудно заметить, что его величина зависит не только от шумов, создаваемых в элементах рассматриваемого четырехполосника, но и от мощности шума источника на его входе. Это нелогично, поскольку коэффициент шума должен характеризовать только четырехполосник. Указанное противоречие устраняется, если всегда применять вполне определенную величину удельной мощности шума источника. Наиболее удобно в качестве такой величины выбрать единицу шумовой мощности

$$P_{ш0} = KT_0,$$

т. е. мощность сопротивления при нормальной температуре $T_0 = 293^\circ \text{K}$. С учетом приведенных соображений уравнение для определения коэффициента шума принимает вид:

$$N = \frac{\frac{P_{c1}}{KT_0}}{\frac{P_{c2}}{P_{ш2}}} = \frac{\frac{P_{ш2}}{KT_0}}{\frac{P_{c2}}{P_{c1}}},$$

где P_{c1} — номинальная мощность сигнала источника на входе;

P_{c2} — номинальная мощность сигнала на выходе;

$P_{ш2}$ — удельная¹ номинальная мощность шума, обусловленная как внутренними шумами четырехполосника, так и шумами источника (KT_0).

Отношение номинальных мощностей сигнала на выходе и входе

$$M = \frac{P_{c2}}{P_{c1}}$$

принято называть номинальным коэффициентом усиления по мощности или оптимальным выигрышем. Этот коэффициент, естественно, нельзя отождествлять с коэффициентом усиления по мощности, который обеспечивается в схеме.

Применяя для расчета коэффициента шума величину номинального коэффициента усиления по мощности, получим, что

$$N = \frac{1}{KT_0} \frac{P_{ш2}}{M}.$$

Как уже отмечалось, суммарная мощность шума $P_{ш2}$ на выходе линейного шумящего четырехполосника определяется как шумами источника KT_0 , так и всей совокупностью источников шума, действующих внутри его схемы. Такая же мощность шума $P_{ш2}$ на выходе может быть получена и в том случае, если исключить из схемы все источники шума и заменить их одним единственным эквивалентным источником на входе четырехполосника, номинальную мощность которого обозначим через $P_{ш1э}$. Эту мощность легко подсчитать, если известен номинальный коэффициент усиления M , а именно

$$P_{ш1э} = \frac{P_{ш2}}{M}.$$

Очевидно, что если номинальная мощность шума источника сигнала на входе идеального нешумящего четырехполосника равна $P_{ш1э}$, то номинальная мощность шума на его выходе будет такая же, как и при наличии в нем реальных шумов. При этом суммарный шум четырехполос-

¹ Мощность шума источника сигнала и суммарная мощность шума на выходе $P_{ш2}$ отнесены к единой (достаточно узкой) полосе частот, которая практически равна полосе пропускания УПЧ — Δf_{np} . Поэтому отношение этих мощностей, а следовательно, и коэффициент шума не зависят от полосы пропускания УПЧ, которая, в частности, может быть принята равной 1 гц.

ника заменяется шумами эквивалентного источника на входе с удельной номинальной мощностью

$$P_{ш.л.э} = NKT_0.$$

При отсчете этой мощности в единицах KT_0 получим, что она численно равна коэффициенту шума

$$P_{ш.л.э}(KT_0) = N.$$

Все вышеизложенное в полной мере может быть отнесено ко всей линейной части приемника, блок-схема кото-

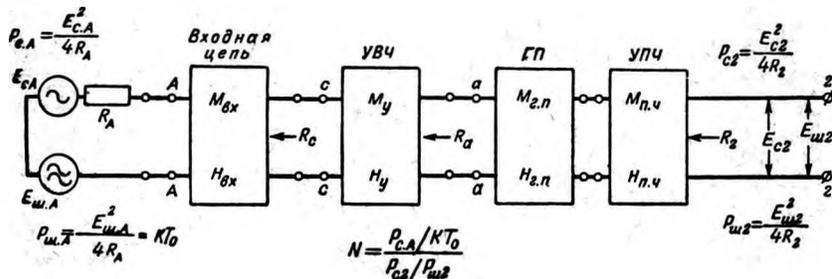


Рис. 26. Блок-схема линейной части приемника.

рой приведена на рис. 26. Из этой схемы получим, что общий коэффициент шума N всего тракта равен¹:

$$N = \frac{P_{с.А}}{KT_0} \cdot \frac{P_{с2}}{P_{ш2}}$$

Полагая собственную мощность шума антенны равной $P_{ш.А} = KT_0$, получим, что эквивалентная шумовая мощность в антенне составит:

$$P'_{ш.А.э} = NKT_0. \quad (45)$$

Если полоса пропускания усилителя ПЧ равна $\Delta f_{пч}$,

¹ Расчет этого коэффициента будет приведен ниже применительно к УКВ части радиовещательных приемников.

то суммарный уровень шума на выходе определится мощностью эквивалентного источника шума в антенне

$$P_{ш.А.э} = P'_{ш.А.э} \Delta f_{пч} = NKT_0 \Delta f_{пч}. \quad (46)$$

Если при этом мощность полезного сигнала, принятого антенной, составляет $P_{с.А}$ то соотношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника будет равно отношению мощности сигнала к мощности эквивалентных шумов на входе $P_{ш.А.э}$, а именно

$$\alpha_p = \frac{P_{с.А}}{P_{ш.А.э}} = \frac{P_{с.А}}{NKT_0 \Delta f_{пч}} = \frac{P_{с.вых}}{P_{ш.вых}}$$

Такое же соотношение сигнал/шум будет иметь место и на входе демодулятора (детектора, ограничителя, дробного детектора и т. д.).

Значение величины α_p , требуемое для обеспечения заданного по нормам на реальную чувствительность соотношения сигнал/шум на выходном устройстве приемника, зависит, от вида модуляции, схемы демодулятора, уровня ограничения и т. д. Так, например, при применении для радиовещания ЧМ с индексом модуляции $\psi = 5$ (девиация — 75 кГц и максимальная звуковая частота — 15 кГц) требуемое по нормам ГОСТ 5651-51 соотношение сигнал/шум в 20 дБ при глубине модуляции $m = 30\%$ может быть получено на зажимах громкоговорителя, если выбрать $\alpha_p \approx 4$. Интересно, что для получения соотношения сигнал/шум в 20 дБ на зажимах громкоговорителя УКВ приемника с амплитудной модуляцией требуется превышение сигнала над шумами на выходе линейной части приемника $\alpha_p \approx 200$.

Зная α_p , N и Δf , легко рассчитать и реальную чувствительность приемника

$$P_{с.А.р} = \alpha_p P_{ш.А.э} = \alpha_p NKT_0 \Delta f_{пч}, \quad (47)$$

где $P_{с.А.р}$ — мощность сигнала в антенне, необходимая для того, чтобы обеспечить требуемое по нормам на реальную чувствительность соотношение сигнал/шум на выходе.

Этой мощности соответствует реальная чувствительность по э. д. с. в антенне

$$E_{с.А.р} = \sqrt{4R_A P_{с.А.р}}. \quad (48)$$

Дальнейшее повышение чувствительности может быть достигнуто как путем уменьшения требуемого превышения α_p , что достигается выбором вида модуляции, схемы демодулятора и т. д., так и путем уменьшения эквивалентных шумов в антенне, уровень которых зависит от качества высокочастотной части приемника.

Вне зависимости от назначения, вида модуляции и дальнейшей схемы приемников для сравнения качества их высокочастотной части в отношении возможности получения высокой чувствительности может служить коэффициент шума N . Чем меньше N , тем более слабый сигнал может быть принят, а следовательно, тем большей чувствительностью может обладать приемник.

Для оценки суммарного уровня шума на выходе линейной части приемника иногда применяется другой параметр — предельная чувствительность. Эта величина характеризуется мощностью или э. д. с. сигнала в антенне $P_{с.А.л}(E_{с.А.л})$, при которой соотношение сигнал/шум на входе нелинейной части приемника равно единице ($\alpha_n = 1$). Очевидно, что предельная чувствительность равна:

$$P_{с.А.л} = P_{ш.А.э} = NKT_0\Delta f. \quad (49)$$

Этой мощности соответствует э. д. с. сигнала в антенне

$$E_{с.А.л} = \sqrt{4R_A P_{с.А.л}}. \quad (50)$$

Несмотря на сходство названий, нельзя отождествлять предельную и реальную чувствительности, поскольку при одной и той же предельной чувствительности приемники разных назначений, схем и т. д. могут иметь резко отличные величины реальной чувствительности.

4. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА УКВ БЛОКА

Из всех рассмотренных ранее величин нас, естественно, будет интересовать только наиболее важный из параметров высокочувствительных приемников — коэффициент шума N . В радиовещательных приемниках его величина определяется исключительно качеством УКВ блока. Что же касается предельной и реальной чувствительности, то их расчет возможен только после определения коэффициента шума N [см. уравнения (47) и (49)]. Очевидно, что при прочих равных условиях наибольшая предельная и реаль-

ная чувствительности могут быть получены в том приемнике, в котором установлен УКВ блок с минимальным коэффициентом шума. Чтобы правильно выбрать схему и практически построить такой УКВ блок, познакомимся сначала с расчетом общего коэффициента шума многокаскадного усилителя.

Для расчета коэффициента шума всей линейной части приемника ее целесообразно разбить на отдельные простые блоки, определить коэффициент шума каждого из них, а затем произвести суммирование по приведенным ниже правилам. Так как результат расчета не зависит от того, каким образом и на какое число блоков разбита рассматриваемая схема, разбивку целесообразно производить таким образом, чтобы расчет коэффициента шума каждого из них был достаточно прост и чтобы общее суммирование не вызывало особых затруднений.

Для расчета на УКВ диапазоне общего коэффициента шума приемника, собранного по схеме рис. 1, его линейную часть целесообразно разбить на 4 блока (рис. 26) — входную цепь, усилитель ВЧ, гетеродинный преобразователь и усилитель ПЧ. Их коэффициенты шума обозначим соответственно через $N_{вх}$, $N_{г}$, $N_{г.н}$ и $N_{п.ч}$. Однако при использовании последних величин для нахождения общего коэффициента шума возникают некоторые трудности. Они обусловлены тем, что оценка суммарного шума отдельных блоков по их коэффициенту шума не вполне удобна.

Как уже отмечалось ранее, коэффициент шума N характеризует не только шумы рассматриваемого четырехполюсника, но и уровень шума источника сигнала. Поэтому применение этой величины для расчета удобно тогда, когда нас интересуют суммарные шумы всей системы, включая шумы от источника сигнала. Такое положение имеет место при расчете реальной и предельной чувствительностей приемника, величины которых определяются не только собственными шумами приемника, но и шумами антенны¹.

Однако при анализе шума отдельных блоков, целью которого является определение суммарного шума всей линейной части приемника, учет шума источника излишен, поскольку его уровень более целесообразно принимать во внимание при анализе предшествующего блока. Так, на-

¹ Для простоты в ранее приведенных расчетах чувствительности уровень шума антенны принят равным $h_A = 1$, что соответствует удельной мощности $P_{ш.А} = h_A K T_0 = K T_0$.

пример, при определении суммарного шума усилителя ВЧ (рис. 26) нет надобности учитывать шумы части схемы, расположенной левее зажимов $c-c$; ее шумы удобнее оценить при расчете входных цепей.

В свете этого для оценки суммарного шума отдельных блоков целесообразно ввести такой коэффициент, который зависел бы исключительно от уровня собственного шума рассматриваемого блока. Такой величиной может служить коэффициент уровня шума¹ H . Математическое определение

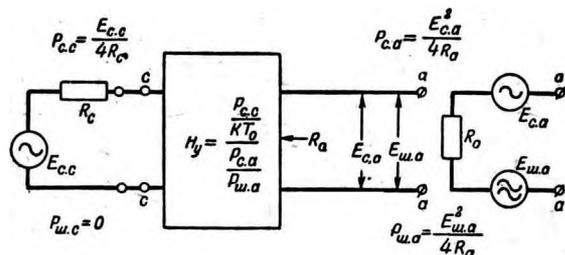


Рис. 27. Блок-схема усилителя ВЧ для расчета коэффициента уровня шума H_y .

и физический смысл этого коэффициента легко понять, рассмотрев рис. 27, где из общей схемы приемника (рис. 26) выделен для анализа усилитель ВЧ.

Входным источником сигнала, питающим рассматриваемый каскад, является вся часть схемы, лежащая левее зажимов $c-c$ (рис. 27). Электродвижущая сила этого источника $E_{c.c}$ численно равна напряжению холостого хода на зажимах $c-c$, а его внутреннее сопротивление R_c — сопротивлению левой части схемы, измеренному со стороны этих же зажимов. Эквивалентная мощность сигнала этого генератора равна:

$$P_{c.c} = \frac{E_{c.c}^2}{4R_c}.$$

Аналогичным образом вся схема левее зажимов $a-a$ также может быть рассмотрена как источник сигнала, но уже с большей мощностью

$$P_{c.a} = \frac{E_{c.a}^2}{4R_a}.$$

¹ Ниже будет показана идентичность коэффициента уровня шума элементарных источников шума h и коэффициента уровня шума шумящего четырехполюсника H .

За счет всех элементарных генераторов шума, сосредоточенных в усилителе ВЧ, мощность шума на выходных зажимах $a-a$ будет соответственно равна:

$$P_{ш.a} = \frac{E_{ш.a}^2}{4R_a}.$$

Полагая, что входной источник не шумит, т. е. $P_{ш.c} = 0$, мы получим выражение для вычисления коэффициента уровня шума

$$H_y = \frac{\frac{P_{c.c}}{KT_0}}{\frac{P_{c.a}}{P_{ш.a}}} \quad \text{при } P_{ш.c} = 0. \quad (51)$$

Из этого уравнения следует, что в отличие от коэффициента шума N (см. рис. 25 и 27) при определении коэффициента уровня шума H суммарный шум на выходе отсчитывается без учета шума источника сигнала ($P_{ш.c} = 0$). Поэтому величина H всецело характеризует шумовые свойства исследуемого каскада, которые, естественно, не должны зависеть от того, имеется ли или отсутствует подача шумовой мощности от источника.

Пользуясь номинальным коэффициентом усиления по мощности, который в данном случае равен:

$$M_y = \frac{P_{c.a}}{P_{c.c}}, \quad (52)$$

можно получить выражение, более наглядно раскрывающее физический смысл коэффициента уровня шума H_y . Из (51) и (52) следует, что

$$H_y = \frac{P_{ш.a}}{M_y} \frac{1}{KT_0} = \frac{P'_{ш.c.a}}{KT_0},$$

где $P'_{ш.c.a}$ — эквивалентная мощность шума, которую должен был бы иметь источник сигнала на входе идеального нешумящего каскада для того, чтобы создать на его выходе такую же мощность шума, какую создают все реально действующие в этом каскаде элементарные генераторы шума:

$$P'_{ш.c.a} = H_y KT_0.$$

Из этого уравнения следует, что коэффициент уровня шума H в единицах KT_0 численно равен суммарной удельной мощности шума четырехполюсника, отнесенной к его входу. Приведенный результат показывает, что между коэффициентами уровня шума элементарных источников— h [см. (44)] и четырехполюсников H имеется прямая аналогия.

Таким же образом находятся коэффициенты уровня шума всех остальных каскадов. Для определения суммарного шума всей линейной части приемника целесообразно мощности шума отдельных каскадов отнести к антенной цепи, а затем путем арифметического суммирования подсчитать эквивалентные шумы в антенне $P'_{ш.А.в}$. Такое суммирование в данном случае правомерно, поскольку между шумами отдельных каскадов нет никакой статистической связи (см. также сноску на стр. 63).

Эквивалентная мощность шума входной цепи, отнесенная к антенне, составляет:

$$P'_{ш.вх} = H_{вх} KT_0.$$

Если номинальный коэффициент усиления по мощности этой цепи равен $M_{вх}$, суммарная мощность шума усилителя ВЧ, отнесенная к антенне, равна (рис. 26):

$$P'_{ш.у} = \frac{H_y}{M_{вх}} KT_0.$$

Аналогично

$$P'_{ш.г.п} = \frac{H_{г.п}}{M_{вх} M_y} KT_0.$$

и

$$P'_{ш.пч} = \frac{H_{пч}}{M_{вх} M_y M_{г.п}} KT_0,$$

где $P'_{ш.г.п}$ и $P'_{ш.пч}$ — отнесенные к антенне шумы гетеродинного преобразователя и усилителя ПЧ.

Таким образом, суммарная мощность шума линейной части приемника, отнесенная к антенне:

$$\begin{aligned} P'_{ш.А.в} &= P'_{ш.вх} + P'_{ш.у} + P'_{ш.г.п} + P'_{ш.пч} = \\ &= \left(H_{вх} + \frac{H_y}{M_{вх}} + \frac{H_{г.п}}{M_{вх} M_y} + \frac{H_{пч}}{M_{вх} M_y M_{г.п}} \right) KT_0. \end{aligned}$$

Из этого следует, что коэффициент уровня шума всей линейной части приемника составляет:

$$H = \frac{P'_{ш.А.в}}{KT_0} = H_{вх} + \frac{H_y}{M_{вх}} + \frac{H_{г.п}}{M_{вх} M_y} + \frac{H_{пч}}{M_{вх} M_y M_{г.п}}.$$

Добавляя к суммарным шумам приемника шумовую мощность антенны h_A , получим, что коэффициент шума приемника равен:

$$N = h_A + H_{вх} + \frac{H_y}{M_{вх}} + \frac{H_{г.п}}{M_{вх} M_y} + \frac{H_{пч}}{M_{вх} M_y M_{г.п}}. \quad (53)$$

Как уже отмечалось выше, номинальные коэффициенты усиления по мощности отдельных каскадов $M_{вх}$, M_y , $M_{г.п}$ и $M_{пч}$ не зависят от режима согласования на их выходе и поэтому не равны коэффициентам усиления по мощности K_p , практически реализуемым в схеме.

Таким образом, расчет общего коэффициента шума многокаскадного усилителя сводится к весьма простому расчету коэффициентов уровня шума H и номинальных коэффициентов усиления по мощности M отдельных каскадов и цепей. Для УКВ блоков радиовещательных приемников, выполненных по описанной выше схеме, номинальный коэффициент усиления усилителя ВЧ— M_y оказывается достаточно большим, чтобы можно было пренебречь всеми членами уравнения (53), начиная с четвертого, и полагать, что

$$N = h_A + H_{вх} + \frac{H_y}{M_{вх}}. \quad (54)$$

Математическая простота и физическая наглядность конечных уравнений подтверждают ранее приведенное утверждение о целесообразности оценки суммарного шума четырехполюсника по коэффициенту уровня шума H .

Воспользовавшись последним уравнением, определим коэффициент шума УКВ блока, в котором усилитель высокой частоты собран по схеме с заземленным катодом (рис. 29,а). Эквивалентная шумовая схема этого блока при настройке входного контура в резонанс¹ приведена на рис. 29,б. На этих схемах приняты следующие обозначения:

¹ Как уже отмечалось ранее на УКВ диапазоне, при резонансе обеспечивается минимум коэффициента шума.

- $E_{c.A}$ — э. д. с. сигнала в антенне;
 n — коэффициент трансформации;
 $E_{c.A.э} = nE_{c.A}$ — пересчитанная к зажимам входного контура э. д. с. сигнала;
 $E_{ш.к}$ — э. д. с. шума входного контура;
 R_k — резонансное сопротивление входного контура без учета шунтирующего действия внешних цепей;
 $E_{шf}$ — э. д. с. шума входного сопротивления триода R_f ;
 $R_f = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$ — входное сопротивление триода в схеме с заземленным катодом;
 R_c — составляющая входного сопротивления триода, обусловленная инерцией электронов;
 R_L — составляющая входного сопротивления, обусловленная индуктивностью катодного ввода;
 $E_{ш.a}$ — э. д. с. шума в анодной цепи;
 R_i — внутреннее сопротивление триода;
 h_A, h_k, h_f и h_a — коэффициенты уровня шума соответствующих элементарных источников шума.

Для облегчения дальнейшего анализа произведем пред-

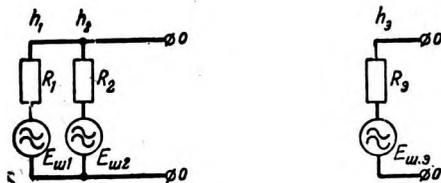


Рис. 28. Эквивалентная шумовая схема параллельно соединенных сопротивлений.

варительный расчет эквивалентных параметров двух параллельно включенных элементарных источников шума, между которыми нет статистической связи.

Пусть $E_{ш1}$, R_1 и h_1 — э. д. с., внутреннее сопротивление и коэффициент уровня шума первого источника, а соответствующие параметры второго источника $E_{ш2}$, R_2 и h_2 (рис. 28).

Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора

$$R_э = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Электродвижущая сила его $E_{ш.э}$ равна напряжению на зажимах $o-o$, обусловленному действием шумов обоих элементарных источников. Напряжение шума на этих зажимах от первого источника составляет:

$$U_1 = E_{ш1} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

а от второго

$$U_2 = E_{ш2} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Мощность эквивалентного генератора за счет шума первого источника равна:

$$h_{10} = \frac{U_1^2}{4R_э} = E_{ш1}^2 \frac{R_2^2}{(R_1 + R_2)^2} \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{E_{ш1}^2}{4R_1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Но ввиду того, что

$$\frac{E_{ш1}^2}{4R_1} = h_1,$$

$$h_{10} = h_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Соответственно мощность эквивалентного генератора за счет шума второго источника равна:

$$h_{20} = h_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Поскольку шумы обоих источников статистически независимы, то суммарная мощность эквивалентного генератора равна арифметической сумме мощностей h_{10} и h_{20} :

$$h_э = h_{10} + h_{20} = h_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + h_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Из этого соотношения вытекает, что при равенстве внутренних сопротивлений $R_1 = R_2$ мощность эквивалентного генератора шума равна:

$$h_э = \frac{1}{2} (h_1 + h_2).$$

Следовательно, результирующая мощность параллельно включенных источников шума с равными внутренними сопро-

тивлениями не равна сумме мощностей этих источников, как это может показаться, а составляет только ее половину. Дело в том, что половина мощности каждого из источников безвозвратно расходуется на внутреннем сопротивлении второго источника и поэтому не может быть отдана во внешнюю цепь.

При равенстве мощностей обоих генераторов $h_1 = h_2 = h$, т. е. когда оба сопротивления находятся при одинаковой температуре

$$h_s = h.$$

Последнее равенство справедливо при любой схеме включения какого угодно количества статистически независимых элементарных источников шума равной мощности.

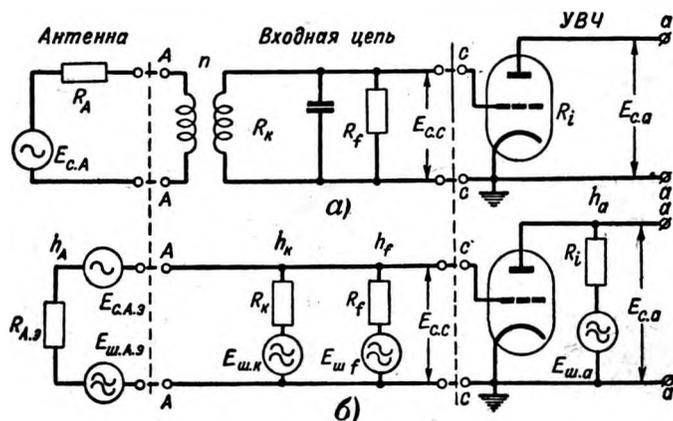


Рис. 29.

а — эквивалентная схема входной цепи и усилителя ВЧ; б — эквивалентная шумовая схема входной цепи и усилителя ВЧ.

Найденные соотношения позволяют рассчитать мощность шума h_f входного сопротивления лампы R_f . Составляющая этого сопротивления R_z , обусловленная конечностью времени пролета электронов, имеет коэффициент уровня шума $h_z = 5$, в то время как составляющая за счет индуктивности катодного ввода R_L не шумит ($h_L \approx 0$). Пользуясь ранее полученным соотношением, найдем, что

$$h_f = h_z \frac{R_L}{R_z + R_L} = 5\beta. \quad (55)$$

Коэффициент β зависит исключительно от типа триода и обычно лежит в пределах от $\beta = 0,4$ до $0,8$.

Для упрощения дальнейшего расчета целесообразно сеточный источник шума триода h_f отнести к входной цепи и объединить его с источником контурных шумов h_x в один эквивалентный генератор шума. Мощность последнего может быть определена из следующего соотношения (рис. 29 и 30):

$$h_{с.с} = h_x \frac{R_f}{R_x + R_f} + h_f \frac{R_x}{R_x + R_f}. \quad (56)$$

Так, например, если в сеточной цепи лампы, у которой $R_f = 2,4 \text{ ком}$ и $h_f = 4$, включен контур с резонансным

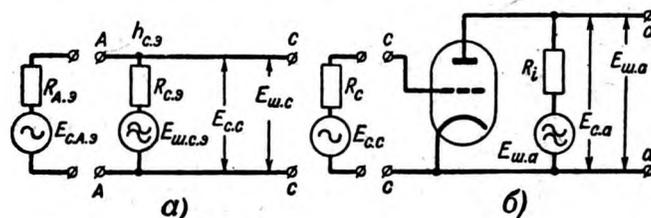


Рис. 30.

а — схема суммарного генератора шума входной цепи; б — схема суммарного генератора шума усилителя ВЧ.

сопротивлением $R_x = 3 \text{ ком}$ при нормальной температуре ($h_x = 1$), то

$$h_{с.с} = 1 \frac{2,4}{3 + 2,4} + 4 \frac{3}{3 + 2,4} = 2,7.$$

Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора сеточной цепи равно:

$$R_{с.с} = \frac{R_f R_x}{R_f + R_x}. \quad (57)$$

Полученные результаты позволяют рассчитать коэффициенты уровня шума H и номинальные коэффициенты усиления M для окончательного расчета коэффициента шума N .

При подключении к зажимам входной цепи А—А (рис. 30,а) антенны, мощность сигнала которой

$$P_{с.А} = \frac{E_{с.А}^2}{4R_A} = \frac{E_{с.А.с}^2}{4R_{А.с}},$$

на выходе холостых зажимов $c-c$ выделится напряжение сигнала

$$E_{c.c} = E_{c.A.в} \frac{R_{c.в}}{R_{A.в} + R_{c.в}}$$

Поскольку общее сопротивление всей части схемы левее зажимов $c-c$ равно:

$$R_c = \frac{R_{A.в} R_{c.в}}{R_{A.в} + R_{c.в}}, \quad (58)$$

то мощность сигнала на выходе составляет:

$$P_{c.c} = \frac{E_{c.c}^2}{4R_c} = E_{c.A.в}^2 \left(\frac{R_{c.в}}{R_{A.в} + R_{c.в}} \right)^2 \frac{1}{4R_c}$$

или с учетом (58)

$$P_{c.c} = E_{c.A.в}^2 \frac{R_c}{4R_{A.в}^2}$$

Аналогичным образом можно показать, что шумовая мощность на выходе равна (при $P_{ш.A.в} = 0$)

$$P_{ш.c} = \frac{E_{ш.c}^2}{4R_c}$$

но поскольку

$$E_{ш.c}^2 = E_{ш.c.в}^2 \left(\frac{R_{A.в}}{R_{A.в} + R_{c.в}} \right)^2$$

и

$$E_{ш.c.в}^2 = 4KT_0 h_{c.в} R_{c.в},$$

то

$$P_{ш.c} = h_{c.в} KT_0 \frac{R_c}{R_{c.в}}$$

Подставив полученные значения мощностей в (51), получим, что коэффициент уровня шума входной цепи равен:

$$H_{sx} = \frac{\frac{P_{c.A}}{KT_0}}{\frac{P_{c.c}}{P_{ш.c}}} = h_{c.в} \frac{R_{A.в}}{R_{c.в}},$$

а номинальный коэффициент усиления

$$M_{sx} = \frac{P_{c.c}}{P_{c.A}} = \frac{R_c}{R_{A.в}}$$

Для определения коэффициента уровня шума усилителя ВЧ H_y вычислим напряжение сигнала на его выходных зажимах $a-a$ в режиме холостого хода (рис. 30,б), когда ко входным зажимам $c-c$ присоединен генератор с мощностью сигнала

$$P_{c.c} = \frac{E_{c.c}^2}{4R_c}$$

Очевидно, что

$$E_{c.a} = \mu E_{c.c},$$

а

$$P_{c.a} = \frac{E_{c.a}^2}{4R_i} = \frac{1}{4} \mu S E_{c.c}^2$$

Поскольку мощность шума на выходе усилителя ВЧ равна:

$$P_{ш.a} = \frac{E_{ш.a}^2}{4R_i} = h_a KT_0,$$

то окончательно получим, что

$$H_y = \frac{h_a}{\mu S} \frac{1}{R_c}$$

или с учетом (43)

$$H_y = R_{ш} \frac{1}{R_c}.$$

После подстановки в (54) найденных выражений для H_{sx} , M_{sx} и H_y получим, что коэффициент шума УКВ блока равен

$$N = h_A + h_{c.в} \frac{R_{A.в}}{R_{c.в}} + R_{ш} \frac{R_{A.в}}{R_c^2}$$

Подставляя в это уравнение развернутое значение для R_c [см. (58)], получим окончательную формулу для расчета коэффициента шума

$$N = h_A + h_{c.в} \frac{R_{A.в}}{R_{c.в}} + R_{ш} \frac{(R_{A.в} + R_{c.в})^2}{R_{A.в} R_{c.в}}. \quad (59)$$

Меняя пересчитанное во входной контур сопротивление антенны $R_{A.в}$ путем изменения коэффициента трансформации n ($R_{A.в} = n^2 R_A$), можно добиться изменения коэффициента шума. При вполне определенном сопротивлении $R_{A.в}^*$ коэф-

коэффициент шума становится минимальным (согласование по шумам). Приравняв производную $\frac{\partial N}{\partial R_{A.с}}$ нулю, получим, что минимальный коэффициент шума обеспечивается при сопротивлении на входе

$$R_{A.с}^* = \frac{R_{c.с}}{\sqrt{1 + h_{c.с} \frac{R_{c.с}}{R_{ш}}}} \quad (60)$$

При этом

$$N_{мин} = h_A + 2 \frac{R_{ш}}{R_{c.с}} + 2 \sqrt{\left(\frac{R_{ш}}{R_{c.с}}\right)^2 + h_{c.с} \frac{R_{ш}}{R_{c.с}}} \quad (61)$$

Из этого весьма важного уравнения следует, что для обеспечения максимально возможной чувствительности (согласование по шумам) необходимо выбрать схему и лампы таким образом, чтобы соотношение $\frac{R_{ш}}{R_{c.с}}$ было, по возможности, меньшим. Поэтому на входе лучше всего применить триоды, у которых сопротивление шума $R_{ш}$ меньше, а входное сопротивление R_f больше, чем у других ламп. Для получения минимума шума также важно выбрать входной контур с максимально возможным резонансным сопротивлением, ибо при этом может быть обеспечено максимальное значение $R_{c.с}$, поскольку

$$R_{c.с} = \frac{R_f R_k}{R_f + R_k}$$

Воспользовавшись ранее приведенным примером ($R_k = 3 \text{ ком}$, $R_f = 2,4 \text{ ком}$, $R_{c.с} = 1,3 \text{ ком}$, $R_{ш} = 0,6 \text{ ком}$ и $h_{c.с} = 2,7$), определим минимальный коэффициент шума приемника

$$N_{мин} = 1 + 2 \cdot \frac{0,6}{1,3} + 2 \sqrt{\left(\frac{0,6}{1,3}\right)^2 + 2,7 \cdot \frac{0,6}{1,3}} = 4,5.$$

В приведенном расчете мы учитываем шумы от источников, расположенных только внутри приемника, полагая, что мощность шума антенны равна одной единице $h_A = 1 \text{ КТ}_0$. В действительности же h_A обычно отличается от единицы, и это обстоятельство может быть учтено подстановкой в уравнение (61) действительного значения величины h_A . Однако при экспериментальном определении

коэффициента шума или реальной чувствительности с помощью эквивалента антенны следует полагать, что $h_A = 1$.

Расчет по приведенным выше уравнениям показывает, что при применении для УКВ блоков в качестве усилителя ВЧ пентода типа 6Ж4

$$N_{мин} = 16.$$

Совершенно недопустимые результаты получаются, если в качестве первой лампы использовать пентагрид 6А7 в преобразовательном режиме.

В этом случае

$$N_{мин} = 240.$$

Приведенные соображения и численные примеры наглядно иллюстрируют целесообразность применения в новых радиовещательных приемниках описанного выше УКВ блока на двойном триоде.

В заключение приведем выражение для расчета коэффициента шума УКВ блока, в котором триод усилителя ВЧ собран по схемам с общим катодом, сеткой и промежуточной точкой (рис. 16)

$$N = h_A + h_{c.с} \frac{R_{A.с}}{R_{c.с}} + R_{ш} \frac{R_{A.с}}{R_c} \left(\frac{\mu}{\mu + m}\right)^2, \quad (62)$$

где m — параметр связи катода усилителя ВЧ с входным контуром.

Легко видеть, что при $\mu \gg m$ можно пренебречь поправкой $\left(\frac{\mu}{\mu + m}\right)^2 \approx 1$. Из этого следует, что все три схемы обладают примерно равным значением минимального коэффициента шума. о равным значением минимального коэф-

5. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА УКВ БЛОКОВ

Оценка уровня шума высокочувствительных приемников СВЧ по величине коэффициента шума нашла в настоящее время весьма широкое распространение в инженерной практике. Наряду с другими причинами широкое практическое применение этого коэффициента обусловлено тем, что его можно весьма просто и с большой точностью измерить. Высокую точность измерения обеспечивает метод сравнения суммарных шумов исследуемого приемника с шумами от подключенного к его входу генератора шума на диоде. Схема такого генератора, собранного на дио-

де 2Д2С, показана на рис. 31. Там же приведена схема для измерения коэффициента шума УКВ блока, рассчитанного на работу от антенны сопротивлением R_A .

При подаче на анод диода достаточно большого постоянного напряжения (120 в) обеспечивается режим насыщения анодного тока при любом токе накала. В этом режиме между постоянной составляющей анодного тока I_0 , измеряемого миллиамперметром, и шумовым током диода существует весьма точная зависимость [см. (42)]

$$I_{a.ш}^2 = 2eI_0\Delta f_{np}.$$

Меняя с помощью реостата ток накала, можно изменять в достаточных пределах постоянный ток диода I_0

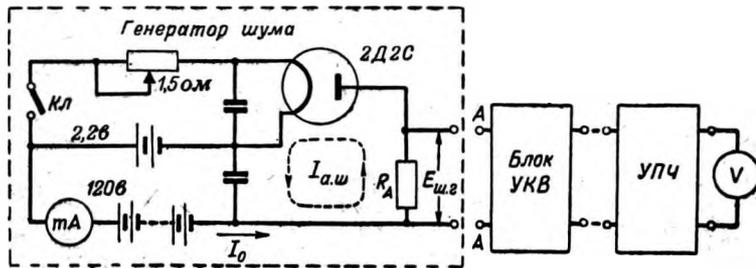


Рис. 31. Схема генератора шума для измерения коэффициента шума.

без нарушения режима насыщения и тем самым менять шумовой ток $I_{a.ш}$. Этот ток протекает через эквивалент антенны R_A и создает на его зажимах напряжение

$$E_{ш.з}^2 = I_{a.ш}^2 R_A^2 = 2eI_0 R_A^2 \Delta f_{np}.$$

При этом мощность генератора шума равна:

$$P_{ш.з} = \frac{E_{ш.з}^2}{4R_A} = \frac{1}{2} eI_0 R_A \Delta f_{np}.$$

Если выключатель $КЛ$ разомкнут (рис. 31), а выходные зажимы шумового генератора подключены к входу УКВ блока, то напряжение шума на выходе усилителя ПЧ будет всецело обусловлено внутренними источниками шума схемы и шумами эквивалента антенны — KT_0 . Суммарная

мощность этих шумов характеризуется эквивалентной мощностью в антенне $P_{ш.А.э}$ [см. (46)], которая равна:

$$P_{ш.А.э} = NKT_0\Delta f_{np}.$$

Если теперь включить шумовой генератор и установить его мощность равной

$$P_{ш.з} = P_{ш.А.э},$$

то мощность шума на выходе усилителя ПЧ также увеличится в 2 раза (эффективное напряжение — в 1,41 раза). Измерив постоянный ток I_0^* диода, при котором обеспечивается указанный режим, можно весьма просто рассчитать коэффициент шума исследуемого УКВ блока. Произведем этот расчет.

При равенстве мощностей $P_{ш.А.э}$ и $P_{ш.з}$ получим, что

$$NKT_0\Delta f_{np} = \frac{1}{2} eI_0^* R_A \Delta f_{np},$$

а следовательно,

$$N = \frac{e}{2KT_0} R_A I_0^*,$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ к — заряд электрона;
 $KT_0 = 0,4 \cdot 10^{-20}$ вт/гц — единица удельной шумовой мощности.

После подстановки значений e и KT_0 в исходное уравнение получим окончательно, что

$$N = 20R_A I_0^*, \quad (63)$$

где R_A — в омах, I_0^* — в амперах.

Если УКВ блок рассчитан на работу от обычного полуволнового вибратора $R_A = 75$ ом, то полученное уравнение принимает весьма удобный вид

$$N = 1,5I_0^*,$$

где I_0^* — постоянный ток через диод, ма, при котором мощность шума на выходе усилителя ПЧ удваивается.

Поскольку диод 2Д2С допускает максимальный ток $I_{0 \max} = 40$ ма, то при его применении могут быть изменены коэффициенты шума до

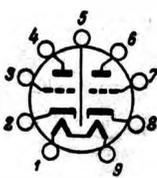
$$N_{\max} = 1,5 \cdot 40 = 60.$$

**ТЕХНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ УКВ
СХЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ**

Рассчитаем элементы УКВ блока для радиовещательных приемников, схема которого приведена на рис. 32. Исходные данные: рабочий диапазон частот — 64,5—73 Мгц; требуемый частотный диапазон с учетом производственного запаса — $f_{мин} = 64$ Мгц, $f_{макс} = 73,5$ Мгц; промежуточная частота $f_{нр} = 8,4$ Мгц; применяемая лампа 6НЗП (табл. 1); антенна — диполь с $R_A = 75$ ом; входное сопротивление первого каскада усилителя ПЧ на лампе 6И1П (рис. 1) — $R'_2 = 200$ ком; емкость 10 см кабеля РК-19 и емкость монтажа $C_0 = 12$ пф; входная емкость лампы 6И1П $C'_2 = 6$ пф.

Таблица 1

Параметры лампы 6НЗП

Параметр	Значение параметра	Единицы измерения	Примечания	
U_k	6,3	в		
I_k	0,35	а		
E_a	150	в		
$R_{кг}$	240	ом		
I_a	7,7	ма		
S	5	ма/в		
R_i	8	ком		
μ	40	—		
h_c	5	—		
h_a	120	—		
$R_{ш}$	600	ом	} Коэффициенты уровней входного и выходного шума	
$C_{a.c}$	1,5	пф		} Совместно с ламповой панелью
$C_{a.k}$	0,4	"		
$C_{c.k}$	7,5	"		

1. РАСЧЕТ АНОДНОЙ ЦЕПИ ГЕТЕРОДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

По общеизвестному расчету фильтров ПЧ можно показать, что для получения достаточной стабильности полосы пропускания при смене ламп в нашем случае необходимо иметь емкость контуров $C_{нр} \geq 30$ пф. Для большей

надежности выбираем $C_{нр} = 40$ пф. Во втором контуре фильтра требуемая емкость $C_{нр}$ обеспечивается соответствующим выбором емкости конденсатора C_2 .

Поскольку

$$C_{нр} = C_2 + C_0 + C'_2,$$

находим, что

$$C_2 = C_{нр} - C_0 - C'_2 = 40 - 12 - 6 = 22 \text{ пф.}$$

Пренебрегая относительно малыми реактивными сопротивлениями конденсаторов C_c и C_p , можно показать (рис. 9), что суммарная емкость первого контура фильтра

$$C_{нр} = C_1 + C_p + C_{a.k} + C_{a.c} + C_m,$$

где $C_{a.k} + C_{a.c} \approx 2$ пф — общая выходная емкость гетеродинного преобразователя на лампе 6НЗП (табл. 1);

$C_m \approx 5$ пф — собственная емкость катушки L_1 и емкость монтажа.

Отсюда следует, что сумма емкостей конденсаторов C_1 и C_p должна быть равной:

$$C_1 + C_p = C_{нр} - (C_{a.k} + C_{a.c} + C_m) = 40 - 7 = 33 \text{ пф.}$$

С другой стороны, для обеспечения слабой связи контура гетеродина с анодом триода (рис. 5) целесообразно, чтобы

$$C_1 = 2C_p.$$

Сопоставляя полученные уравнения, найдем значения емкостей C_p и C_1 . С учетом существующей шкалы емкостей выбираем:

$$C_p = 10 \text{ пф} \text{ и } C_1 = 22 \text{ пф.}$$

Индуктивность катушки фильтра¹

$$L_1 = L_2 = \frac{25300}{f_{нр}^2 C_{нр}} = \frac{25300}{8,4^2 \cdot 40} = 9 \text{ мкГн.}$$

Для получения большого усиления и хорошей избирательности по соседнему каналу в новой серии приемников

¹ Здесь и в дальнейшем даны округленные результаты вычислений.

катушки L_1 и L_2 имеют конструктивную добротность $Q_0 = 100$. При этой добротности „чистое“ резонансное сопротивление каждого из контуров фильтра равно:

$$R_{10} = R_{20} = \frac{Q_0}{\omega_{np} C_{np}} = \frac{100}{6,28 \cdot 8,4 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 47 \text{ ком.}$$

С учетом шунтирующего действия входного сопротивления лампы 6И1П эквивалентное сопротивление второго контура фильтра составляет:

$$R_{2s} = \frac{R_{20} R_2'}{R_{20} + R_2'} = \frac{47 \cdot 200}{47 + 200} = 38 \text{ ком.}$$

При оптимальной связи между контурами входное сопротивление фильтра со стороны зажимов первого контура

$$R_{a.s} = 0,5 \cdot \sqrt{R_{10} R_{2s}} = 0,5 \sqrt{47 \cdot 38} = 21 \text{ ком.}$$

Это сопротивление является нагрузочным для гетеродинного преобразователя.

Внутреннее сопротивление триода преобразователя при нейтрализации моста ПЧ [см. (4) и табл. 1] равно:

$$R_{i2} = K_1 R_l = 3 \cdot 8 = 24 \text{ ком.}$$

При этом коэффициент анодной нагрузки составляет:

$$\alpha_a = \frac{R_{a.s}}{R_{i2}} = \frac{21}{24} = 0,87.$$

Для получения допустимой перекомпенсации моста ПЧ необходимо выбрать коэффициент обратной связи [см. (8)]

$$P_{o.c} = \frac{0,67(1 + \alpha_a)}{\mu_d} = \frac{0,67(1 + 0,87)}{40} = 0,031.$$

При выбранной перекомпенсации внутреннее динамическое сопротивление гетеродинного преобразователя равно [см. (7)]:

$$R_{i0} = K_2 R_{i2} = 3 \cdot 24 = 72 \text{ ком.}$$

С учетом шунтирующего действия этого сопротивления эквивалентное сопротивление первого контура фильтра ПЧ составляет:

$$R_{1s} = \frac{R_{01} R_{i0}}{R_{01} + R_{i0}} = \frac{47 \cdot 72}{47 + 72} = 28 \text{ ком.}$$

Для достижения максимальной крутизны преобразования режим лампы 6НЗП преобразователя необходимо выбрать таким, чтобы напряжение гетеродина на управляющей сетке триода равнялось:

$$U_{2.n} = 2,5 \div 3 \text{ в.}$$

В этом случае

$$S_{np} = 0,3S = 0,3 \cdot 5 = 1,5 \text{ ма/в.}$$

При этой крутизне и оптимальной связи между контурами усиление преобразователя [см. (1)]

$$K_{np} = 0,5 S_{np} \sqrt{R_{1s} R_{2s}} = 0,5 \cdot 1,5 \sqrt{28 \cdot 38} = 23.$$

С учетом шунтирующего действия ламп 6НЗП и 6И1П добротности контуров фильтра ПЧ соответственно равны:

$$Q_{1s} = R_{1s} \omega_{np} C_{np} = 28 \cdot 10^3 \cdot 6,28 \cdot 8,4 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12} = 60;$$

$$Q_{2s} = Q_{1s} \frac{R_{2s}}{R_{1s}} = 60 \frac{38}{28} = 80.$$

Эквивалентная добротность фильтра

$$Q_s = \sqrt{Q_{1s} Q_{2s}} = \sqrt{60 \cdot 80} = 70.$$

При этой добротности его полоса пропускания на уровне 0,7 составляет:

$$2\Delta f_{np} = 1,5 \frac{f_{np}}{Q_s} = 1,5 \frac{8,4 \cdot 10^6}{70} = 180 \text{ кГц,}$$

а избирательность по соседнему каналу ($\Delta f_{c.k.} = 250 \text{ кГц}$)

$$Y_{c.k.} = 16 \text{ дб.}$$

Полученные результаты справедливы только при оптимальной связи, которая имеет место при коэффициенте связи между контурами

$$k_{\phi нч} = \frac{1}{Q_s} = \frac{1}{70} = 0,015;$$

$$k_{\phi нч} = 1,5\%.$$

2. РАСЧЕТ СЕТОЧНОЙ ЦЕПИ ГЕТЕРОДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Динамическая входная емкость лампы 6НЗП при оптимальном режиме преобразования (максимум S_{np}) составляет $C_{c.к} = 7,5$ пф (см. табл. 1). Для предотвращения заметной потери усиления из-за действия емкостного делителя в сеточной цепи преобразователя (рис. 12), состоящего из емкости C_c и входной емкости гетеродинного преобразователя $C_{z.л} = 2C_{c.к}$, емкость C_c необходимо взять равной [см. (18)]:

$$C_c = (10 + 20) C_{c.к} = (10 + 20) 7,5 = 75 + 150 \text{ пф.}$$

Выбираем в соответствии с ГОСТ

$$C_c = 120 \text{ пф.}$$

Если при этой емкости принять сопротивление утечки

$$R_c = 470 \text{ ком,}$$

то с большим производственным запасом будет обеспечена устойчивость преобразователя против прерывистых колебаний.

На основании полученных данных определим требуемую емкость блокировочного конденсатора C_6 , которая определяется из условия допустимой перекомпенсации моста ПЧ. Поскольку емкость одного плеча этого моста (емкость — анод — земля) равна (рис. 9):

$$C_{a.з} = C_1 + C_p + C_{a.к} = 22 + 10 + 0,4 = 32,4 \text{ пф,}$$

то для получения допустимой перекомпенсации, при которой коэффициент обратной связи составляет $P_{o.c} = 0,031$, необходимо выбрать емкость блокировочного конденсатора [см. (9)]

$$C_6 = \frac{C_c C_{a.з}}{C_c P_{o.c} + C_{a.з}} = \frac{120 \cdot 32,4}{120 \cdot 0,031 + 1,5} = 750 \text{ пф.}$$

Очевидно, что баланс моста ($P_{o.c} = 0$) будет иметь место при

$$C_{6.кp} = \frac{C_c C_{a.з}}{C_{a.з}} = \frac{120 \cdot 32,4}{1,5} = 2600 \text{ пф.}$$

Из условия баланса моста по высокой частоте необходимо, чтобы емкость конденсатора C_m была равна:

$$C_m = C_{c.к} = 7,5 \text{ пф.}$$

Зная максимальную частоту гетеродина

$$f_{z.макс} = f_{макс} + f_{np} = 73,5 + 8,4 = 81,9 \text{ Мгц,}$$

легко рассчитать общую индуктивность катушки обратной связи. Согласно (17)

$$L_{св} = \frac{1,75 \cdot 10^4}{f_{z.макс}^2 \left(\frac{C_{c.к}}{2} + C_0 \right)} = \frac{1,75 \cdot 10^4}{81,9^2 \left(\frac{7,5}{2} + 1 \right)} = 0,55 \text{ мкгн.}$$

Выбирая достаточно сильную связь между половинками этой катушки, получим, что коэффициент передачи сеточной цепи $K_c = 1$ [см. (14)]. В этом случае общая входная емкость преобразователя [см. (16)]

$$C_{z.л} = 2K_c C_{c.к} = 2 \cdot 1 \cdot 7,5 = 15 \text{ пф.}$$

С учетом режима генерации и вторичного преобразования входное сопротивление преобразователя¹ [см. (10)] равно:

$$R_z = 2,5 \cdot R_f = 2,5 \cdot 2,4 = 6 \text{ ком.}$$

При коэффициенте передачи сеточной цепи $K_c = 1$ входное сопротивление преобразователя, отнесенное к зажимам анодного контура усилителя ВЧ [см. (15)], составляет:

$$R_{z.л} = \frac{1}{K_c^2} R_z = 6 \text{ ком.}$$

3. РАСЧЕТ КОНТУРА ГЕТЕРОДИНА

Коэффициент перекрытия по частоте контура гетеродина равен:

$$K_{fz} = \frac{f_{z.макс}}{f_{z.мин}} = \frac{f_{макс} + f_{np}}{f_{мин} + f_{np}} = \frac{73,5 + 8,4}{64 + 8,4} = 1,13.$$

Такое перекрытие может быть выполнено, если для настройки применить промышленный четырехсекционный

¹ Для расчета выбрано входное сопротивление худших экземпляров ламп.

агрегат конденсаторов переменной емкости (рис. 2), предназначенный для приемников 1-го и 2-го классов. В этом агрегате переменная часть емкости двух УКВ секций

$$\Delta C = C_{0\max} - C_{0\min} = 19 - 7 = 12 \text{ пф.}$$

Следует заметить, что параметры блока останутся неизменными, если взамен указанного агрегата применить любой другой обособленный агрегат из двух сопряженных конденсаторов с переменной частью емкости $\Delta C = 12 \text{ пф.}$

Требуемый коэффициент перекрытия по частоте будет обеспечен, если минимальную емкость контура гетеродина выбрать равной:

$$C_{z.\min} = \frac{\Delta C}{K_z^2 - 1} = \frac{12}{1,13^2 - 1} = 43 \text{ пф.}$$

Максимальная емкость контура при этом составит:

$$C_{z.\max} = C_{z.\min} + \Delta C = 43 + 12 = 55 \text{ пф.}$$

Индуктивность катушки гетеродинного контура

$$L_z = \frac{25300}{f_{z.\max}^2 C_{z.\min}} = \frac{25300}{81,9^2 \cdot 43} = 0,09 \text{ мкГн.}$$

Из рассмотрения рис. 5 следует, что общая минимальная емкость контура гетеродина

$$C_{z.\min} = C_{0\min} + C_z + C_m + \frac{C_p C_1}{C_p + C_1},$$

где $C_m = 10 \text{ пф}$ — емкость монтажа с учетом емкости, вносимой из сеточной цепи; C_z — дополнительная емкость контура для обеспечения требуемого значения $C_{z.\min}$.

Последнее требование будет удовлетворено при емкости C_z , равной:

$$C_z = C_{z.\min} - C_{0\min} - C_m - \frac{C_p \cdot C_1}{C_p + C_1} = 43 - 7 - 10 - \frac{10 \cdot 22}{10 + 22} = 19 \text{ пф.}$$

Выбираем имеющийся в шкале емкостей номинал $C_z = 18$.

4. РАСЧЕТ АНОДНОГО КОНТУРА УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Коэффициент перекрытия по диапазону анодного контура (рис. 19) составляет:

$$K_{Ja} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{73,5}{64} = 1,15.$$

Для обеспечения такого коэффициента перекрытия минимальная емкость контура должна быть равна:

$$C_{a.\min} = \frac{\Delta C}{1,15^2 - 1} = 39 \text{ пф.}$$

Здесь мы, естественно, полагаем, что УКВ секции агрегата конденсаторов имеют равные и сопряженные емкости.

Максимальная емкость контура равна:

$$C_{a.\max} = C_{a.\min} + \Delta C = 39 + 12 = 51 \text{ пф.}$$

Полагая, что общая емкость монтажа совместно с выходной емкостью триода усилителя ВЧ $C_{\text{вых}} + C_m$ составляет 7 пф , легко рассчитать емкость дополнительного конденсатора C_a , который необходим для того, чтобы получить требуемое значение емкости анодного контура. Согласно (21) и рис. 19

$$C_a = C_{a.\min} - C_{0\min} - (C_{\text{вых}} + C_m) - C_{z.n} = 39 - 7 - 7 - 15 = 10 \text{ пф.}$$

Здесь следует заметить, что при недостаточно сильной связи между половинками катушки обратной связи гетеродина эквивалентная входная емкость гетеродинного преобразователя несколько возрастает и требуемая величина емкости конденсатора C_a может оказаться существенно меньшей, чем 10 пф . Это утверждение легко понять, если вспомнить, что при недостаточно сильной связи между половинками этой катушки коэффициент передачи K_c превышает единицу [см. (14)]. Вследствие этого [см. (16)]

$$C_{z.n} > 2C_{c.k}.$$

Индуктивность катушки анодного контура

$$L_a = \frac{25300}{f_{\max}^2 C_{a.\min}} = \frac{25300}{73,5^2 \cdot 39} = 0,120 \text{ мкГн.}$$

Дальнейший расчет мы будем производить на средней частоте диапазона $f_{cp} = 70 \text{ МГц}$, при которой емкость контура $C_{a.э} = 45 \text{ пф}$.

В случае применения однослойных катушек, в которых для подстройки использованы карбонильные сердечники типа СЦР-1, можно получить конструктивную добротность $Q_0 = 120$. При этой добротности резонансное сопротивление контура составляет:

$$R_{a0} = \frac{Q_0}{\omega_{cp} C_{a.э}} = \frac{120}{6,28 \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 45 \cdot 10^{-12}} = 6,1 \text{ ком.}$$

С учетом шунтирующего действия входного сопротивления преобразователя $R_{z.п}$ общее сопротивление нагрузки в анодной цепи лампы усилителя ВЧ равно:

$$R_a = \frac{R_{a0} R_{z.п}}{R_{a0} + R_{z.п}} = \frac{6,1 \cdot 6}{6,1 + 6} \approx 3 \text{ ком.}$$

Для дальнейшего расчета усилителя определим некоторые параметры входной цепи, от значения которых зависит режим анодной цепи. Входное сопротивление лампы 6НЗП в схеме с общей сеткой [см. (30) и табл. 1] составляет:

$$R_{c.э} = \frac{1}{S} \left(1 + \frac{R_a}{R_i} \right) = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3}} \left(1 + \frac{3}{8} \right) \approx 250 \text{ ом.}$$

Анализ выбранной схемы, подтвержденный практикой, показал, что для получения достаточно большого усиления при одновременном обеспечении устойчивой работы усилителя ВЧ параметр связи входного контура следует выбирать в пределах $m = 0,5 \div 0,6$ (рис. 20). Взяв $m = 0,55$, получим, что нагрузочное сопротивление, шунтирующее входной контур [см. (29) и рис. 20], равно:

$$R_{c.к} = \frac{R_f \cdot R_{c.э}}{m^2 R_f + R_{c.э}} = \frac{2 \cdot 400 \cdot 250}{0,55^2 \cdot 2 \cdot 400 + 250} = 620 \text{ ом.}$$

Отсюда общее сопротивление входной цепи, отнесенное к зажимам катод—земля триода [см. (40)]:

$$R_{з.к} = R_{c.к} m^2 = 620 \cdot 0,55^2 = 187 \text{ ом.}$$

Наличие такого сопротивления в цепи катода лампы усилителя ВЧ приводит к повышению его динамического внутреннего сопротивления до значения [см. (20)]

$$R_{i\partial} \approx R_i + \mu \cdot R_{з.к} = 8 + 40 \cdot 0,187 = 15,6 \text{ ком.}$$

С учетом $R_{i\partial}$ сопротивление анодной цепи усилителя [см. (25)]

$$R_{a.э} = \frac{R_a R_{i\partial}}{R_a + R_{i\partial}} = \frac{3 \cdot 15,6}{3 + 15,6} = 2,5 \text{ ком.}$$

Коэффициент усиления при этом равен:

$$K_{y.э} = S R_{a.э} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^3 = 12,5.$$

Эквивалентная добротность анодного контура [см. (27)] составляет:

$$Q_{a.э} = \frac{R_{a.э}}{R_{a0}} Q_0 = \frac{2,5}{6,1} 120 = 50.$$

5. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Согласно (31) добротность входной цепи равна:

$$Q_{к.э} = 0,46 \cdot \frac{f_{cp}}{f_{\max} - f_{\min}} = 0,46 \frac{70}{73,5 - 64} = 4,3.$$

Требуемая добротность будет обеспечена [см. (32)], если эквивалентная емкость входного контура составит:

$$C_k = \frac{2Q_{к.э}}{R_{c.к} \omega_{cp}} = \frac{2 \cdot 4,3}{620 \cdot 6,28 \cdot 70 \cdot 10^6} = 30 \text{ пф.}$$

Можно показать, что с учетом всех монтажных и межэлектродных емкостей требуемое значение C_k будет обеспечено при емкости вспомогательного конденсатора

$$C'_k = 22 \text{ пф.}$$

Эквивалентная индуктивность входного контура

$$L_{к.э} = \frac{25 \cdot 300}{f_{cp}^2 C_k} = \frac{25 \cdot 300}{70^2 \cdot 30} = 0,170 \text{ мкГн.}$$

Индуктивность катушки связи с антенной определяется из (34)

$$L_A = \frac{R_A}{\omega_{cp}} = \frac{75}{6,28 \cdot 70 \cdot 10^6} = 0,17 \text{ мкГн.}$$

Согласно (33) коэффициент связи между катушками L_A и L_k должен быть равен:

$$k = \sqrt{\frac{1}{Q_{к.э}}} = \sqrt{\frac{1}{4,3}} = 0,48.$$

При этом коэффициенте связи конструктивная индуктивность катушки входного контура [см. (36)] должна составлять:

$$L_k = \frac{L_{c.в}}{1 - 0,5k^2} = \frac{0,17}{1 - 0,5 \cdot 0,48^2} = 0,19 \text{ мкГн.}$$

Как и в анодном контуре, мы будем полагать, что конструктивная добротность контурной катушки равна $Q_k = 120$. В этом случае сопротивление „чистого“ контура

$$R_k = Q_k \frac{1}{\omega_{cp} C_k} = \frac{120}{6,28 \cdot 70 \cdot 10^9 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 9 \text{ ком.}$$

Коэффициент полезного действия входного контура определяем из (39)

$$\eta_k = \frac{R_k}{R_k + R_{c.к}} = \frac{9}{9 + 0,62} = 0,93\%$$

При этом значении к. п. д. коэффициент передачи входной цепи [см. (28)] составляет:

$$K_{A.E} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{c.к}}{R_A}} \sqrt{\eta_k} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{620}{75}} \sqrt{0,93} = 1,4.$$

Общее усиление УКВ блока по э. д. с. в антенне достигает:

$$K_{убв} = K_{A.E} K_{убв} K_c K_{2,n} = 1,4 \cdot 12 \cdot 1 \cdot 23 = 385.$$

6. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

Принимая $\beta = 0,8$, получим, что эквивалентный коэффициент шума входного сопротивления триода [см. (55)] равен:

$$h_f = 5\beta = 5 \cdot 0,8 = 4.$$

Эквивалентное входное сопротивление триода усилителя ВЧ с учетом резонансного сопротивления входного контура [см. (57)]

$$R_{c.в} = \frac{R_f R_k}{R_f + R_k} = \frac{2,4 \cdot 9}{2,4 + 9} = 1,9 \text{ ком.}$$

Расчет эквивалентного коэффициента шума этого сопротивления произведем согласно (56)

$$h_{c.в} = h_k \frac{R_f}{R_k + R_f} + h_f \frac{R_k}{R_k + R_f} = 1 \cdot \frac{2,4}{9 + 2,4} + 4 \cdot \frac{9}{9 + 2,4} = 3,4.$$

Для достижения максимальной чувствительности (минимум коэффициента шума) необходимо выбрать связь с антенной такой, чтобы пересчитанное во входной контур сопротивление антенны [см. (60)] составляло:

$$R_{A.в}^* = \frac{R_{c.в}}{\sqrt{1 + h_{c.в} \frac{R_{c.в}}{R_{ш}}}} = \frac{1,9}{\sqrt{1 + 3,4 \cdot \frac{1,9}{0,6}}} = 550 \text{ ом.}$$

Отметим, что в режиме согласования по мощности (максимум усиления) необходима такая связь с антенной, при которой

$$R_{A.в} = R_{c.к} = 620 \text{ ом.}$$

Для осуществления согласования по шумам коэффициент трансформации n^* должен составлять:

$$n^* = \sqrt{\frac{R_{A.в}^*}{R_A}} = \sqrt{\frac{550}{75}} = 2,6,$$

а для согласования по мощности

$$n = \sqrt{\frac{R_{c.к}}{R_A}} = \sqrt{\frac{620}{75}} = 2,9.$$

Из (37) следует, что подбор коэффициента трансформации может быть осуществлен изменением коэффициента связи k или индуктивностей L_A и L_k . Практически наиболее удобно менять индуктивность антенной катушки L_A , изменяя число ее витков. При переходе от согласования по мощности к согласованию по шумам число витков антенной катушки придется несколько увеличить.

Принимая $h_A = 1$, определим коэффициент шума УКВ блока при согласовании по шумам. Согласно (61)

$$\begin{aligned} N_{шум} &= h_A + 2 \frac{R_{ш}}{R_{c.в}} + 2 \sqrt{\left(\frac{R_{ш}}{R_{c.в}}\right)^2 + h_{c.в} \frac{R_{ш}}{R_{c.в}}} = \\ &= 1 + 2 \cdot \frac{0,6}{1,9} + 2 \sqrt{\left(\frac{0,6}{1,9}\right)^2 + 3,4 \cdot \frac{0,6}{1,9}} = 3,8. \end{aligned}$$

Интересно отметить, что если „чистое“ сопротивление входного контура R_k выбрать не 9, а 3 ком [см. пример

на странице 86], то минимальный коэффициент шума окажется большим, а именно

$$N_{\text{мин}} = 4,5.$$

Из этого сопоставления следует, что для получения минимальных шумов резонансное сопротивление входного контура R_{κ} необходимо выбрать возможно большим.

Достигается это применением катушек большой добротности.

7. РАСЧЕТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Определим предварительно по формуле (45) уровень удельных эквивалентных шумов в антенне

$$P'_{\text{ш.А.э}} = NKT_0 = 3,8 \cdot 0,4 \cdot 10^{-20} = 1,5 \cdot 10^{-20} \text{ вт/гц.}$$

Принимая полосу пропускания усилителем ПЧ равной $\Delta f_{\text{пч}} = 150 \text{ кгц}$, найдем мощность эквивалентных шумов в антенне согласно (46)

$$P_{\text{ш.А.э}} = P'_{\text{ш.А.э}} \Delta f = 1,5 \cdot 10^{-20} \cdot 150 \cdot 10^3 = 0,22 \cdot 10^{-14} \text{ вт.}$$

При этих шумах предельная чувствительность [см. (49)] равна:

$$P_{\text{с.А.п}} = P_{\text{ш.А.э}} = 0,22 \cdot 10^{-14} \text{ вт.}$$

Этой предельной чувствительности по мощности в антенне соответствует чувствительность по э. д. с. [см. (50)]

$$E_{\text{с.А.п}} = \sqrt{4R P_{\text{с.А.п}}} = \sqrt{4 \cdot 75 \cdot 0,22 \cdot 10^{-14}} = 0,81 \text{ мкв.}$$

Как уже отмечалось ранее, для обеспечения требуемого по нормам на реальную чувствительность превышения на зажимах громкоговорителя сигнала над шумами необходимо, чтобы соотношение сигнал/шум на входе частотного детектора было равно $\alpha_p = 4$. При этих условиях реальная чувствительность приемника, которая может быть получена при применении описанного ранее УКВ блока [см. (47)], составляет:

$$P_{\text{с.А.п}} = \alpha_p P_{\text{ш.А.э}} = 4 \cdot 0,22 \cdot 10^{-14} = 0,88 \cdot 10^{-14} \text{ вт.}$$

Очевидно, что при использовании в качестве антенны диполя ($R_A = 75 \text{ ом}$) этой чувствительности по мощности соответствует э. д. с. сигнала в антенне

$$E_{\text{с.А.п}} = \sqrt{4R_A P_{\text{с.А.п}}} = \sqrt{4 \cdot 75 \cdot 0,88 \cdot 10^{-14}} = 1,6 \text{ мкв.}$$

При применении петлевого диполя ($R_A = 300 \text{ ом}$) чувствительность по э. д. с. составит:

$$E_{\text{с.А.п}} = \sqrt{4 \cdot 300 \cdot 0,88 \cdot 10^{-14}} = 3,2 \text{ мкв.}$$

Реальная чувствительность $E_{\text{с.А.п}} = 1,6 \text{ мкв}$ может быть получена только в том случае, когда в последующих каскадах обеспечено достаточно большое усиление. Положим, что для достижения требуемой мощности на выходе усилителя низкой частоты, на входе ведущей лампы (рис. 1) достаточно иметь напряжение $U_{\text{в.л}} = 0,1 \text{ в}$. Тогда получим, что для обеспечения нужной чувствительности в $1,6 \text{ мкв}$ от усилителя ПЧ потребуется усиление

$$K_{\text{упч}} = \frac{U_{\text{в.л}}}{K_{\text{упч}} E_{\text{с.А.п}}} = \frac{0,1}{385 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6}} = 150.$$

Такое усиление без труда может дать двухкаскадный усилитель ПЧ. В новых приемниках 1-го и 2-го классов применяется усилитель ПЧ на одной лампе 6И1П, устойчивый коэффициент усиления которой составляет $K_y = 30$. Поэтому их чувствительность хуже и колеблется в пределах 5—12 мкв.

8. РАСЧЕТ КРИТИЧЕСКОГО РЕЖИМА ГЕТЕРОДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ (ЯВЛЕНИЕ «СБОЯ»)

Как уже отмечалось ранее [см. (19)], устойчивость гетеродинного преобразователя против „сбоя“ будет обеспечена, если напряжение сигнала на его входе не превысит:

$$U_c^* = 0,1 U_z = 0,1 \cdot 2,5 = 0,25 \text{ в,}$$

где $U_z = 2,5 \text{ в}$ — эффективное напряжение гетеродина на сетке лампы преобразователя, при котором имеет место максимальная крутизна преобразования.

Напряжение сигнала на входе преобразователя не превысит максимально допустимого значения U_c^* только в том

случае, если э. д. с. принимаемого сигнала в антенне будет меньше

$$E_{с.А}^* = \frac{U_c^*}{K_{вх}K_{ввч}} = \frac{0,25}{1,4 \cdot 12} = 0,015 \text{ в.}$$

При применении в качестве антенны внешнего диполя, действующая высота которого составляет

$$h_d = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{4,3}{3,14} = 1,35 \text{ м,}$$

указанная выше э. д. с. в антенне будет возбуждена в том случае, если в месте приема напряженность поля от ЧМ передатчика достигнет:

$$e^* = \frac{E_{с.А}^*}{h_d} = \frac{15}{1,35} = 11 \text{ мв/м.}$$

Такая напряженность поля все же имеет место в радиусе менее 3—5 км от антенны УКВ—ЧМ передатчика. Поэтому в этой зоне не следует применять внешнюю антенну и ограничиться комнатной или встроенной (внутри футляра приемника) антенной. Для ориентировочного расчета (точный расчет здесь вообще невозможен) укажем, что при применении комнатной или встроенной антенны наводимая э. д. с. соответственно в 10 и 100 раз меньше, чем при применении внешнего диполя. Само собой разумеется, что при той высокой чувствительности, которую имеют новые приемники, в указанной зоне нет никакой практической надобности в применении внешних дорогостоящих антенн.

ПРИЛОЖЕНИЕ I

КОНСТРУКЦИЯ УКВ БЛОКА

Высокие электрические показатели рассмотренной в книге схемы могут быть достигнуты только при тщательной продуманности конструкции и монтажа УКВ блока. Дело в том, что в основу расчета были положены исходные параметры ламп и других элементов схемы, которые обеспечиваются только в том случае, если длина соединительных проводников от электродов лампы (особенно катодного и сеточного) к другим элементам схемы сокращена до минимума и если в схеме в достаточной степени устранены все опасные паразитные связи, не учтенные в расчете. Чем больше выбранная конструкция и монтаж УКВ блока удовлетворяют этим условиям, тем в большей степени практические результаты приблизятся к расчетным. Что же касается паразитного излучения гетеродина, даже грубый расчет которого затруднителен, то, как показал опыт проектирования УКВ блоков, уровень этого излучения в значительной степени зависит от взаимного расположения и экранировки элементов схемы, распределения заземлений, проводимости внутренней поверхности шасси и экрана, надежности контакта между ними и т. д., т. е. также зависит от конструкции блока.

Всем этим требованиям достаточно полно удовлетворяет конструкция УКВ блока одного из НИИ МРТП, который с незначительными изменениями применяется в новой серии комбинированных АМ/ЧМ приемников 1-го и 2-го классов. Принципиальная схема этого блока приведена на рис. 32.

Для уменьшения паразитного излучения гетеродина, сокращения длины соединительных проводов, упрощения компоновки и монтажа и др. все элементы высокочастотной части схемы монтируются в отдельном экранированном блоке, который крепится непосредственно к корпусу четырехсекционного агрегата конденсаторов переменной емкости КПЕ (рис. 33, 35). При таком креплении блока длина соединительных проводников от секций УКВ агрегата оказывается минимальной. Для большей жесткости конструкции шасси изготавливается из стали. Конструкция шасси и взаимное расположение всех элементов блока приведены соответственно на рис. 34 и 35.

Шасси блока УКВ состоит из двух сваренных между собой частей, расположенных под прямым углом друг к другу (рис. 34). Для увеличения жесткости конструкции и обеспечения контакта с экраном вертикальная часть шасси содержит по всему периметру небольшой бортик. В вертикальной части шасси имеются также два овальных отверстия, через которые проходят четыре вывода от УКВ секций агрегата

конденсаторов переменной емкости. Эти выводы попадают к соответствующим точкам монтажа. Две отогнутые от материала шасси полоски служат для крепления входного и выходного кабелей РК-19. Длина первого кабеля определяется расстоянием УКВ блока от антенных гнезд приемника, длина второго зависит от места расположения переключателя диапазона, к которому подключается выходной кабель. В вертикальной части шасси имеются два отверстия с резьбой для крепления каркасов катушек усилителя ВЧ и гетеродина. Здесь же про-

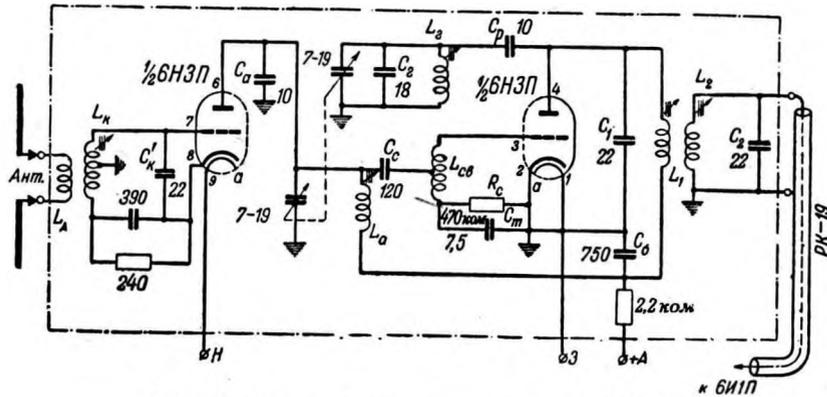


Рис. 32. Принципиальная схема макета УКВ блока.

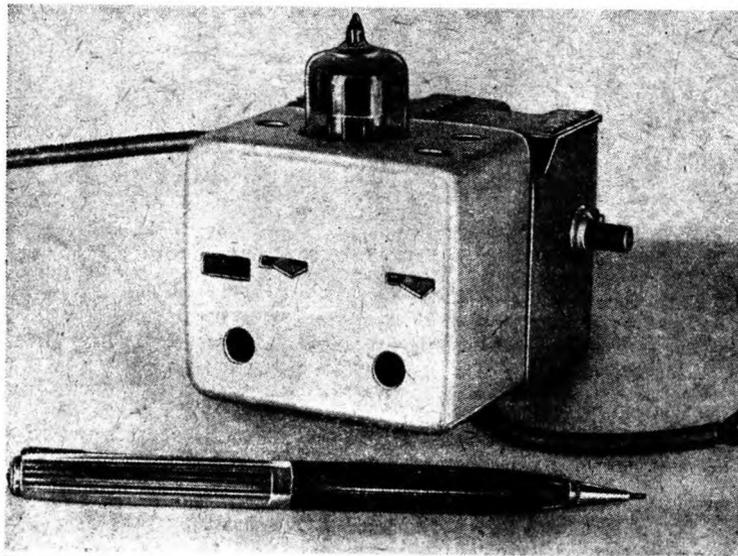


Рис. 33. Общий вид макета УКВ блока с навесным монтажом.

сверлены три отверстия для крепления шасси к агрегату конденсаторов (на чертеже не показаны).

В центре горизонтальной части шасси на специальных креплениях устанавливается ламповая панель ЛП. Она поднята над уровнем шасси. Справа от ламповой панели имеются два отверстия с резьбой для установки катушек фильтра ПЧ (см. также рис. 35). Кроме того, в левой части шасси расположена трехконтактная колодка питания КП блока.

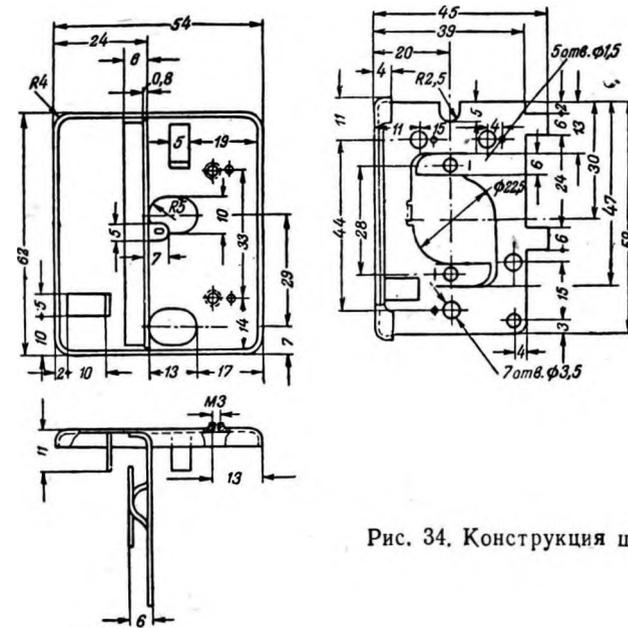


Рис. 34. Конструкция шасси.

Алюминиевый экран (рис. 36) крепится к шасси блока с помощью двух выступов на его горизонтальной части (рис. 35).

Для того чтобы в общем виде отметить наиболее существенные стороны конструирования УКВ блоков, приведем основные особенности выбранной конструкции.

1. Из рис. 34 и 35 видно, что все пять катушек блока размещены вокруг ламповой панели в непосредственной близости к ее лепесткам. Сама же панель находится в центре блока. При такой конструкции длина всех без исключения «опасных» высокочастотных проводников, соединяющих концы катушек с лепестками ламповой панели, сокращена до минимума.
2. Горизонтальная часть шасси обеспечивает необходимую экранировку входного контура от контура гетеродина. Это весьма важно для уменьшения паразитного излучения, обусловленного прямым воздействием колебаний гетеродина на антенную цепь. Кроме того, для еще большего ослабления прямой паразитной связи контурные катушки гетеродина и входного контура расположены взаимно-перпендикулярно и на максимально возможном расстоянии друг от друга.

3. Для устранения паразитной обратной связи в усилителе ВЧ, которая понижает устойчивость его работы, катушки входного контура и анодной цепи усилителя расположены взаимно перпендикулярно и с разных сторон горизонтальной части шасси, обеспечивающей необходимую экранировку между ними.

4. Ввиду наличия экранировки между фильтром ПЧ и катушкой обратной связи гетеродина устраняется неконтролируемая обратная

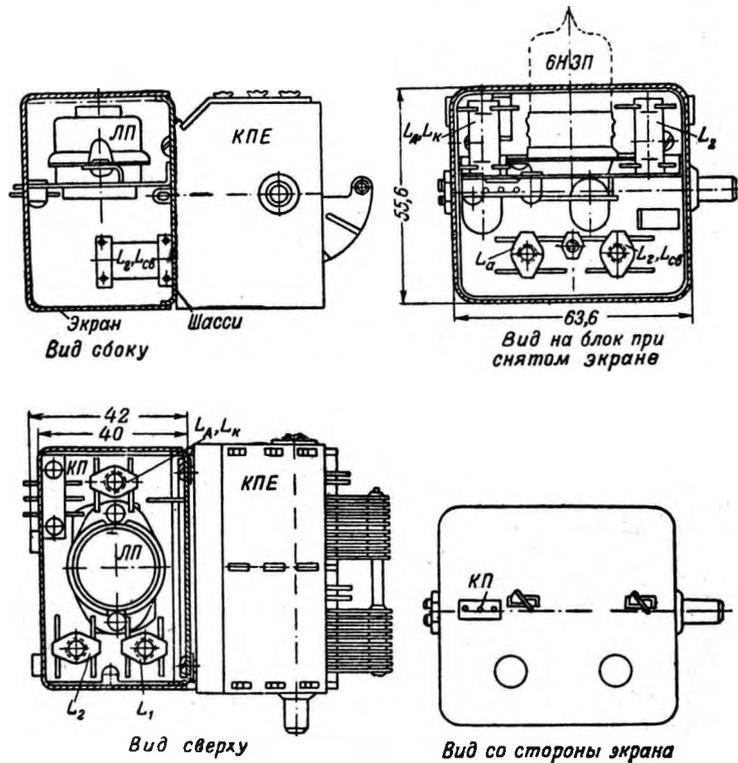


Рис. 35. УКВ блок в сборе.

связь по промежуточной частоте, которая может привести к нарушению нормальной работы гетеродинного преобразователя. Дело в том, что при анализе и расчете обратной связи по промежуточной частоте за счет перекомпенсации моста ПЧ нами не учитывалась паразитная обратная связь, которая может существенно изменить режим работы преобразователя. Так, например, если напряжение промежуточной частоты на сетке преобразовательной лампы, вызванное паразитной обратной связью, имеет такую же фазу, что и напряжение, обусловленное перекомпенсацией моста ПЧ, то преобразователь может возбуждаться. Если же эти напряжения имеют разные знаки, то паразитная обратная связь приводит к уменьшению внутреннего сопротивления преобразователя, а следовательно, к уменьшению его усиления,

5. Расстояние между катушками анодного контура усилителя ВЧ и контура гетеродина выбрано достаточно большим. Это сделано для того, чтобы напряжение гетеродина на анодном контуре усилителя ВЧ, обусловленное прямой паразитной связью между ними, было мало по сравнению с напряжением, которое возникает на этом контуре от практически допустимой разбалансировки моста ВЧ. Здесь уместно отметить, что анодный контур усилителя ВЧ в достаточной степени расстроен относительно частоты гетеродина и что поэтому, несмотря на сравнительно небольшое расстояние между контурами, наводимое на

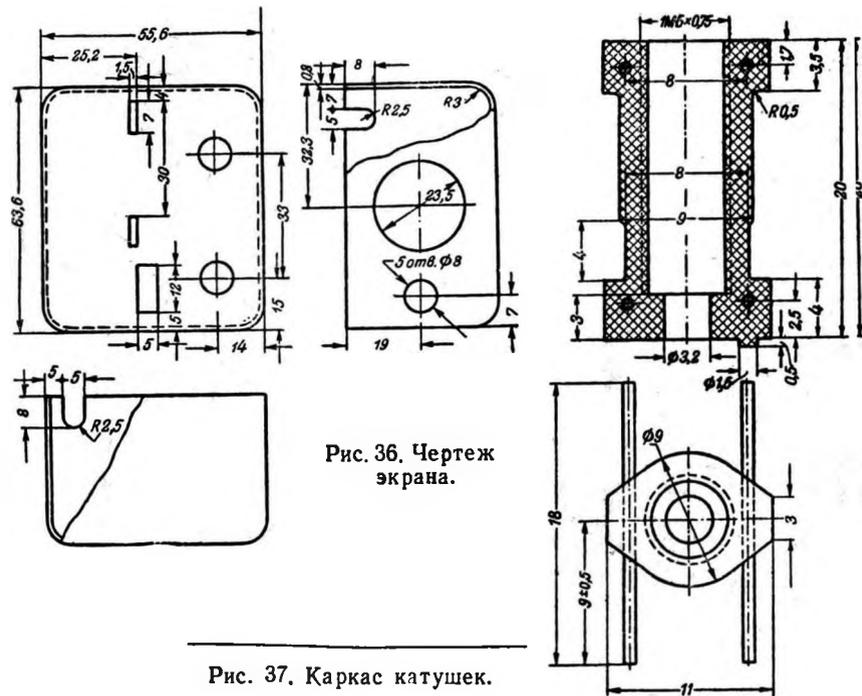


Рис. 36. Чертеж экрана.

Рис. 37. Каркас катушек.

нем напряжение частоты гетеродина оказывается небольшим. Очевидно, что при выбранном расстоянии также обеспечивается взаимная независимость настроек между контурами.

6. Несмотря на миниатюрные размеры УКВ блока в выбранной конструкции, обеспечивается простой доступ ко всем его деталям. Это весьма важно для облегчения монтажа и ремонта.

7. Ввиду того, что колодка питания расположена в непосредственной близости от схемы и вместе с тем на достаточно большом расстоянии от цепей гетеродина, паразитное излучение через подводящие провода питания существенно снижено. Длина питающих концов внутри экрана сокращена до минимума, вследствие чего наводимое на них

напряжение от сравнительно далеко расположенного контура гетеродина мало.

Конструкция каркасов всех катушек приведена на рис. 37. Для настройки контуров применены карбонильные сердечники СЦР-1 (резьба М 6). На УКВ диапазоне карбонильные сердечники обеспечивают

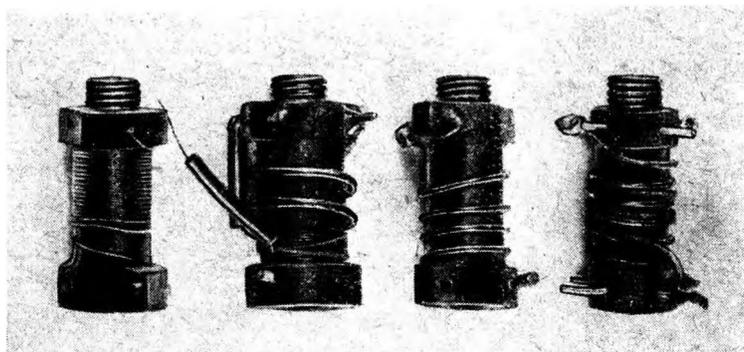


Рис. 38. Катушки.

большую стабильность и добротность контуров, чем освоенные в настоящее время промышленностью ферритовые сердечники. Внешний вид всех четырех типов катушек приведен на рис. 38, а моточные данные — в табл. 2.

Монтаж

Выбранная конструкция уже достаточно полно определяет основные черты монтажа блока в целом (рис. 39), поскольку на УКВ диапазоне монтаж и конструкция органически связаны между собой. Осветим только некоторые правила, которых следует придерживаться при монтаже.

1. Выводные проводники конденсаторов C'_k , C_{Σ} , C_1 и C_p (рис. 32) следует укорачивать до минимума и припаивать непосредственно к ножкам ламповой панели. Только в этом случае практически устраняется всякая склонность к возбуждению блока на СВЧ.

2. Монтаж всех цепей гетеродина и входа следует производить как можно более концентрированно. При таком монтаже уменьшается паразитная связь гетеродина со входом, что весьма важно для борьбы с излучением.

3. Весь монтаж высокочастотных цепей следует, по возможности, производить жестким проводом минимальной длины.

4. Катодный вывод триода преобразователя нужно соединить с шасси кратчайшим путем.

5. Вывод от внутреннего экрана лампы необходимо также присоединить непосредственно к шасси. К этой же точке и к точке заземления проброобразовательной лампы следует присоединить все остальные выводы цепей гетеродина, подлежащие заземлению.

Таблица 2
Данные катушек навесного блока

№ п.п.	Обозначения на схеме	Индуктивность, мкГн	Кол-во витков	Тип намотки	Марка провода	Длина намотки, мм	Сердечник	Номера выводов	Место подключения в схеме	Расположение обмоток на каркасе
1	L_A	0,17	3,5	Рядовая	ПЭЛШО 0,51	Между L_k	СЦР-1 М-6	1 и 3	1 — к оплетке РК-19 3 — к внутренней жиле РК-19	
2	L_k	0,19	5,5	*	ПЭЛ 0,8	9	СЦР-1 М-6	2, 4 и 5	2 — через RC на катод УВЧ 4 — на сетку УВЧ 5 — отвод на землю	
3	L_2	0,09	2,5	См. рис. 11	ПЭЛ 0,8	7	СЦР-1 М-6	1 и 3	1 — к потенциальному концу КПЕ 3 — к катоду ГП (земля)	
4	$L_{св}$	0,55	6		ПЭЛШО 0,51	4	СЦР-1 М-6	2, 4 и 5	2 — на конденсатор C_m 4 — на конденсатор C_c 5 — на сетку ГП	
5	L_a	0,12	3,5	Рядовая	ПЭЛ 0,8	7	СЦР-1 М-6	2 и 4	2 — к конденсатору C_b и сопротивлению 2,2 ком 4 — к аноду УВЧ	
6	L_1	9	32	*	ПЭЛ 0,2	8	СЦР-1 М-6	1 и 2	1 — к аноду ГП 2 — к точке 2 катушки L_a	
7	L_2	9	32	*	ПЭЛ 0,2	8	СЦР-1 М-6	1 и 2	1 — на оплетку РК-19 2 — на внутренний жилу РК-19	

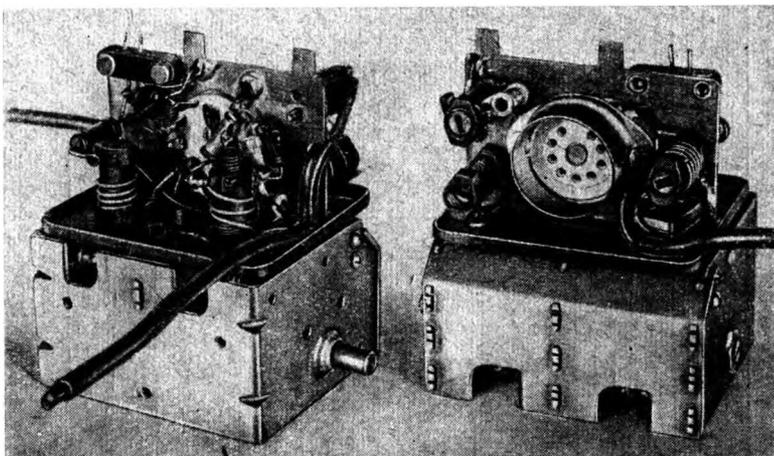


Рис. 39. Монтаж макета навесного блока.

6. Длина незранированной жилы входного кабеля РК-19 в месте ее соединения с антенной катушкой должна быть, по возможности, сокращена, поскольку на нее наводится напряжение гетеродина.

7. Для хорошего контакта между обеими частями шасси необходимо производить надежную сварку.

8. Все конденсаторы целесообразно выбирать трубчатые керамические. Исключением являются блокировочные конденсаторы.

ПРИЛОЖЕНИЕ II

ПЕЧАТНЫЙ УКВ БЛОК

Внедрение в нашей стране высококачественного ЧМ вещания сопряжено прежде всего с трудностями промышленного освоения массового производства новых типов АМ/ЧМ приемников. На первом этапе развития большую пользу могут оказать также и УКВ приставки для приемников АМ старых марок. При решении этой задачи первостепенное значение приобретают вопросы технологичности и экономичности применяемых схем и конструкций. Понятно, что при этом наиболее удачными следует считать такие схемы и конструкции, которые могут обеспечить высокие электрические показатели при массовом выпуске.

Опыт производства новой серии АМ/ЧМ приемников показал, что УКВ блок с навесным монтажом, как и другие узлы приемников, не удовлетворяет этим требованиям. Кроме общих трудностей массового производства приемников, свойственных всем узлам, выпуск УКВ блоков сопряжен с дополнительными трудностями, связанными с жесткими допусками на величины индуктивностей, коэффициента связи между ними и точности монтажа. Если учесть, что количество выпускаемых

УКВ блоков должно превосходить число выпускаемых приемников (поскольку УКВ блок без особых изменений может быть применен в УКВ приставках и других аппаратах для приема ЧМ вещания), то становится важной задачей создания новых конструктивно и технологически более совершенных блоков.

Для решения поставленной задачи наиболее целесообразно изготовлять УКВ блоки методом печати. Преимущества этого метода применительно к УКВ схемам особенно велики, так как в отличие от других узлов здесь могут печататься не только монтажные провода, но и детали — УКВ катушки. При таком выполнении обеспечивается идеальная повторяемость монтажа, ничтожные разбросы номиналов катушек и величин взаимных индуктивностей между ними. Важно также и то, что если в образцах получены достаточно высокие электрические показатели, то с полной уверенностью можно сказать, что при применении печатной схемы эти показатели сохранятся и при серийном выпуске.

В достаточно полной мере всем поставленным требованиям удовлетворяет печатный УКВ блок, разработанный в 1956 г. НИИ МРТП. Серийный выпуск этого блока запланирован на 1958 г. Электрическая схема печатного блока (рис. 40) идентична с ранее описанной схемой. Однако в связи со специфическими особенностями построения УКВ блоков на печатной плате несколько изменена схема входной цепи и усилителя ВЧ.

Весь печатный монтаж и УКВ катушки выполнены на одностороннем фольгированном гетинаксе толщиной 1,5 мм (толщина фольги 0,05 мм). Благодаря тому, что весь печатный монтаж нанесен с одной стороны, а детали (конденсаторы, сопротивления, ламповая панель и две катушки усилителя ПЧ) с другой, удалось обеспечить одновременное выполнение абсолютно всех паек методом погружения.

При внимательном рассмотрении платы со стороны печати (рис. 41) легко увидеть в ее верхней части необычную по форме катушку входного контура L_k . Катушка анодного контура L_a расположена в левой части платы, а контурная катушка гетеродина L_2 и симметричная катушка обратной связи $L_{св}$ — справа.

Вид на гетинаксую плату со стороны навесных деталей приведен на рис. 42. В правой части этого рисунка расположены катушки фильтра ПЧ. В целом печатная плата устанавливается на алюминиевом основании, которое крепится к агрегату конденсаторов переменной емкости. Общий вид блока совместно с экраном, а также его сравнительные размеры приведены на рис. 43 (см. также размеры на рис. 41). Вес блока — 80 г.

Технологический цикл изготовления печатного блока состоит примерно в следующем. На плоско офсетном станке укладывается около 50 фольгированных плат, на которые одновременно наносится нужный рисунок схемы кислотоупорной краской. Перенос изображения осуществляется с помощью биметаллического клише. Затем посредством хлорного железа стравливается свободная от краски медная фольга. Впоследствии краска смывается в бензине. После пробивки отверстий плата готова для установки деталей и припайки их концов к нужным точкам схемы методом погружения. Подстройка катушек индуктивности осуществляется четырьмя карбонильными сердечниками, которые устанавливаются сверху. При печатном монтаже нет надобности в подстройке входного контура.

8 И. М. Алнбиндер.

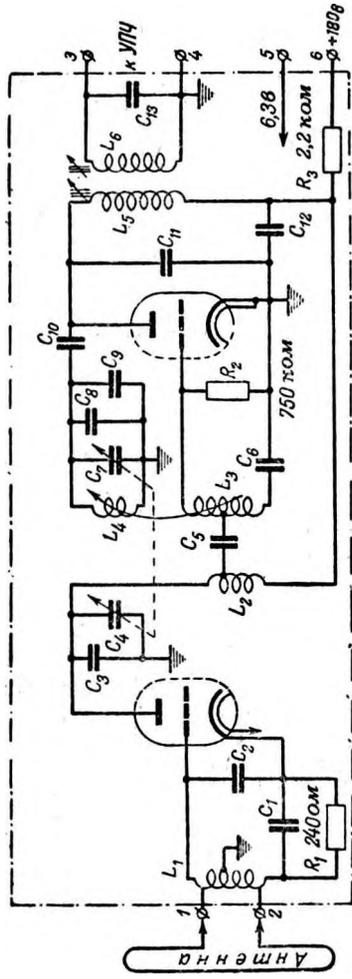


Рис. 40. Принципиальная схема печатного блока.
 $C_1=360$ пф; $C_2=22$ пф; $C_3=10$ пф; $C_4=7-19$ пф; $C_5=120$ пф; $C_6=9$ пф; $C_7=7-19$ пф; $C_8=6$ пф; $C_9=12$ пф; $C_{10}=10$ пф; $C_{11}=22$ пф; $C_{12}=510$ пф; $C_{13}=510$ пф; $R_1=240$ Ом; $R_2=750$ Ом; $R_3=2,2$ кОм; $C_{14}=22$ пф.

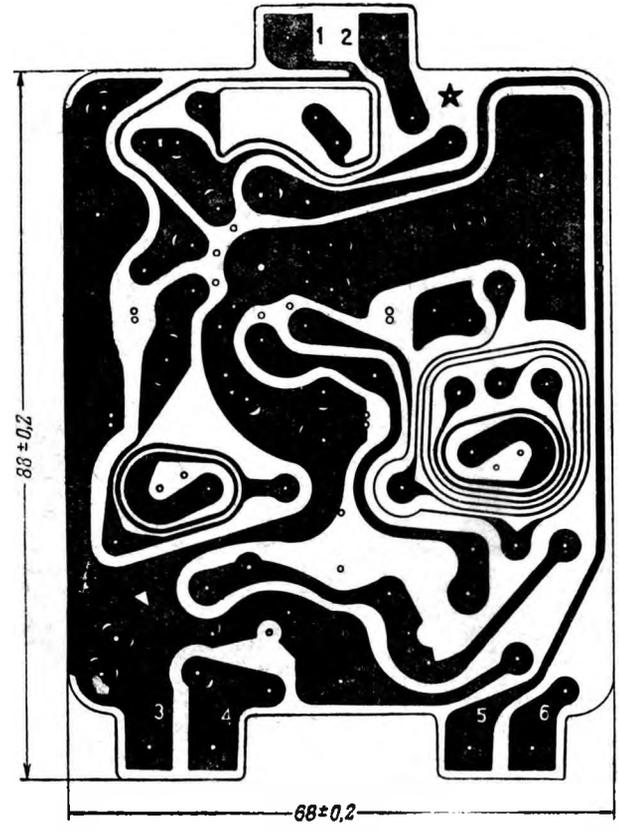


Рис. 41. Печатная схема.

В таком выполнении печатный УКВ блок пригоден для массового механизированного производства, имеет высокую идентичность параметров и обеспечивает сокращение трудоемкости его изготовления более чем в 3 раза.

При замене четырехсекционного конденсатора на двухсекционный блок может быть использован в новых моделях АМ/СМ приемников

с двухручным управлением. Особо следует подчеркнуть, что в последнем выполнении блок может быть использован в приставках для старых типов АМ приемников.

В заключение укажем, что рациональное схемное и конструктивное решение печатного блока может служить основой для дальнейших разработок УКВ устройств различных назначений.

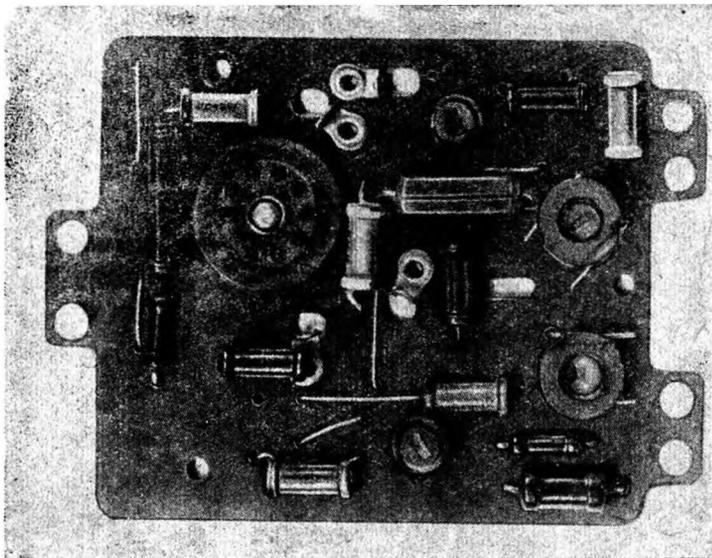


Рис. 42. Вид на печатную плату со стороны деталей.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПЕЧАТНЫХ УКВ БЛОКОВ

Результаты электрических испытаний в ИРПА партии УКВ блоков на печатной схеме показали, что они с достаточным производственным запасом удовлетворяют всем нормам ТУ на высокочастотную часть современных радиовещательных приемников 1-го и 2-го класса на УКВ диапазоне. По сравнению с УКВ блоком с навесным монтажом печатный блок имеет лучшие показатели по излучению и стабильности частоты гетеродина.

Параметры печатного УКВ блока

Диапазон частот Шире 64—73,5 Мгц
 Промежуточная частота . . . 8,4±0,1 Мгц
 Усиление (при $R_A=300$ ом) 200 (при $R_A=75$ ом $K=400$)
 Избирательность по зеркальному каналу Более 22 дБ
 Максимальный уровень излучения (при $R_A=300$ ом) . . Менее 18 мв (при $R_A=75$ ом $U_A < 9$ мв)
 Уход частоты гетеродина (за 1 ч от момента включения) Менее 30 кгц

Реальная чувствительность, которая может быть получена при применении описанного печатного УКВ блока, рассчитанного на работу от петлевого вибратора ($R_A=300$ ом), составляет около 3 мкв.

УНИФИЦИРОВАННЫЙ УКВ БЛОК

Описанный в книге макет УКВ блока (рис. 33) был освоен промышленностью в серийном производстве и принят в качестве унифицированного узла для всех отечественных АМ/ЧМ приемников 1-го и 2-го классов.

Общий вид унифицированного блока приведен на рис. 44.

В процессе подготовки производства и выпуска УКВ блока на серийных заводах в его конструкцию внесены некоторые изменения. В частности, применен новый четырехсекционный конденсатор переменной емкости с УКВ секциями (рис. 44, б), улучшен монтаж (рис. 44, в и г) и др. За исключением входной цепи, где осуществлено согласование с петлевым диполем $R_A=300$ ом, схема блока осталась неизменной (рис. 32).

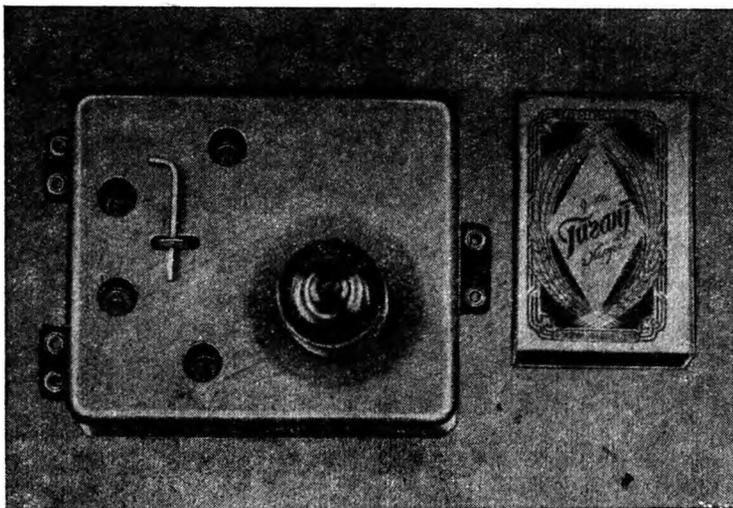


Рис. 43. Печатный блок в сборе.

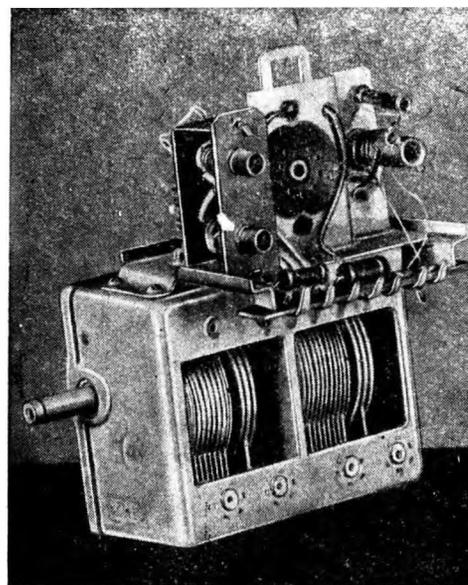
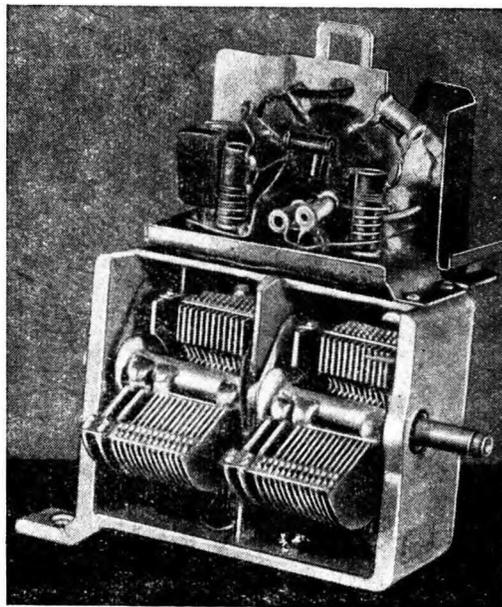
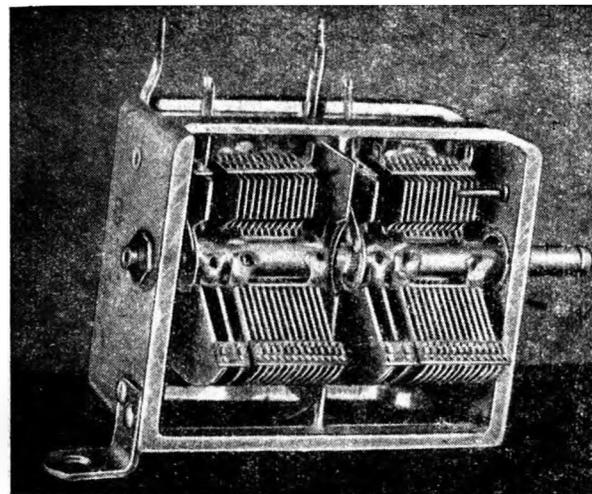
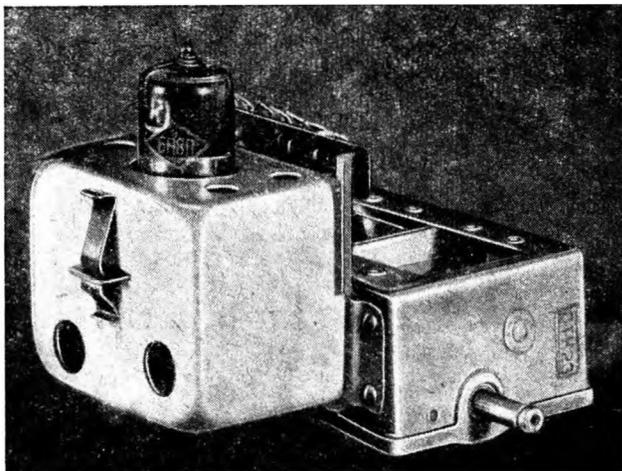


Рис. 44. Унифициро-
а — УКВ блок в сборе; б — конденсатор переменной емкости;

ванный УКВ блок.
1 — вид на монтаж спереди; 2 — вид на монтаж сзади

300

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуткин Л. С., Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.
2. Сифоров В. И., Радиоприемники сверхвысоких частот, Воениздат, 1955.
3. Колосов А. А., Резонансные системы и резонансные усилители, Связьиздат, 1949.
4. Технический отчет НИИ МРТП, Повышение эффективности преобразователей УКВ и уменьшение излучения гетеродина, 1954.
5. Технический отчет НИИ МРТП, Блок УКВ для радиовещательных приемников, 1955.
6. Технический отчет НИИ МРТП, Печатный блок УКВ, 1956.
7. Сиверс А. П., Радиолокационные приемники, «Советское радио», 1953.
8. Белоусов А. П., Труды МАИ, № 29 за 1953 г, № 37 за 1954 г.
9. Мандельштам Л. И., Сборник трудов.
10. Кобзарев Ю. Б., Асинхронное возбуждение, ЖТФ, III, 1933.
11. Сифоров В. И., О синхронизации ламп, «Радиотехника», 1946, № 5.
12. Евтянов С. И., Радиопередающие устройства, 1950.
13. Кузьмин А. Д., Измерение коэффициента шума приемно-усилительных устройств, Госэнергоиздат, 1955.
14. Технические отчеты и сборники трудов ИРПА, 1953—1955 гг.
15. Технические отчеты завода ВЭФ по разработке АМ/ЧМ приемников, 1954—1955.
16. Левенстерн И. И., Костанди Г. Г., «Радиотехника», 1955, № 6.
17. Funk-technik, 1952—1955.
18. Nowak A., Die Röhre im UKW-Empfänger, 1952.
19. Rohse H., Archiv Elektrischen Übertragung, 1954, № 5.
20. Pavid S., Proceedings IRE, Transactions. Broadcasting and Television Receivers, 1955, № 1.
21. Günter R., Hochfrequenz-Technik und Elektroakustik, 1953, № 1.