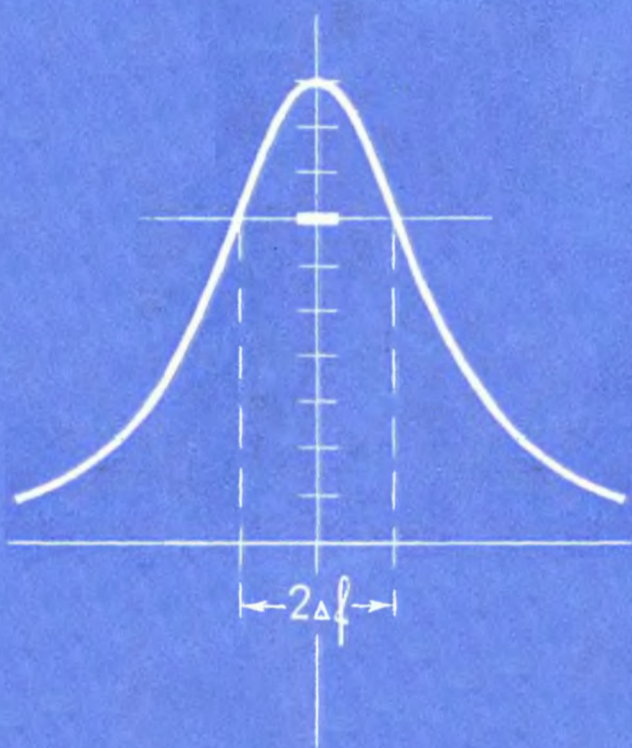


А.Ф. ОБЛОМОВ, Л.А. ТОКАРЕВ, Е.Г. МОМОТ

ВОПРОСЫ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЕМНИКОВ



А. Ф. ОБЛОМОВ, Л. А. ТОКАРЕВ, Е. Г. МОМОТ

ВОПРОСЫ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ РАДИОПРИЕМНИКОВ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА

1965

ЛЕНИНГРАД

Рассмотрены вопросы определения избирательности радиоприемников, анализируются примерные нормы оптимальных соотношений между основными узлами радиоприемников на основе вероятных условий практического приема сигналов; описан механизм воздействия помехи на полезный сигнал.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Труды покойного профессора Е. Г. Момота, видного специалиста в области радиоприема, характеризуются неизменной оригинальностью и глубиной заложенных в них мыслей, соединенных со строгостью изложения.

В данной книге собраны материалы, относящиеся к вопросам избирательности радиоприемников, над которыми он и его сотрудники работали в 1946 г. Естественно, что с быстрым развитием радиотехники значительно расширился и тот круг вопросов, который здесь рассматривается. Тем не менее публикуемый материал не потерял своей ценности и в наши дни.

Оригинально рассматривается характеристика избирательности. Она разбивается на участки, соответствующие определенному виду помех, проявляющихся наиболее сильно в этом участке. Анализируется критерий оценки избирательности; даются определения «помехи» и «порога мешания». Подчеркивается, что конечной целью испытания радиоприемника должно быть не только получение значений отдельных параметров, но и выявление степени их согласованности, выявление того, какие элементы и узлы приемника требуют усовершенствования или, наоборот, упрощения.

Вопросы об избирательности, изложенные в гл. 1 и 2, дополнены полезным иллюстративным материалом в гл. 3 и 4, написанным соответственно А. Ф. Обломовым и Л. А. Токаревым.

Для специалистов, занимающихся вопросами радиоприема, книга представит несомненный интерес.

Чл.-корр. АН СССР В. И. Сифорова

ВВЕДЕНИЕ

Задача определения и оценки избирательности возникает как при типовом испытании образца, так и при проектировании нового типа радиоприемника.

Типовое испытание есть проверка совершенства разработки образца. Оно должно выяснить: 1) насколько избирательность данного типа приемника соответствует уровню эксплуатационных требований: недопустимы как заниженная избирательность, так и обратное — излишнее приближение к идеальному приемнику, неизбежно связанное с усложнением приемника, а отсюда с ухудшением других эксплуатационных и производственных показателей; 2) находятся ли отдельные элементы приемника между собой в оптимальном соотношении; иначе говоря, что является слабым местом, лимитирующим избирательность, и что, наоборот, можно упростить без существенного ущерба избирательности в целом.

В настоящий момент в сравнительно разработанном виде и в практическом применении имеется фактически только методика серийно-выборочных испытаний. Цель такого испытания — проверка качества производственного выполнения серии, соответствия параметров основных элементов приемника тому, что получено на образце. Собственно избирательность приемника, в целом, как результат взаимодействия всех элементов при этом вообще не определяется.

Ставя перед собой задачу определения избирательности, надо прежде всего решить, что должна представлять собою «характеристика избирательности», т. е. непосредственный результат лабораторного испытания, чтобы мы смогли извлечь из нее все необходимые сведения. Мы определяем эту характеристику при опреде-

ленном уровне полезного сигнала на входе и определенном положении всех регулировок. «Порогом мешания» мы называем наименьшую величину мешающего сигнала на входе, при которой появляется заметное ухудшение приема, в какой бы форме оно не проявлялось. Характеристика избирательности есть зависимость порога мешания от интервала между несущими принимаемого и мешающего сигналов. Соответственно трем формам проявления помехи эта характеристика складывается (как огибающая) из трех частных характеристик: биений, переходного разговора и подавления сигнала.

Для определений характеристики избирательности необходимо экспериментально установить ряд норм допускаемых соотношений помехи и сигнала на выходе приемника.

Второй важнейший вопрос: о критерии избирательности.

Вообще мыслимы две концепции соответственно двум крайним случаям в использовании диапазона. Во-первых, при идеальной упорядоченности частот: каждой станции отведен свой частотный канал (полоса частот), в пределах которого полностью укладывается весь спектр, излучаемый станцией, не заходя в чужую полосу. Тогда избирательность характеризуется в основном крутизной скатов характеристики (в децибелах на килогерц); чем она больше, тем меньше могут быть интервалы между спектрами станций, т. е. полнее использование диапазона. Идеальный приемник с П-образной кривой здесь полностью устранял бы помеху. Но эта концепция далека от реальности.

Для низовой радиосвязи более близким к действительности является другой крайний случай: совершенно хаотическое распределение частот станций в рассматриваемой области диапазона и также случайный выбор частоты для полезного сигнала. Тогда и идеальная П-образная характеристика избирательности не гарантирует от помех, а лишь сводит к минимуму вероятность встретить существенную помеху от другой станции. Отсюда вторая концепция избирательности, которую мы и развиваем в данном случае; избирательность есть обратная величина вероятности встретить помеху; а лучше всего характеризовать ее относитель-

ной величиной («коэффициент избирательности»), а именно отношением вероятности встретить помеху для идеального и для данного реального приемника при одинаковых условиях приема.

Относительная важность несовершенства того или иного элемента селекции выразится тогда повышением за счет этого несовершенства вероятности встретить помеху.

Но для такого статистического определения избирательности надо предварительно определить вероятную обстановку, а именно, соотношение в числе станций, создающих различной величины поля (статистическое распределение по силе поля).

Такие соотношения надо вычислить (теоретически) для разных, наиболее типичных условий размещения станций по территории. Можно полагать, что в реальных условиях получается промежуточная картина распределения по диапазону: происходит некоторое стихийное упорядочение в выборе частот, что влияет, главным образом, на оценку степени вредности зеркального канала.

Наряду с этим необходимы также уточнение и систематизация сведений о технически возможных параметрах основных элементов приемника.

Разработка этих этапов даст возможность приступить к завершающему этапу — разработке норм оптимальных соотношений между основными элементами приемников определенных категорий.

Глава первая

ХАРАКТЕРИСТИКА ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ И ЗАДАЧИ ЕЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

1. ПОРОГ МЕШАНИЯ

«Избирательность» приемника — это его способность выделять в практически неискаженном виде сигнал определенной несущей частоты, из всей совокупности напряжений, возникающих в приемной антенне от сигналов различных радиостанций.

Влияния посторонних сигналов можно отнести к числу электрических помех в широком смысле, т. е. к внешним воздействиям вообще. Можно назвать их «станционными помехами», хотя это помехи условные по отношению к определенному сигналу. С ними имеем дело при оценке избирательности. Для учета влияния помех в узком смысле, отличающихся нерегулярным импульсным характером, нужен несколько иной подход к испытанию и оценке. Поэтому нет смысла в стремлении придать термину «помехоустойчивость» обобщающее значение, включающее в себя и устойчивость по отношению к станционным помехам¹. Тем более, что иногда задачи повышения избирательности, с одной стороны, и устойчивости к импульсным помехам, с другой стороны, ставят прямо противоположные требования к некоторым элементам приемника.

Более того, говоря об оценке избирательности, будем иметь в виду только влияние сигналов, имеющих несущую

¹ Только при рассмотрении внутренних процессов разделения разных колебаний в отдельных элементах приемника нам действительно нужен обобщающий (независимо от происхождения колебаний) термин. Но для этого имеем слово «селекция».

щие одного порядка с частотой полезного сигнала. Например, влияние на наш коротковолновый приемник мощных импульсов радиолокатора здесь не рассматриваем.

Чтобы подойти к лабораторной методике испытания, надо ограничить и упростить задачу. Мы измеряем характеристику избирательности при определенной настройке приемника (за «частоту настройки» f_n принимается середина полосы пропускания высоких частот), при определенной величине электродвижущей силы E_c полезного сигнала в эквиваленте антенны (с частотой $f_c = f_n$) и при одновременной передаче на вход одного мешающего сигнала с несущей частотой f_m , отличающейся от частоты настройки на определенный «частотный интервал» $f_m - f_n$. Такие «двухсигнальные» испытания являются основным типом испытаний на избирательность.

Посторонний сигнал всегда может сделать уверенный прием невозможным, если амплитуда его не ограничена. Отсюда первое количественное выражение избирательности: для данного частотного интервала $f_m - f_n$ она характеризуется наибольшей величиной э. д. с. мешающего сигнала E_m , до которой еще возможен уверенный прием полезного сигнала. Такую величину — предельно допускаемую э. д. с. помехи — назовем «порогом мешания».

Если определить пороги мешания для ряда частотных интервалов (при данных условиях настройки и регулировки приемника) и построить соответствующую кривую $E_m = \varphi(f_m - f_n)$, то и получим «характеристику реальной избирательности» или просто «характеристику избирательности». Строим ее: по ординатам E_m в логарифмическом масштабе, по абсциссам — интервалы $f_m - f_n$ в линейном масштабе.

Мешающее влияние может быть разного рода, связанное с различными внутренними процессами. Если в качестве критерия допустимой величины помехи будем брать определенный рода эффект на выходе приемника, то получим соответствующий частный вид характеристики избирательности: характеристику биений, прямого прохождения мешающего сигнала, переходной модуляции, подавления полезного сигнала. В зависимости от частотного интервала та или иная форма проявления

помехи оказывается наиболее существенной — дающей наиболее низкий порог мешания. Поэтому из каждого частотного вида характеристики практически важен определенный участок (полоса частот), где данная форма помехи является ведущей. Из таких участков и складывается общая характеристика избирательности.

Может быть еще сомнение: ограничиваясь двухсигнальным испытанием, достаточно ли мы приблизились к реальным условиям связи, где на вход приемника воздействуют колебания одновременно от множества работающих станций?

Но задача методики всегда и состоит в том, чтобы максимально упростить процесс при испытании; только упростить так, чтобы влияние всякого существенного внутреннего фактора не отпало, а, наоборот, выявилось более четко.

Значит, вопрос сводится к тому: вводятся ли в действие при одновременном влиянии многих посторонних сигналов какие-либо новые внутренние факторы, которые не выявлены двухсигнальным испытанием, или же механизм влияния помех остается тем же. Очевидно, надо рассмотреть детали этого механизма.

2. ОБЩИЙ ВИД ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

В простейшем случае — для радиотелефонного приемника с одним преобразованием частоты — характеристика избирательности имеет вид, подобный рис. 1*. Она состоит из основной ветви (в окрестности частоты настройки) и ряда добавочных ветвей. Частотой настройки f_n мы называем такую частоту, при которой вся система селективных контуров приемника наиболее близка к резонансу. В каждой из добавочных ветвей есть своя характерная частота, для которой (после преобразований) часть селективных контуров, а именно контуры промежуточной частоты, оказываются также в резонансе.

Полосу частот, используемую для полезного сигнала, т. е. полосу пропускания, можно назвать «основным частотным каналом».

* Для наглядности здесь приходится искажать масштаб частот, преуменьшая интервалы между вершинами отдельных ветвей, чтобы уместить все на одном чертеже.

Ясно, что эта полоса является и основным участком, где легче всего возможно мешающее влияние от посторонних сигналов и вообще помех. Но посторонние сигналы и со всякими другими частотами, охваченными ветвями характеристики, тоже воздействуют на приемник. Во всей этой области можно наметить ряд харак-

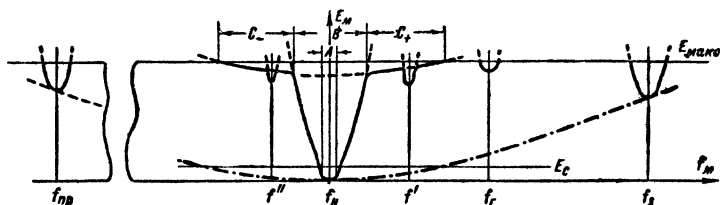


Рис. 1. Характеристика избирательности приемника с одним преобразованием частоты.

терных участков, которые будем называть «частотными каналами помехи». Так можем выделить участки характеристики с преобладанием определенных процессов проявления помехи.

Сама основная ветвь имеет довольно сложную форму.

Посторонний сигнал с несущей, близкой к частоте настройки, создает слышимые биения (между несущими) с частотой $f_M - f_c$; это здесь главная форма проявления помехи. Но при увеличении частотного интервала $f_M - f_H$ за пределами полосы пропускания амплитуда и слышимость мешающего колебания быстро падают, благодаря общей селективности всех звеньев цепи приема: не только селекция в контурах и фильтрах высокой, промежуточной и звуковой частот, но также селективность телефона и самого слуха участвуют в этом.

Вскоре эти биения уже отходят на второй план. Более заметны при достаточной силе постороннего сигнала биения с несущей полезного сигнала, создаваемые боковыми частотами мешающего сигнала, попадающими в полосу пропускания. Но и они скоро становятся второстепенными по сравнению со слышимостью модуляции мешающего сигнала, обусловленной тем, что мешающее колебание, если оно достаточно сильно, детектируется одновременно с полезным сигналом. Конечно, для этого с возрастанием интервала требуется все бóльшая вели-

чина E_m на входе, хотя теперь селективность всех звеньев за детектором уже не участвует, так как на выходе имеем звуковые частоты среднего порядка, все же кривая еще подымается относительно круто: остается еще самое мощное средство селекций — фильтр промежуточной частоты.

Участок B на рис. 1 обозначает в общем всю ту область, где существенное мешающее влияние сводится к слышимости посторонних колебаний, но еще не нарушается прохождение самого полезного колебания через каскады приемника. За нею начинаются «каналы нелинейности» C_+ и C_- .

При очень больших частотных интервалах ослабление в фильтре промежуточных частот столь велико, что и большая э. д. с. постороннего сигнала может практически не дойти до детектора. Тогда порог мешания определяется другими процессами: большая амплитуда постороннего колебания перегружает каскады усиления и преобразования высокой частоты; получается подавление полезного сигнала и наложение на него переходной модуляции от помехи. Теперь уже порог мешания повышается с дальнейшим ростом интервала медленно: за счет только сравнительно слабой селективности контуров высокой частоты¹.

Добавочные ветви отмечают, прежде всего, окрестности тех характерных частот, которые либо прямо совпадают с промежуточной $f_{пр}$, либо преобразуются в нее тем же процессом, как для основного канала (зеркальный канал f_z на рис. 1). Это добавочные «линейные» каналы. Ветви характеристики здесь по форме подобны основной ветви; только пороги мешания повышены соответственно селективности преселектора.

Имеется еще целый ряд «побочных» каналов (f' , f'' , f_T на рис. 1), где мешающее колебание тоже преобразуется в промежуточную частоту, но путем более сложных процессов (комбинационных высшего порядка).

Эти «нелинейные» каналы, так же как и каналы C , играют заметную роль, когда усиление сигнала до преобразователя в приемнике излишне велико.

В принципе, конечно, основная ветвь (т. е. ветви C_+ и C_-) при продолжении должны сомкнуться с добавоч-

¹ Совокупность этих контуров — до преобразователя — называем кратко «преселектором».

ными ветвями, слиться в одну кривую. Но так как практически мы интересуемся порогами мешания лишь до некоторого уровня $E_{\text{макс}}$ — наибольшей э. д. с., которую можно еще встретить в условиях эксплуатации, то характеристика обычно распадается на отдельные ветви.

Приемники с двукратным преобразованием частоты¹ имеют соответственно более сложную форму характе-

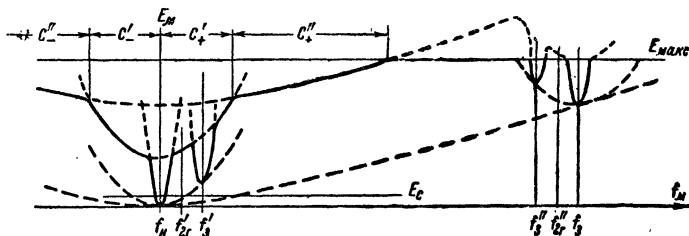


Рис. 2. Характеристика избирательности приемника с двойным преобразованием частоты.

ристики избирательности. Такая кривая несколько идеализированная и без побочных каналов изображена на рис. 2. Здесь не только вместо одного зеркального канала оказывается три, но и процессы подавления полезного сигнала помехой происходят в двух ступенях. Сначала возникает подавление у второго преобразователя. С этого момента на участках C_+ и C_- характеристика идет по кривой, подобной резонансной кривой фильтра 1-й промежуточной частоты вместе с преселектором. Затем, при много больших интервалах, постороннее колебание уже не дойдет с такой амплитудой до 2-го преобразователя; раньше начинается перегрузка у 1-го преобразователя. Тогда характеристика переходит на еще более пологие участки (C''_+ и C''_-), форма которых задана селективностью только преселектора.

3. КРИТЕРИЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ И КОНЕЧНАЯ ЦЕЛЬ ИСПЫТАНИЯ

Избирательность всякого приемника принципиально ограничена, прежде всего, необходимостью определенной полосы пропускания для приема полезного сигнала.

¹ Приемник для радиотелеграфии всегда имеет не менее двух преобразований частоты: последнее — в тональную.

Эта же полоса неизбежно представляет открытые ворота для помех. Только на второе по важности место следует поставить несовершенство всякого рода фильтров, выделяющих эту полосу, и на третье место — неизбежность нелинейных процессов при больших амплитудах постороннего колебания.

Идеальный приемник с П-образной кривой резонансной характеристики не свободен от помех, а только имеет минимальную вероятность встретить постороннюю станцию, которая может помешать приему.

Отсюда ясно, что в качестве критерия избирательности определенного приемника следует принять следующее отношение: вероятности для идеального приемника встретить существенную помеху к вероятности встретить ее для данного реального приемника; то и другое для одних и тех же некоторых «нормальных» условий загрузки диапазона передающими станциями. Это отношение можно назвать «коэффициентом избирательности». Он будет характеризовать степень приближения к идеалу, принимаемому за 100%-ную избирательность.

Можно и не подсчитывать соотношение вероятностей, а выразить оценку избирательности приемника просто вероятным числом посторонних станций, которые могут помешать приему.

При этом считаем, что несущие частоты этих станций распределены по совершенно случайному закону, а средним числом станций, приходящихся на участок диапазона в 1 *кГц*, т. е. плотностью загрузки диапазона, мы задаемся: предполагаем одну станцию на 1 *кГц*. Должны мы задаться и некоторым вероятным соотношением в числе станций, создающих в месте приема поля различных порядков.

Такое число — вероятность встретить помеху при условно принятой средней загрузке диапазона — также хорошо может служить для оценки общей избирательности приемника. Но главное, здесь легко пойти и дальше: подсчитать вероятность встретить помехи от станций, частоты которых приходятся на определенные участки характеристики избирательности, определенные «частотные каналы».

Без таких подсчетов все, что может дать нам измененная характеристика избирательности, — это возмож-

ность сравнивать эффективность определенных элементов селекции у разных приемников, да и то лишь частично. Например, если у одного приемника подъем характеристики к краям области B (рис. 1) идет более круто, чем у другого, то ясно, что у него более совершенный фильтр промежуточной частоты. Но если в то же время первый имеет более широкую полосу пропускания, чем второй, то общая избирательность его может оказаться все-таки ниже, чем у второго, особенно при меньшем ослаблении зеркального канала.

Более того, если и полоса пропускания и ослабление зеркального канала одинаковы, то еще не ясно, следует ли рассматривать более крутые скаты характеристики как показатель более совершенной разработки, если, как это почти всегда бывает, крутизна покупается ценой значительного усложнения приемника (увеличения числа контуров и т. п.), следовательно, ценой понижения других эксплуатационных качеств; веса, габарита, надежности, стабильности, или производственных: трудоемкости, использования дефицитных материалов, оборудования и рабочих квалификаций.

Ясно, что до некоторого предела целесообразно идти на усложнение ради повышения селективности определенного элемента, например, крутизны среза характеристики полосового фильтра или селективности преселектора или чтобы отодвинуть выше порог подавления сигнала помехой. Но чем ближе к идеалу, тем дороже достается дальнейшее приближение к нему и, в то же время, все более ничтожным делается практический выигрыш в общей вероятности встретить помеху.

Итак, в характеристике избирательности надо исключить прежде всего принципиально необходимую полосу пропускания (на рис. 1 участок A), полосу, которую мы приписываем и идеальному приемнику; только оставшая, заштрихованная на рис. 3 часть является показателем несовершенства приемника. Можно разбить ее, например, на такие каналы: 1) края полосы пропускания¹, если эта полоса шире, чем необходимая; 2) участок за этой полосой, где биение между несущими и,

¹ Здесь, как и в других случаях, за условные края полосы пропускания принимают точки с уровнем E_m в 2 раза большим, чем на вершине кривой (вблизи f_n).

их основных принципах; идет всесторонняя доработка деталей, с учетом всего, что раньше считалось второстепенным. И надо идти до конца — устанавливать обоснованно оптимальные с технической, производственной и эксплуатационной сторон соотношения между всеми основными элементами приемника. Только тогда он будет действительно полностью разработанным, оправданным во всех его частях.

4. ХАРАКТЕРИСТИКА ВЕРОЯТНОСТИ ПОМЕХИ И КРИВАЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЕЙ ПОЛЯ

Итак, измеренную при испытании или вычисленную при проектировании приемника характеристику избирательности мы представим себе разбитой на весьма малые частотные каналы df .

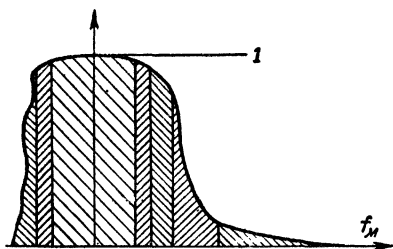


Рис. 4. Характеристика вероятности помехи.

Для каждого из них вероятно наличие постоянной несущей. Но далеко не всякая станция с такой несущей будет действительно мешать: из всех возможных станций надо учесть только определенную долю их числа, приходящуюся на станции, дающие на входе приемника э. д. с.,

равную или выше порога мешания. Обозначив эту долю α и предполагая, как уже упоминалось, что на участок в 1 кгц приходится в среднем по одной станции, причем вообще имеются в виду только станции, дающие поле не ниже низшего из порогов, отмеченных в характеристике, получим на малый частотный канал вероятное число мешающих станций αdf .

В общем обработка характеристики избирательности сводится к тому, что мы для каждого значения частотного интервала $f_m - f_n$ берем ординатой уже не порог мешания, а соответствующее ему α — число станций, могущих мешать (отнесенное к единичной частотной полосе). Получим кривую $\alpha = \varphi(f_m - f_n)$, которую можно назвать «характеристикой вероятности помехи» (или статистического распределения помех по частотным каналам) (рис. 4).

Общая площадь ее (если α построить в линейном масштабе) определит общую вероятность помехи, а площади отдельных участков определяют вероятность помех по каждому из частотных каналов, которые мы наметили в рис. 3. Эти величины будем сопоставлять с вероятностью, аналогично определенной для идеального приемника.

Но для этого необходимо, прежде всего, обосновать вероятное соотношение между числом станций с поля-

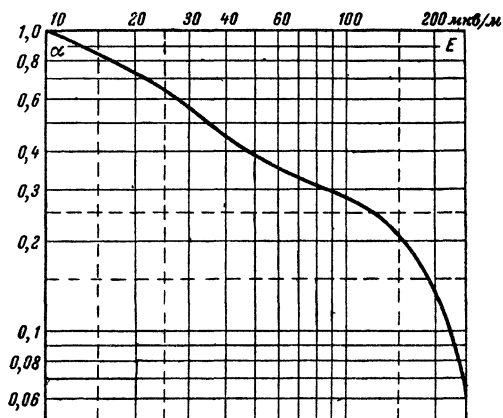


Рис. 5. Характеристика зависимости относительной вероятности помехи от порога мешания.

ми, превышающими тот или иной уровень $F = \theta$, т. е. зависимость $\alpha = F(\theta)$ и задать ее в виде нормальной «кривой распределения уровней полей».

Фактически придется иметь дело не с одной, а с некоторым набором таких кривых для разных условий связи. Обоснование их представляет важнейшую и сложнейшую задачу для исследования.

К обоснованию можно подойти разными путями. Проще всего, казалось бы, взять и статистически обработать непосредственно снятые с помощью компаратора «картины загрузки диапазона» в реальных условиях. На рис. 5 показана как пример такая кривая, усредненная из четырех записей измерений.

Для наших целей такая кривая распределения уровней должна охватить очень широкий диапазон напря-

женностей поля, включая самых малых, какие еще могут быть помехой в основном канале.

Электродвижущие силы в антенне, которыми у нас определены пороги мешания в характеристике избирательности, надо разделить на действующую высоту антенны, чтобы получить напряженности поля в микровольтах на метр.

В основном нормальные кривые распределения уровней поля придется строить расчетным путем. Для данного диапазона волн, времени года и суток берем типичные условия распространения: вычисляем зависимость поля от расстояния для данной излучаемой мощности.

Нас интересуют именно расстояния — радиусы зон, в которых передатчик дает напряженности поля не ниже определенных величин. Затем, и это самое важное, приходится задаться схемой размещения станций по территории вокруг приемного пункта. Тогда нетрудно подсчитать число передатчиков в пределах каждого радиуса, а отсюда соотношения этих чисел.

Проще всего, конечно, задаться равномерным распределением передатчиков по территории во всех направлениях за исключением непосредственной близости к приемнику. Но это будет правдоподобным лишь для волн ближнего действия (как УКВ). При волнах, распространяющихся на большие расстояния, получим в этом случае преувеличенное число станций, дающих слабые поля (т. е. далеких). В действительности большая территориальная плотность передатчиков, весьма вероятно, будет в ограниченных зонах. Вся огромная область, из которой могут приходить помехи, распадется на несколько зон с различной плотностью.

Ясно, что вид кривой будет зависеть от принятой схемы расположения; к этому еще вернемся дальше. Отметим, что здесь надо учесть и ряд других соображений: наличие передатчиков с разными мощностями (значит, надо сделать подсчеты для разных мощностей, а затем при суммировании учесть соотношения в численности передатчиков разных мощностей); схема территориального размещения может быть различной для разных типов передатчиков; далее, передатчик каждого типа работает не непрерывно, а некоторый процент времени; это равносильно соответствующему уменьше-

нию числа станций определенной группы; станции разных мощностей, как правило, работают с разными антеннами — разной диаграммой направленности (особенно в вертикальной плоскости), поэтому закон распространения неодинаков; минимальное удаление приемника от ближайших передатчиков должно быть нормализовано, и т. д.

Отсюда в принятии определенной кривой за нормальную будет немалая доля условности. По существу, конечно, и немыслимо дать полную оценку приемника, не конкретизируя предполагаемые условия эксплуатации. В других условиях не только будет иной общий уровень требований, но и иная относительная значимость отдельных частей характеристики. Например, одно и то же ослабление зеркального канала будет недостаточным или, наоборот, с большим запасом, смотря по относительной численности станций, дающих большие поля. При концентрации действующих средств связи отдельными островками относительно вырастает число сильных посторонних полей; поэтому и роль зеркального канала (а также нелинейных) больше, чем при равномерном рассеивании станций по обширной территории. Значит, в первом случае следует предъявлять гораздо более жесткие требования к ослаблению зеркального канала, чем во втором. Задача действительного обоснования норм ослабления зеркального канала совсем не проста.

5. О ПОСТРОЕНИИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЕРОЯТНОСТИ ПОМЕХИ

Предположим, что какая-то кривая распределения поля будет намечена в качестве нормальной. Перейдем к задаче самого построения характеристики вероятности помехи. Фактический порог мешания, как мы его выше определяли (учитывая все возможные проявления помехи), понятие более широкое, чем то, что определяется практически при снятии характеристик избирательности. Измерения проводятся при постороннем колебании либо вовсе немодулированном, либо модулированном возможно более низкой частотой¹; широких боковых полос

¹ Уже при употребительных полосах пропускания порядка 2 000—3 000 гц частота модуляции 400 гц слишком высока для того, чтобы правильно снять резонансную кривую приемника.

здесь мы не имеем; каждой точке такой характеристики соответствует как бы самостоятельный случай помехи от станции, спектр излучения которой предполагается состоящим всего из одной линии.

Конечно, было бы проще всего каждую ординату измеренной обычным (двухсигнальным) способом характеристики избирательности перевести по кривой распределения уровней поля в соответствующие величины относительной вероятности помехи α . Но это будет лишь первым грубым приближением, так как возможные помехи от боковых полос не учтены.

Особенно важен учет боковых при подсчете вероятности помехи для идеального приемника. Предполагая идеальную П-образную резонансную кривую фильтров до детектора, отсутствие вредных нелинейных процессов и добавочных каналов, мы этим исключаем все виды мешающих влияний, кроме: 1) биений между несущими и 2) биений между боковыми постороннего и несущей полезного сигнала. Если посторонняя несущая попадает в полосу пропускания, то преобладают биения первого рода и слышимостью биений второго рода можно пренебречь. Значит, в этом участие и на характеристике вероятности

помехи мы вправе показать П-образную вершину. Если же посторонняя несущая вне полосы, то остаются еще биения второго рода; следовательно, порог мешания не делается сразу бесконечно высоким, а получает определенные значения.

На рис. 6,а показана «исправленная» характеристика избирательности. Под нею распределение энергии в спектре радиотелефонного сигнала (рис. 6,б). Очевидно, нужно задаться средней эффективной глубиной

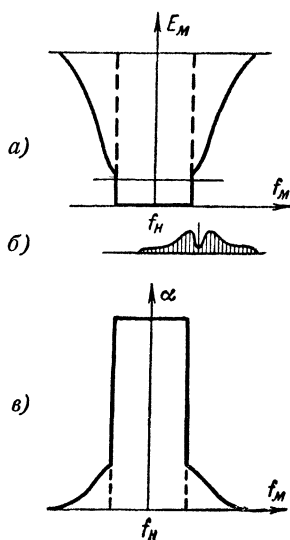


Рис. 6. Характеристика вероятности помехи для определенного порога.

а — «исправленная» характеристика избирательности; б — распределение энергии в спектре радиотелефонного сигнала; в — «исправленная» характеристика вероятности помехи.

модуляции, иначе говоря, отношением эффективного значения суммы боковых к эффективному значению несущей волны и средним распределением энергии в боковых полосах для типичных условий связи. В литературе по акустике имеются кривые для вероятнейшего распределения энергии в спектре звуковых частот при разговоре. Для передатчика распределение в спектре может быть несколько иным благодаря срезу вершин пиков модуляции, происходящему часто при передаче гласных звуков.

Для каждого интервала ($f_m - f_n$) надо подсчитать отношение суммарного эффективного напряжения той части спектра, которая попадает в полосу пропускания, к напряжению несущей волны. Обратная величина даст нам отношение порога мешания E_m в соответствующей точке «исправленной» характеристики избирательности к порогу для полосы пропускания. Ординаты исправленной характеристики можем уже переводить (по кривой распределения уровней поля) в ординаты характеристики вероятности помехи (рис. 6, в).

Аналогичное исправление с учетом влияния боковых надо делать и для характеристики избирательности реального приемника, хотя здесь поправки будут менее значительными. Для ближайших участков за краями полосы пропускания можем сопоставить измеренную характеристику реального приемника с исправленной ветвью характеристики идеального приемника на одинаковом интервале от края полосы пропускания. Если второй порог оказывается ниже чем первый, то его и взять в качестве исправленного; в противном случае оставить без изменения. Если же пороги одинаковы, т. е. оба рода влияния помехи одинаково сильно сказываются, то для исправления снизим порог в $\sqrt{2}$ раз.

На более удаленных участках боковые частоты уже не достигают полосы пропускания; остается как вредный эффект только слышимость модуляции мешающего сигнала (детектирование помехи). Здесь от крутизны скатов характеристики, которую мы обычно выражаем в децибелах на килогерц, зависит степень несимметрии боковых полос. В полосе, более близкой к частоте настройки, амплитуды нарастают сильнее, чем уменьшаются они в другой полосе. В результате глубина модуляции у постороннего колебания, когда оно приходит

к детектору, оказывается увеличенной. Значит, надо соответственно снизить порог мешания. Можно разработать поправочные коэффициенты как функцию крутизны, но в большинстве случаев, вероятно, эти поправки будут несущественными.

Учет влияния боковых полос сильно усложняет задачу особенно потому, что приходится считаться уже не только с наличием сигналов разной силы, но и сигналов разного характера. Приходится делить станции на группы по роду работы: телефон, телеграфия ключом, двухчастотная буквопечатающая передача и т. д. и задаваться соотношением в численности станций разного рода, вернее, численности, умноженной на процент загрузки по времени. По каждой группе, задавшись для нее средним распределением спектра, придется построить исправленную характеристику избирательности и, отсюда, характеристику вероятности, но уменьшая ординаты последней соответственно отношению числа станций этой группы к общему числу. Тогда суммируя ординаты вероятности от всех этих групп, получим общую характеристику вероятности помехи. Это относится и к идеальному, и к реальному приемникам.

Поправка на учет боковых полос особенно важна для приемника телеграфных сигналов, имеющего очень узкую полосу пропускания. В этом случае возможность помех со стороны радиотелефонных передатчиков была бы далеко недооценена, если не учесть влияния боковых. Но и у радиотелеграфных сигналов излучаемый спектр занимает довольно широкую полосу, даже при медленной передаче; с этим нужно считаться.

Мы говорим пока только об учете влияния боковых полос расчетным путем. Но можно поставить вопрос и о дополнении методики измерения характеристики избирательности добавочными испытаниями, чтобы избежать дальнейших пересчетов.

6. ЕЩЕ О ЗАДАЧАХ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ ПОМЕХИ

Введение статистического исследования вероятности помехи вместо чисто глазомерного сравнения между собой характеристик избирательности разных типов приемников даст нам объективный критерий для оценки избирательности как в целом, так и в отношении роли

отдельных элементов селекции, более определенной будет и перспектива возможного усовершенствования приемника. Имеет смысл определить коэффициент избирательности не только для данного положения настройки, но и среднее значение этого коэффициента по диапазону. Именно эта средняя избирательность будет основным мерилom для сравнительной оценки разных типов приемников.

Правда, для этого нужна очень большая исследовательская работа, и даже, если вся предварительная работа уже сделана — заданы нормальные кривые уровней, методика пересчета и введения поправок, то все же обработка всякого типового испытания будет трудоемкой¹. Не трудно видеть, что сложность задачи обусловлена неизбежным по существу сплетением вопроса об учете практической возможности работы данного приемника в определенных условиях работы целой системы связи с вопросом об исследовании вероятных условий в этой системе связи, за которым неизбежно встает вопрос и обратный: о приспособлении самой организации связи в целях наилучшего использования принципиальных и практических возможностей радиоаппаратуры.

С другой стороны, весь этот комплекс вопросов представляет большой практический интерес и это оправдывает вложение труда для постановки сложного исследования.

Вернемся к принципиальному определению избирательности как величины обратной вероятности встретить помеху. Мы молчаливо делали здесь два допущения. Во-первых, считая, что на любой частоте данного участка диапазона одинакова вероятность встретить несущую посторонней станции, а вероятность существенной помехи от этой станции зависит только от порога мешания для данной частоты, точнее, частотного интервала, мы общую вероятность помехи по всей характеристике избирательности получали простым суммированием вероятностей отдельных каналов. Значит, мы пренебрегали возможностью одновременного, совместного влияния сигналов двух посторонних станций, иначе говоря, предполагали загрузку диапазона не слишком плотной.

¹ Впрочем, и по существу оценка типа никогда не должна быть шаблонной работой; правильнее всегда говорить не о «типовом испытании», а об «исследовании типа».

Но вообще для этого есть достаточное основание. Пока общая вероятность, вступая в связь на заранее заданной волне, попасть на занятый (закрытый помехами) канал много меньше единицы, то вероятность совпадения двух помех мала. Если же такая вероятность в реальных условиях приближается к единице (к 100%-ной), то надежная связь невозможна и уточнение определения избирательности для такого случая будет ненужной тонкостью.

Вероятность совпадения особенно мала потому, что интерес представляют только случаи совпадения двух помех почти одинаковой силы, такой, чтобы каждая в отдельности была немного ниже порога, а действуя совместно, они превышали порог.

Между тем разброс уровней поля очень широк.

Второе, более важное, допущение заключалось в том, что мы предполагаем частоту полезного сигнала и частоту настройки взятыми совершенно независимо от случайно сложившегося, но для конкретного случая все же вполне определенного расположения наличных мешающих сигналов по частотам; иначе говоря, мы игнорируем полностью элемент организованности связи.

Элемент организованности в распределении волн, на фоне случайных довольно больших отклонений, обусловленных неточностью установки заданной частоты по шкале станций, проявится в виде неодинаковой вероятности встретить посторонний сигнал с определенным уровнем поля на любой частоте, т. е. в форме наличия некоторой зависимости плотности загрузки диапазона от интервала между частотами. Совершенно хаотическое распределение есть лишь крайний случай, с которого нужно начать.

Выяснение возможной на практике степени организованности и учет ее при оценке избирательности — вопрос очень сложный должен быть отнесен к более отдаленным этапам исследований этого цикла.

Когда станции длительно работают на определенных волнах, в выборе этих волн неизбежно устанавливается некоторая, хотя бы стихийная, упорядоченность.

Учет возможности, хотя бы и небольшой, сознательного выбора волны для связи сказался бы, в частности, и на суждении об относительной важности отдельных

каналов помехи. В этом отношении имеем два основных случая. Во-первых, когда только начинается связь. Здесь речь может идти о выборе волны в менее загруженном участке диапазона.

Но в следующий период, когда связь хотя бы частично установилась и можно дать передающей станции указание о корректировании частоты в сторону более свободного от помех промежутка, то связь едва удовлетворительная или даже вовсе неудовлетворительная может быть сделана хорошей. Так как изменять частоту в этом случае можно лишь в небольших пределах, то легко уйти от помехи, если она влияет по основному каналу, а не по каналам, где кривая избирательности идет более полого. Поэтому относительная вредность каналов нелинейности в сравнении с основным здесь должна расцениваться соответственно выше.

Еще проще маневрирование в случае приема обычного радиотелефонного сигнала, так как есть возможность работать при смещенной настройке, ограничиваясь использованием одной из боковых полос более чистой от помех и при соответственно более узкой полосе пропускания.

Теоретически составить себе представление о степени возможного повышения надежности связи за счет небольшого маневрирования частотой настройки можно только, если вычислить вероятную неравномерность распределения частот мешающих станций по диапазону: при данной средней плотности загрузки диапазона в пределах возможного маневра волной имеется площадка, по ширине соответствующая полосе пропускания, где вероятность помехи наименьшая. Значит, вопрос сводится к подсчету соотношения между средней и минимальной, в таких пределах вероятностью помехи.

Неравномерность постепенно сглаживается по мере роста средней плотности. Поэтому рост загрузки диапазона не только увеличивает вероятность не получить сразу уверенного приема сигнала, но и уменьшает возможность маневра частотами. Если подойти с точки зрения общей работоспособности системы связи, то какой-то процент вероятности наткнуться на помеху при начале работы линии можно принять за предельно допустимый. Отсюда, автоматически, для возможности использования приемника с данной избирательностью

и установленной чувствительностью получается предельная допустимая плотность загрузки диапазона, а из нее допустимая концентрация работающих станций на территории.

Но такое определение было бы мало показательным, так как мы до сих пор предполагаем приемник с неизменным положением регулировок усиления и с соответствующей неизменной напряженностью поля полезного сигнала. Так как мы уже перешли, по существу, к другой стороне проблемы связи, то наиболее интересным вопросом будет зависимость между концентрацией станций на территории, с одной стороны, и необходимым уровнем поля полезного сигнала, с другой.

Практически нет или почти нет свободных участков диапазона, где можно было бы вести прием с использованием наивысшей чувствительности приемника. Только располагая достаточно сильным полезным сигналом и, соответственно, устанавливая пониженную чувствительность¹ мы этим исключаем влияние на приемник большей части посторонних сигналов, которые оказываются тогда ниже порога. Иначе говоря, при вполне определенной плотности станций на территории плотность загрузки диапазона есть величина условная — функция силы полезного сигнала. Вид этой функции и изображен в кривой распределения уровней полей.

В самом деле, при вычислении кривой уровней мы зададимся схемой распределения и определенной территориальной плотностью, например одна станция на один квадратный километр. Поэтому нам должно быть известно не только относительное, изображенное кривой уровней, но и абсолютное число станций, дающих поля выше определенного уровня.

Перейдя к конкретной территориальной плотности станций, работающих в данном диапазоне, будем иметь число станций, дающих в месте приема поля от наименьшего, могущего быть помехой при данном уровне полезного сигнала, и выше.

¹ Чувствительность (установленную чувствительность) вообще характеризуем величиной э. д. с. полезного сигнала на входе, при которой обеспечивается нормальный уровень сигнала на выходе. Номинальная чувствительность — высший предел, который можно устанавливать, исходя из требования достаточного превышения сигнала над внутренними шумами.

Разделив число станций на ширину диапазона, получим плотность загрузки диапазона — число станций на килогерц. Это даст нам переводной коэффициент к той условной вероятности помехи, которой у нас выражена избирательность приемника.

Если эта вероятность помехи оказывается слишком большой, то из кривой распределения уровней легко найдем во сколько раз надо повысить силу полезного сигнала и вместе с ней пороги мешания, чтобы вероятность помехи уменьшилась до допустимой величины. Такой пересчет особенно прост для идеального приемника, у которого нет нелинейных каналов и потому избирательность вовсе не зависит от абсолютных величин э. д. с. сигналов. Так придем к определению одной из важных норм: напряженности поля полезного сигнала, необходимой для уверенного, т. е. с достаточно малой вероятностью помехи, приема. Она является функцией: 1) условий распространения на данном участке диапазона в данных атмосферных условиях; 2) предположенной схемы размещения станций по территории; 3) территориальной плотности передатчиков с учетом процента действительно используемого ими времени; 4) коэффициента избирательности приемника.

Гораздо удобнее, однако, иметь не напряженность поля, а радиус действия или зону действия передатчика определенной категории. Эта величина менее изменчива, чем норма поля. Влияние условий распространения здесь не так сильно, потому что оно сказывается, в большинстве случаев, в одну и ту же сторону на величинах полей полезного и мешающего. Еще более существенно, что указание только нормы поля может дать повод к недоразумениям: если ради увеличения радиуса действия повысить в одинаковой степени мощность всех передатчиков, то и норму поля придется увеличить соответственно, а радиус действия останется тем же. Он зависит только от относительной мощности передатчика в общей системе.

Радиус действия зависит прежде всего от территориальной плотности станций. Он падает с ростом плотности, что ведет к некоторому пределу целесообразной концентрации радиосредств. Затем он зависит от схемы размещения станций и от условий распространения. От избирательности приемника норма поля и радиус дей-

ствия в условиях большой загрузки диапазона зависят лишь постольку, поскольку избирательность далека от принципиального предела.

Поэтому подобные теоретические расчеты следует провести прежде всего для идеального приемника, а затем сравнить, сколько мы теряем при существующих реальных приемниках.

Итак, главной задачей является вывод, обоснование нормальных кривых статистического распределения уровней поля станций для ряда типичных условий распространения и схем размещения. Только на этой базе можно подойти к исследованию обеих сторон проблемы: 1) уточнению требований к приемнику, выяснению практического выигрыша, которого можно достичь усовершенствованием определенных средств селекции, отсюда — целесообразной степени приближения к идеалу; 2) выяснению принципиальных возможностей связи, возможных радиусов действия станций, целесообразной схемы размещения, пределов концентрации станций и т. д.

Кривая, показанная на рис. 5, получилась в результате случайной группировки ряда сильных станций в окрестностях приемного пункта. Следует ожидать, что нормальная кривая будет падать гораздо более круто, т. е. число станций будет изменяться быстрее, чем значение порога.

7. О ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ ИДЕАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

До сих пор мы не рассматривали одну из основных предпосылок для оценки избирательности реального приемника, а именно, полосу пропускания, которую принимаем за принципиально необходимую для надежного приема данного рода сигнала и приписываем идеальному приемнику.

При выборе этих полос неизбежна, конечно, некоторая условность, тем более, что желательно иметь удобное, округленное число. Это не исключает необходимости обоснования их. Временно мы принимаем для слухового приема радиотелеграфии полосу 300 гц: более узкие полосы, по-видимому, непрактичны, отчасти из-за большей трудности настройки, а главное, из-за нестабильности частоты передатчика. С повышением стабильности можно будет значительно сузить полосу.

Для радиотелефонии нестабильность не главный фактор при определении необходимой полосы; основное — обеспечение удовлетворительной артикуляции, т. е. соображения акустики радиоприема для выбора верхней границы используемых звуковых частот. Но надо решить еще существенный вопрос: на какой характер приема сигналов ориентироваться при обычной двухполосной модуляции — с нормальной настройкой ($f_n \approx f_c$) и использованием обеих боковых полос или же со смещенной настройкой, чтобы максимально сузить полосу пропускания, используя только одну из двух боковых полос сигнала.

Соответственно намечаются и две возможные нормы полосы: порядка 4 000 гц в первом случае и 2 200 гц — во втором.

Логически, конечно, правильнее было бы за необходимую полосу принять наименьшую, тем более, что и в целях наилучшего использования диапазона, иначе говоря, возможности большей концентрации станций на территории, следовало бы стремиться к замене обычных передатчиков однополосными. Но пока практичнее исходить из приема обычных двухполосных сигналов.

С первого взгляда кажется, что если имеется возможность сжать полосу пропускания почти вдвое, то это будет всегда выгодно с точки зрения избирательности. Но, по-видимому, это не совсем так. В смежной области — селекции сигнала от внутренних шумов и гладких помех — имеет определенно отрицательный ответ: отбрасывая одну из боковых полос получаем в 4 раза меньшую мощность сигнала на выходе; между тем как мощность шумов и помех уменьшается не более, чем в 2 раза. Для нашей проблемы точный ответ можно дать лишь в результате развернутого статистического исследования. Ориентировочные же соображения следующие. Поскольку сигнал на выходе уменьшился по напряжению вдвое, то во столько же раз понижается порог мешания и для большинства помех, а именно для наиболее частых помех первого и второго рода — биений с несущей и с боковыми посторонней станции. Несколько меньше, но не менее чем в $\sqrt{2}$ раз, уменьшается порог для помех третьего рода — детектирования модуляции; совсем не меняется порог только для наиболее редких помех четвертого рода — подавле-

ния. А в идеальном приемнике мы имеем только помехи первого и второго рода. Если считать вероятность помех для определенного порога, то она уменьшается несколько меньше, чем ширина полосы пропускания, так как в характеристике вероятности (рис. 6) пропорционально сокращается только П-образная часть, а хвосты остаются без изменения.

Значит, выигрыш здесь порядка 1,8 раз или несколько меньше. С другой стороны, с понижением порога мешания в 2 раза число станций, дающих поле выше порога, вырастает, вероятно, значительно больше, чем в 2 раза. Значит, следует ожидать, что общая вероятность помехи вырастет.

Правда, за более узкой полосой есть еще преимущество большей маневренности — выбора той из двух полос сигнала, которая лежит в более свободном от помех участке.

Вероятно, с этим связано мнение некоторых практиков о выгодности максимального сужения полосы. Очевидно, в приемниках полезно иметь переключение на две ширины полосы. Но все же мы имеем основание остановиться на более простом с методической точки зрения варианте и считать идеальный приемник радиотелефонии имеющим полосу пропускания 4 000 гц и настройку нормальную ($f_n = f_c$).

8. ОБ УЧЕТЕ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Целый ряд уточнений для всех изложенных методов и расчетов нужен еще со стороны акустики. В части выбора полосы, точнее, верхнего предела используемых звуковых частот телефонного сигнала идеального приемника это еще не так обязательно, если смотреть на нее как на норму в значительной мере условную. Но весьма желательно, чтобы она была близка к оптимальной полосе, дающей наилучшую при средних условиях загрузки диапазона артикуляцию сигнала.

Значительно важнее учет зависимости артикуляции от ширины полосы для оценки избирательности реальных приемников. В самом деле, если не учитывать потери в артикуляции, то получим всегда тем более высокую оценку, чем более узка полоса пропускания его. На самом же деле потеря части сигнала за счет сужения полосы понижает качество приема, оказывая двух родов

влияние: 1) практически полная потеря верхнего края спектра уже при отсутствии всяких помех понижает разборчивость сигнала, очевидно, благодаря этому добавочное ухудшение от помех раньше, т. е. при меньшей силе помех, доведет до затруднительности приема; значит, можно до известной степени считать это ухудшение эквивалентным некоторому снижению порога мешания; 2) когда важные для разборчивости участки спектра оказываются существенно ослабленными, попадая на скаты характеристики, то это равносильно ослаблению сигнала — необходимо соответственно ограничить и допускаемый уровень помех, чтобы сохранить необходимую разборчивость.

Итак, во всех ранее изложенных методах оценки избирательности можно не учитывать понижения артикуляции (частотного искажения) до тех пор, пока имеем дело с широкими полосами пропускания, где такое искажение играет второстепенную роль. Для случаев же, практически частых, работы с узкой полосой следовало бы разработать систему поправок: в форме эквивалентного снижения порога мешания¹, в зависимости от общей частотной характеристики приемника, которую называют иногда «кривой верности».

Это довольно сложная задача: и в то же время это лишь один из ряда вопросов, стоящих перед акустикой радиоприема, решение которых нужно для всестороннего выяснения оптимальных соотношений элементов радиоприемников — основы проектирования.

9. ВИДЫ ПОМЕХ И НОРМЫ СООТНОШЕНИЙ, ДОПУСКАЕМЫХ НА ВЫХОДЕ РАДИОПРИЕМНИКА

Выходом приемника являются контакты телефона или репродуктора. Но выделение (селекцию) полезного сигнала осуществляет не только приемник: здесь участвует и частотная характеристика телефона и, особенно, важную роль играет селективность слуха, зависящая в значительной степени от индивидуальности радиста, — элемента случайного с точки зрения испытаний. Понятно, что в лабораторном испытании мы должны исклю-

¹ Всюду, говоря о пересчетах порога, имеем в виду минимальный порог — у вершины кривой избирательности; он определяет количество наличных станций, могущих стать помехой.

чать этот случайный элемент: заменяя слуховую оценку помехи измерением напряжений на телефоне, допуски для которых (нормы) обоснованы усредненными акустическими характеристиками, определенными для большого числа наблюдателей.

Удобно такие нормальные характеристики иметь прямо для совокупности: телефона определенного типа и среднего слуха, т. е. иметь нормы, выраженные прямо допускаемыми соотношениями напряжений на телефоне. Если данный приемник комплектуется не тем типом телефона, для которого установлены нормы, то нетрудно эти нормы пересчитать, зная электроакустические частотные характеристики этих телефонов.

Начнем опять с приема телефонных сигналов. Помехи могут проявляться в следующих основных формах (видах): 1) слышимые биения (тон) между несущими частотами станций; если мешающий сигнал модулирован, то вместо чистого имеем осложненный тон, но слышимость от этого существенно не меняется, пока посторонняя несущая еще в пределах полосы пропускания; 2) слышимые биения между боковыми постороннего и несущей полезного сигнала, т. е. своеобразно преобразованная часть боковой полосы постороннего сигнала, попадающая в полосу пропускания; это существенно, когда сама посторонняя несущая уже за пределами полосы; 3) слышимость модуляции постороннего сигнала — «переходный разговор», обусловленный детектированием постороннего сигнала наряду с полезным; 4) изменение громкости полезного сигнала под влиянием постороннего сигнала, поступающего на вход приемника, — «подавление сигнала помехой»; если мешающий сигнал модулирован, то подавление ведет и к более сложной форме проявления — «перекрестной» или, лучше сказать, «переходной» модуляции полезного сигнала помехой.

Для учета помехи второго вида непосредственно при измерении характеристики избирательности не существует пока достаточно простой методики. Здесь они остаются неучтенными, поэтому и необходимо учесть их, уже расчетным путем, при переходе от характеристики избирательности к характеристике вероятности помехи. При таком расчете мы будем исходить из предположения, что слышимость и маскирующее действие

суммы таких мешающих биений будут равноценны мешающему действию постороннего сигнала в форме простого переходного разговора, если эффективные напряжения на телефоне одинаковы. В таком случае достаточно условиться только о норме для переходного разговора.

В области радиовещания установлена стандартом единая норма как для переходного разговора, так и для помехи первого вида (биений между несущими), а именно: порог мешания соответствует на выходе приемника уровню постороннего напряжения на 30 дБ (т. е. в 31,5 раза) ниже уровня полезного напряжения.

Опыты, произведенные в ИРПА, показали, что, как правило, даже соотношение по напряжению 1:20 (26 дБ) достаточно для хорошего приема вещания, а 1:10 (20 дБ) может быть принято как норма для вполне удовлетворительного приема при передаче речи.

Соотношение 1:10 (20 дБ) мы и примем для определения порога мешания при измерении избирательности, по крайней мере, до более обстоятельных акустических исследований.

Может показаться странным, что для биений между несущими принята одинаковая норма, а именно 1/10 от напряжения полезного сигнала, при нормальном коэффициенте его модуляции $m=0,30$, независимо от высоты тона, если он не ниже 200 гц. Ведь слышимость разных частот звукового диапазона весьма различна. Но тоны более высокие, отдельно взятые, слышны слабее, чем средние тоны порядка 1 000 гц. На фоне же сигнала они, наоборот, еще вреднее. Это объясняется тем, что у полезного сигнала как раз сильны средние тоны, слагающие же более высоких частот слабы или даже практически отсутствуют, поэтому помехи здесь сильнее всего сказываются на качестве приема, так как могут быть приняты за звуки, в действительности отсутствующие в принимаемом сигнале.

Для радиотелеграфного слухового приема зависимость мешающего влияния (маскировки полезного сигнала) от тона помехи очень велика. Поэтому здесь необходимо разработать целую систему норм: в зависимости от разности частот мешающего и полезного сигналов, наличия определенного уровня шума, а также

наличия одновременно со слышимостью помехи определенной глубины подавления.

Подавление при телеграфии заключается в том, что уровень полезного сигнала изменяется скачком обычно вниз, когда включается посторонний сигнал, и снова восстанавливается в паузах постороннего сигнала. Поэтому многие посылки полезного сигнала оказываются ослабленными или искаженными: часть посылки (точки или тире) идет с нормальным уровнем, пока ключ мешающей станции не нажат, часть с пониженным. Обозначая отношение напряжений при наличии и при отсутствии помехи через $1-d$, называем d «глубиной подавления». Такое частичное дробление сигнала понижает разборчивость.

Опыт показывает, что допустимая глубина подавления сильно зависит от уровня шумов. Ориентируясь на наличие умеренного шума, мы принимаем за временную норму допустимого подавления при отсутствии слышимости мешающего сигнала $d=1/3$. Если же имеет место изменение полезного напряжения в сторону повышения, то $d=-1/2$, т. е. в обоих случаях соотношение уровней более высокого к более низкому 1,5:1 (3,5 дб).

Разработать ряд норм для прямой слышимости помехи, для подавления сигнала и для сочетания слышимости помехи с подавлением при телеграфных сигналах, чисто теоретически, используя данные о маскировке чистых тонов, вряд ли возможно. Процесс слухового приема телеграфии гораздо более сложный процесс, чем восприятие чистого тона: здесь играет большую роль адаптирование слухового анализатора не только к тону, но и к ритмам обеих передач.

Значит, нужны специальные обследования по акустике радиоприема, учитывающие всю специфику этой области. Поскольку сейчас мы не располагаем необходимыми данными, мы приступили к проведению у себя обследований для обоснования хотя бы ориентировочных норм.

В заключение коснемся еще одного вопроса. Иногда приходится слышать возражения, что допускаемая нами разность уровней полезного и постороннего напряжений на выходе (30 дб для вещания и 20 дб для связи) вероятно занижена по сравнению с аналогичными нормами, установленными для проводных линий. Но при этом

упускается принципиальное различие в смысле этих норм. Если бы мы имели в виду определенную, особенно проводную линию связи с определенным комплектом аппаратуры и устанавливали для нее технические условия, то, несомненно, к соотношению в уровнях сигнала и помехи поставили бы много более жесткие требования. Это был бы запас надежности, необходимый потому, что потом, при длительной эксплуатации условия в линии могут сильно ухудшиться по сравнению с тем, что было в момент сдаточного испытания.

В нашем случае совсем иное. Соотношение на выходе выбирается в значительной мере условно, оно нужно лишь для определения порогов мешания на входе.

Если задаться иной нормой на выходе, то форма кривой избирательности в наиболее важных ее участках мало изменится, а в самом важном участке — области биений первого и второго вида — даже вовсе не изменится. Кривая только сместится вверх или вниз.

Сам по себе мешающий сигнал на входе не задан. Запасы надежности удобнее ставить в указании частотных интервалов.

Итак, в выборе нормы выходных соотношений мы исходим только из соображений: 1) удобства измерения: при слишком малом уровне помехи трудно ее контролировать, особенно из-за наличия шума; желательно также иметь норму округленным числом; 2) достаточно определенного физического или, лучше сказать, эксплуатационного смысла: нам вовсе неважно, чтобы такая помеха была совсем несущественной; скорее наоборот. Мы только должны знать, чему это соответствует в эксплуатации: началу ли едва заметного ухудшения приема, или границе уверенного приема, или, наконец, границе вообще возможного приема. Наиболее важно определение нормы как границы уверенного приема. Ясно, что важность эксплуатационного обоснования акустических норм сильно возрастает при переходе к углубленной оценке избирательности.

ДЕТАЛИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

10. ХАРАКТЕРИСТИКА БИЕНИЙ

Перейдем теперь к детальному рассмотрению характеристики избирательности и частных характеристик, из которых она складывается. При этом сначала будем иметь в виду простейшие случаи: прием телефонный и с одним преобразованием частоты.

По оси абсцисс откладываем интервалы $f_m - f_n$ между несущей мешающего сигнала и частотой настройки, т. е. серединой полосы пропускания. Предполагаем, что настройка нормальная, т. е. частота настройки f_n совпадает с несущей полезного сигнала f_c . Задаваясь определенной э. д. с. полезного сигнала на входе приемника E_c , откладываем по оси ординат в логарифмическом масштабе величины э. д. с. мешающего сигнала E_m , соответствующие порогам мешания. Основные вопросы: в зависимости от интервала $f_m - f_n$, какой вид помехи является основным и какими факторами и средствами селекции обусловлен уровень порога мешания.

На оси абсцисс отметим (рис. 7) прежде всего уровень E_c . Затем отметим уровни E_m , которые будут порогами мешания, если учитывать в отдельности разные виды помехи. При небольших частотных интервалах все средства селекции приемника еще не изменяют соотношения амплитуд. Значит, на детекторе имеем то же соотношение, как на входе $U_m/U_c = E_m/E_c$. Для детектирования наличие посторонней несущей равносильно добавочной модуляции (с частотой $f_m - f_n$ и глубиной $m_d = E_m/E_c$). А на выходе мы допускаем $\frac{U_m}{U_c} = \frac{m_d}{m_c} = \frac{E_m}{E_c} \cdot \frac{1}{0,3} = 0,1$, откуда порог мешания первого вида $E_m = 0,03E_c$.

Отметив этот порог в точке d (рис. 7) и исходя из той же нормы для увеличивающейся частоты биений $f_m - f_c$, получим кривую для изменения порога в функции интервала. Эта кривая называется «характеристикой биений». Порог будет повышаться в соответствии с изменением общего ослабления мешающих колебаний во всех элементах селекции: как в контурах и фильтрах до детектора, так и в цепях и специальных фильтрах тракта усиления звуковых частот. Поэтому именно эта

частная характеристика (простой пунктир) более всего приближается к П-образной форме.

Переходя к более значительным интервалам мы должны этого рода характеристику избирательности вести еще более круто вверх, чем по кривой общей селективности приемника, так как прибавится еще селективность телефона. Хотя обычно этим пренебрегают, но пренебречь этой добавочной селекцией можно только при резко выраженном срезе полосы пропускания по усилителю звуковых частот и если пограничная частота ниже, чем у телефона.

Частотная характеристика приемника, т. е. выходное напряжение в функции частоты модуляции полезного сигнала, аналогична по форме характеристике биений, если последняя симметрична, но несимметрия кривых селективности в ней не отражается.

Однако фактически обследовать общую селективность приемника путем измерения характеристики биений можно лишь в ограниченных пределах, пока на входе детектора $U_m < U_c$ и напряжение созданное биениями, на выходе линейного детектора пропорционально величине E_m . При $U_m > U_c$ оно имеет уже величину, зависящую только от значения E_c и не зависящую от E_m . Поэтому пунктирное продолжение на рис. 3 фактически имеет смысл снимать только до загибов, когда она начинает переходить в более пологие участки. Теоретически это будет при подходе к уровню, отмеченному на рис. 7 кривой I. Эта кривая есть резонансная кривая приемника, то, что называют характеристикой избирательности при односигнальных испытаниях. Эта кривая определяет здесь величины E_m , при которых на входе детектора $U_m = U_c$.

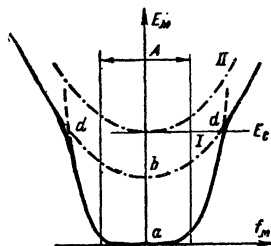


Рис. 7. Характеристика биений.

11. ХАРАКТЕРИСТИКА ПРЯМОГО ПРОХОЖДЕНИЯ МЕШАЮЩЕГО СИГНАЛА (ПЕРЕХОДНОГО РАЗГОВОРА)

Помеха третьего вида — появление на выходе приемника частот модуляции мешающего сигнала — обусловлена детектированием этого сигнала, происходящим

одновременно с детектированием полезного в том же детекторе.

Известно, что одновременное детектирование двух сигналов является очень сложным процессом. Отношение между напряжениями на выходе детектора не равно отношению между напряжениями модуляции на его входе, т. е. величине $\frac{U_m m_m}{U_c m_c}$; оно изменено в сторону увеличения контраста в силе сигналов, дополнительного подавления сигнала, имеющего меньшую амплитуду несущей, более сильным.

Нас интересует прежде всего допустимая величина отношения $\frac{U_m}{U_c}$ на входе детектора, предполагая глубину модуляции обоих сигналов одинаковой. Она больше, чем $1/10$. В этом и заключается выигрыш для избирательности приемника, который дает нам процесс подавления более слабого сигнала (помехи) более сильным.

Если грубо приближенно принять допустимое соотношение для наиболее распространенных детекторов (диодных) за $\frac{U_m}{U_c} = \frac{1}{4}$, считая его постоянным, то нетрудно построить теоретически наиболее важную часть общей характеристики избирательности, которую можно было бы назвать «характеристикой прямого прохождения мешающего сигнала». Отметим на оси той же диаграммы рис. 7 уровень $E_m = \frac{1}{4} E_c$, который здесь будет условной величиной порога

мешания при малых интервалах $f_m - f_c$ (условной потому, что здесь не третий, а первый вид помехи играет главную роль). С увеличением частотного интервала потребуется все большая величина э. д. с. мешающего сигнала на входе приемника соответственно ослаблению мешающего колебания в контурах высокой и промежуточной частоты. Последнее же определяется обычной резонансной характеристикой приемника, измеряемой при односигнальном испытании.

Итак, предположение о постоянстве допустимого соотношения на входе детектора приводит к тому, что «характеристика прямого прохождения» (кривая II на рис. 7) по форме идентична резонансной характеристике. Зная последнюю и задавшись положением вершины, легко построить эту кривую здесь.

Восходящие ветви кривой биений более круто поднимаются, чем ветви резонансной кривой, в которой отражена уже не вся селективность приемного тракта, а только селективность элементов, предшествующих детектору. Поэтому обе кривые обязательно пересекутся, — тем раньше, чем более четко выражено ограничение пропускаемой полосы на звуковых частотах.

Ясно, что общая характеристика избирательности (сплошная кривая на рис. 7) должна сначала совпадать с характеристикой биений, а потом за точкой пересечения с характеристикой прямого прохождения. Только в ближайшей окрестности точек пересечения надо считаться с одинаковым порядком слышимости и биений и модуляции помехи, с их суммарным влиянием на слух. Поэтому здесь порог мешания надо считать несколько ниже, т. е. закруглить переход от одной части к другой.

При проектировании приемника такое приближенное построение характеристики избирательности (по расчетным частотным характеристикам усилителя звуковых частот и общей резонансной характеристике усиления высокой и промежуточной частот) вполне законно. Построение характеристики дает возможность заранее оценить эффективность с точки зрения вероятности помехи основных элементов селекции, в частности и фильтров звуковых частот.

Способ измерения характеристики прямого прохождения мешающего сигнала хорошо известен — это наиболее обычный вид «двухсигнальных» лабораторных испытаний.

Сначала на вход приемника подается модулированное колебание полезного сигнала с заданной величиной E_c и нормальной модуляцией m_c , чтобы настроить приемник и отрегулировать его усиление для получения нормальной силы сигнала на выходе. Затем выключаем модуляцию полезного сигнала и включаем мешающий сигнал, нормально модулированный. Устанавливая ряд частотных интервалов $f_m - f_c$ для каждого из них, посте-

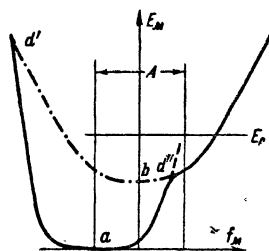


Рис. 8. Характеристика биений при смещенной настройке приемника.

пенно увеличивая мешающую э. д. с., находим значение порога мешания как E_m , при котором на выходе напряжение частоты 400 гц составляет $1/10$ от нормального напряжения полезного сигнала.

При этом на выходе (перед вольтметром) включается фильтр, чтобы напряжение биений между несущими не влияло на отсчет, и самые отсчеты выходного напряжения берутся лишь для интервалов не очень малых, так как самая вершина кривой не представляет практического интереса.

Мы оговорились выше, что будем иметь в виду все время работу приемника при нормальной настройке.

Если представить себе работу при смещенной настройке (несущая сигнала у края полосы пропускания), то в общей характеристике избирательности это отразится существенно лишь в нижней ее части (см. рис. 7 и 8).

На общей вероятности помехи это отразится мало. Поэтому и нет надобности усложнять испытания проверкой характеристик и при смещенной настройке.

12. О ПОДАВЛЕНИИ СЛАБОГО СИГНАЛА СИЛЬНЫМ ПРИ ДЕТЕКТИРОВАНИИ

Следует отметить, что фактическая (экспериментальная) кривая лишь в основных чертах соответствует резонансной; могут быть и значительные расхождения. Дело в том, что для реального детектора степень относительного подавления слабого сигнала сильным зависит не только от соотношения амплитуд на его входе, но и от частотного интервала — более слабое подавление при больших интервалах.

Слово «линейный детектор» обычно употребляют в литературе без всяких добавочных пояснений, как что-то само собой и вполне однозначно понятное, хотя это совсем не так на самом деле. Поэтому придется немного отвлечься от основной темы.

В полном смысле линейным детектором можно считать только то, что мы называли «избирательным детектором».

Для диода в обычной детекторной схеме допустима, конечно, идеализация, представляющая его вентилем, имеющим характеристику в виде полупрямой. Но это

не все. Сглаживание выпрямленных импульсов тока — существенная часть процесса. Только детектор по схеме рис. 9, где сглаживание импульсов тока практически вовсе отделено от самого выпрямления, может соответ-

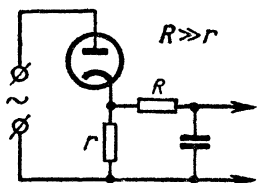


Рис. 9. Схема безынерционного детектора.

ствовать тому, что подразумевают обычно под «линейным» и «безынерционным» выпрямителем. Импульсы выпрямленного тока в сопротивлении r целиком соответствуют положительным полуволнам подведенного к диоду напряжения. Поэтому, в напряжении, полученном на r , после отфильтровывания высокочастотных слагающих, имеем по форме

точное воспроизведение огибающей амплитуд входного напряжения, иначе говоря, кривой биений между проходящими сигналами.

Только к такому детектору применимо известное соотношение $\frac{U_{м.вых}}{U_{с.вых}} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{м.вх}^2}{U_{с.вх}^2}$ при условии $U_{м.вх} \ll U_{с.вх}$, иначе говоря, помеха при детектировании дополнительно ослабляется в $2 \frac{U_{с.вх}}{U_{м.вх}}$ раз.

Такой детектор фактически в приемниках не применяется хотя бы уже из-за малого коэффициента детектирования $\eta = \frac{U_{с.вых}}{U_{с.вх}}$. Применяется детектор с накоплением

заряда (рис. 10), где большая величина выходного напряжения достигается тем, что конденсатор заряжается до напряжения, близкого к величине амплитуды, и небольшой сток заряда покрывается малыми импульсами тока, проходящими только, когда на входе напряжение близко к амплитудному значению.

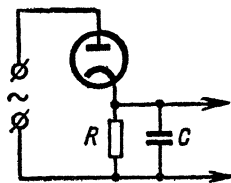


Рис. 10. Схема детектора с накоплением.

В идеале такой детектор может дать на выходе напряжение, почти соответствующее огибающей амплитуд, но только при условии, что частота биений весьма низка по сравнению

с несущей; только тогда возможно выбрать постоянную времени разряда выходной цепи детектора большой по сравнению с периодом несущей и, в то же время, малой по сравнению с периодом биений. В реальном детекторе при возрастании интервала $f_m - f_n$ это обычно не выполняется: постоянная времени оказывается слишком большой. Режим детектора тогда стремится к другому предельному случаю, когда кривая выходного

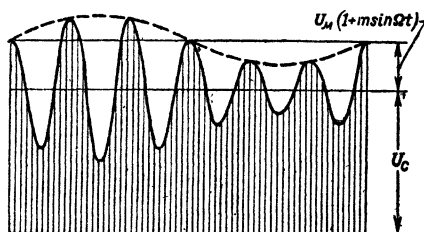


Рис. 11. Огибающая вершин биений.

напряжения близка к огибающей второго порядка — огибающей вершин биений (пунктир на рис. 11). Но в таком случае подавления мешающего сигнала совсем не было бы.

Итак, в реальном детекторе степень подавления мешающего сигнала всегда меньше, чем в идеальном; она зависит как от данных детектора, так и от частотного интервала — подавление падает с ростом интервала. Поэтому кривая характеристики прямого прохождения помехи должна в той или иной мере отличаться по форме от резонансной кривой приемника.

Большое количество работ (главным образом 1933—1934 гг.) разных авторов было посвящено вопросу оптимального выбора данных детекторной схемы (точнее, совокупности детектора и предшествующего контура), в частности, возможно большей степени подавления слабого сигнала сильным.

Главное, здесь мешающий сигнал не всегда окажется более слабым; иногда, наоборот, придется считаться с подавлением полезного сигнала мешающим несущим колебанием при детектировании. Тогда детектор с резко выраженным подавлением окажется хуже, чем более инерционный.

Например, можно представить себе случай, когда мешает сильная телеграфная станция на таком интервале, что биения не слышны. При детекторе с резко выраженным подавлением может иметь место полное пропадание слышимости телефонного сигнала на время каждой посылки телеграфного сигнала. Детектор же со слабо выраженным подавлением дал бы лишь некоторое колебание громкости.

Судить о ходе процесса подавления полезного сигнала мешающим при детектировании как в зависимости от амплитуды мешающих колебаний, так и от частотного интервала можно по «характеристикам подавления», измеряемым совершенно аналогично тому, что будет описано ниже.

13. ХАРАКТЕРИСТИКА ПРИ ИЗБИРАТЕЛЬНОМ ДЕТЕКТИРОВАНИИ

В связи с обсуждаемыми вопросами следует упомянуть и о хорошо уже известной теперь идее избирательного детектирования¹.

В нижнем участке характеристики избирательности (рис. 7), т. е. на характеристике биений, реальный приемник от идеального отличается только пологими скатами кривой избирательности. Но, вводя фильтры в усилитель звуковой частоты, можно не только ограничить полосу пропускания принципиально необходимым пределом, но и обеспечить такую крутизну скатов кривой, что она практически почти не будет отличаться от идеальной П-образной.

Однако этот П-образный участок в обычном приемнике не уходит далеко вверх, т. е. не требуется особенно сильной помехи и за пределами полосы пропускания, чтобы помеха проявилась в форме переходного разговора. Как уже говорилось, вершина характеристики прямого прохождения лежит лишь на 18 дБ (т. е. раз в 8 по э. д. с.) выше, чем вершина характеристики биений.

Можно оставаясь при тех же принципах детектирования стремиться осуществить почти идеальную П-образную резонансную характеристику в фильтре промежуточной частоты (применяя сложные кварцевые фильтры); тогда вопрос о процессе детектирования вообще

¹ Момот Е. Г., Избирательное детектирование, Электросвязь, 1939, № 6.

снимается, так как за пределами полосы мешающие колебания на детектор не попадают, или искать такой метод детектирования, при котором не только подавление полезного сигнала мешающим, но и прямое прохождение мешающего сигнала (детектирование его модуляции), не имели бы места.

Принцип избирательного детектирования и намечает этот второй путь. При нем детектирование полезного сигнала происходит практически независимо от наличия мешающего. Детектирование самого мешающего сигнала не устраняется полностью, но требует для заметного проявления много большего напряжения мешающего сигнала (до 150—200 раз больше, чем при обычном детекторе). Значит, переход от нижнего наиболее крутого участка к более пологой характеристике прямого прохождения имеется и здесь, но вершина последней характеристики лежит много выше (рис. 12).

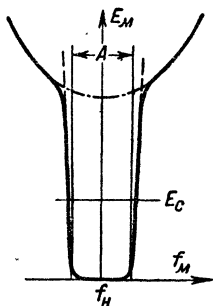


Рис. 12. Характеристика прямого прохождения помехи при избирательном детектировании.

Причина, почему избирательное детектирование до сего времени не вошло в практику связи, несмотря на несомненный принципиальный интерес, заключается в наличии неизбежного предела для избирательности идеального приемника, хотя обычный приемник имеет вероятность встретить помеху значительно большую, чем для идеального, но большую все-таки не в порядке величин. Поэтому разница в практических условиях приема оказывается не столь большой, чтобы окупилось довольно значительное схемное и эксплуатационное усложнение приемника. Подсчет вероятности помехи даст более точное суждение о возможном здесь повышении избирательности.

14. ХАРАКТЕРИСТИКА ПОДАВЛЕНИЯ СИГНАЛА ПОМЕХОЙ

Не только в детекторе, но и в любом каскаде приемника, наличие сильного мешающего колебания может существенно сказаться на величине, а нередко и форме полезного сигнала. В большинстве случаев имеет место

ослабление сигнала, почему мы и называем такого рода влияние, в широком смысле слова, «процессом подавления», хотя в отдельных случаях наблюдается и обратное — увеличение амплитуды полезного сигнала на выходе каскада при воздействии постороннего колебания.

Всю совокупность таких изменений уровня сигнала для приемника в целом мы обследуем посредством «характеристик подавления». На вход приемника одновременно с нормально модулированным полезным сигналом подаем немодулированную мешающую э. д. с., устанавливая ряд частотных интервалов $f_m - f_c$. На выходе измеряем напряжение, созданное модуляцией полезного сигнала.

Для каждого интервала, постепенно увеличивая E_m , определяем порог мешания как величину, при которой выходное напряжение уменьшается или увеличивается в определенном отношении (как временная норма в 1,5 раза, т. е. на 3,5 дб).

Обычно берутся только довольно большие интервалы; вершина не снимается, так как при небольших интервалах заведомо важнее другие виды помехи (слышимые биения и переходный разговор). Но при проектировании приемника расчетную кривую удобнее строить исходя из вершины.

Наибольший интерес представляет подавление, происходящее в преобразователе частот. Контуры, предшествующие ему (преселектор), имеют обычно широкую полосу пропускания и пологие скаты резонансной кривой. Поэтому возможен ряд таких частотных интервалов, при которых мешающее колебание с практически возможной величиной может перегружать этот каскад и создавать подавление, хотя дальше — через фильтр промежуточных частот — мешающее колебание уже практически не проходит.

То, что выше мы называли «каналами нелинейности», и охватывают такие интервалы. Мы называли «порогом подавления» для каскада напряжение мешающего колебания на сетке каскада, при котором напряжение полезного сигнала на выходе этого каскада изменяется в 1,5 раза.

Этот порог зависит от режима лампы и схемы, но практически не зависит ни от силы полезного сигнала, ни от частотного интервала, по крайней мере, при боль-

ших интервалах. Значит, если нам приходится считать-ся с подавлением только в преобразователе, то порог подавления, определяемый по э. д. с. на входе приемника E_m , будет повышаться с ростом частотного интервала по кривой, которая подобна резонансной кривой преселектора.

Итак, принимаем порог подавления для сетки преобразователя $U_{\text{пор}}$ одинаковым и для вершины. Зная уси-

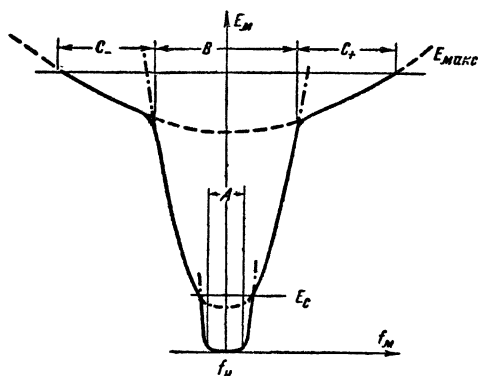


Рис. 13. Теоретическая характеристика подавления.

ление высокой частоты от входа до сетки преобразователя $K_{в.ч}$, получаем значение порога подавления, отнесенное к входу приемника: $E_m = \frac{U_{\text{пор}}}{K_{в.ч}}$. Отложив это на оси ординат (рис. 13), строим отсюда кривую, подобную резонансной кривой преселектора. Это и будет теоретической характеристикой подавления. Средний участок ее (пунктир) лежит выше, чем характеристика прямого прохождения, и, следовательно, не входит в общую характеристику избирательности, показанную сплошной линией.

Очевидно, чем больше усиление по высокой частоте, тем ниже будет порог подавления E_m , следовательно, больше вероятность помехи по каналам нелинейности C_- , C_+ . Например, если усиление от входа приемника до преобразователя $K_{в.ч} = 1000$ и порог подавления преобразователя $U_{\text{пор}} = 1$ в, то порог на вершине характеристики подавления $E_m = 1$ мв не очень высок, поэтому каналы нелинейности могут играть заметную роль.

Конечно, вероятность помехи по этим каналам зависит также от селективности преселектора; повышая Q контуров высокой частоты, мы одновременно ослабляем и зеркальный и каналы нелинейности.

Тот же вывод о нежелательности излишнего сверхнеобходимого с точки зрения внутренних шумов усиления до преобразователя можно формулировать и иначе: желательно работать с небольшим напряжением полезного сигнала на входе преобразователя. Соотношение помехи к сигналу на входе приемника, соответствующее порогу подавления, пропорционально, а на вершине и равно отношению $\frac{U_c}{U_{\text{пор}}}$ на входе преобразователя.

Интервал, при котором характеристика подавления пересечется с характеристикой прямого прохождения, ориентировочно можно подсчитать по резонансной кривой усилителя промежуточной частоты. Это будет интервал, соответствующий ослаблению усиления (по резонансной кривой) а $a \frac{U_{\text{пор}}}{U_c}$ раз, где a — допустимое

с точки зрения переходного разговора отношение сигнала к помехе на входе детектора (ориентировочно принято выше $a=4$); $U_{\text{пор}}$ и U_c — порог подавления и напряжение полезного сигнала на входе преобразователя.

Теоретическая характеристика подавления, о которой мы сейчас говорили, учитывает возможность подавления только в одном месте. Но, в принципе, оно возможно в любом каскаде. Строго говоря, для полной теоретической характеристики следовало бы для каждого из каскадов определить порог подавления в нем, сначала игнорируя возможность одновременного подавления в нескольких каскадах, и пересчитать его (делением на коэффициент усиления от входа до этого каскада) на величину порога подавления E_m для вершины кривой $f_m = f_c$. На оси ординат (рис. 14) эти пороги, как правило, будут тем ниже, чем дальше каскад от входа приемника¹. Но зато частичная характеристика подавления, исходящая из каждой точки, имеет форму общей резонансной кривой совокупности всех контуров от входа до данного каскада.

¹ Ниже всех будет лежать порог, соответствующий подавлению при детектировании — порядка $0,8 E_c$.

Общая характеристика подавления будет огибающей этого семейства. Но, как уже говорилось, практически важны при телефонии только верхние участки, где имеет место подавление в преобразователе и каскадах высокой частоты.

Если каскад перед преобразователем имеет небольшое усиление или когда речь идет о возможности очень

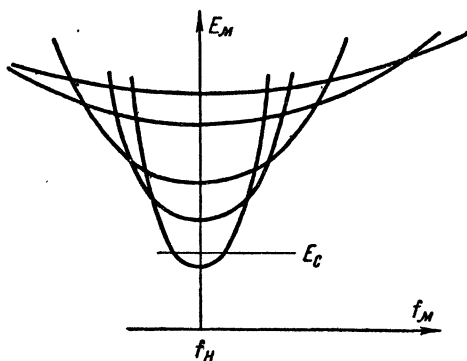


Рис. 14. Пороги подавления.

сильной помехи, хотя и на большом частотном интервале (как на кораблях), то подавление и в 1-м каскаде надо учитывать.

В приемнике с двухкратным преобразованием частоты важнейшими ветвями характеристики подавления будут те, которые соответствуют подавлению в первом и во втором преобразователях.

Приемник для слухового приема радиотелеграфии есть приемник с двухкратным (если не трехкратным) преобразованием. Каскад последнего преобразования (в тональную частоту) часто, но совершенно неправильно, называют 2-м детектором. Ни по назначению, ни по внутреннему процессу он ничего общего не имеет с детектором¹. Но для него, как правило, отношение между порогом подавления и нормальным напряжением полез-

¹ Преобразователь частоты не изменяет формы сигнала, он остается модулированным колебанием с тем же типом модуляции (телеграфная манипуляция — частный случай модуляции). Детектор служит для того, чтобы восстановить первичную электрическую форму сигнала — телефонный ток или П-образные импульсы телеграфных посылок.

ного сигнала много меньше, чем бывает в 1-м преобразователе. Поскольку за последним преобразователем может быть еще значительная селекция, то вполне вероятно, что именно подавление в этом преобразователе будет лимитировать избирательность приемника, а не прямая слышимость помехи. В частности, селекция, которую дает узкополосный тональный фильтр, в значительной мере обеспечивается благодаря этому.

При слуховой телеграфии даже в оконечном каскаде не исключена возможность подавления полезного сигнала мешающим. В самом деле, выходная мощность, которую может вообще дать этот каскад, бывает не очень велика по сравнению с нормальной мощностью полезного сигнала, да и не должна быть очень большой (чтобы импульсные помехи не оглушали телеграфиста). Помеха, имеющая амплитуду на сетке всего в 2—3 раза большую, чем полезный сигнал, уже, может быть, создаст подавление.

Сама же по себе слышимость помехи (с частотой, например, 2 000—2 500 гц) не затруднила бы существенно прием, учитывая селекцию слуха и телефона (телефона резонансного типа — для телеграфного приема).

Если в схему приемника введен ограничитель амплитуды, то он будет элементом, где особенно сильно выражено подавление слабого сигнала сильным.

Мы уделяем процессам подавления относительно много внимания потому, что до сих пор ими слишком мало интересовались.

15. МЕХАНИЗМ ПОДАВЛЕНИЯ

Знать только пороги подавления еще недостаточно: ведь мешающее колебание изменяется по амплитуде быстро или медленно, плавно или скачками. Изменение глубины подавления бывает даже важнее, чем средняя глубина.

Естественным дополнением к вышеописанной характеристике подавления, которую можно было бы назвать «резонансной», является «амплитудная характеристика подавления», т. е. зависимость выходного напряжения модулированного полезного сигнала от амплитуды мешающей э. д. с. на входе приемника или мешающего напряжения на входе каскада. Две формы их показаны на рис. 15 и 16. Последняя соответствует случаю, когда вве-

дение постороннего колебания сначала дает повышенное усиление полезного сигнала и лишь потом, при много большей величине E_M , подъем сменяется понижением.

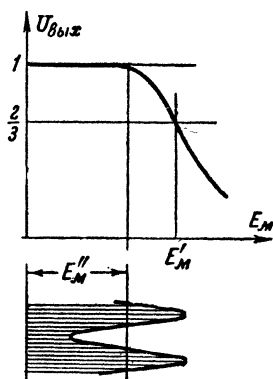


Рис. 15. Амплитудная характеристика подавления.

От каких же процессов зависит ход кривых?

Первый и главный в случаях, когда каскады работают при больших сеточных смещениях, связан с нелинейностью характеристик анодного тока. В усилителе рабочая точка для малого полезного колебания периодически перемещается в соответствии с большой мешающей амплитудой, проходя по участкам с разной крутизной. Амплитуда полезного действия тока в таком случае определяется средней величиной крутизны $S_{ср}$ за период мешающего колебания. Эта средняя величина может значительно отличаться от крутизны в начальной точке S_0 .

Отсюда и изменение в выходном напряжении.

Можно представить себе два крайних идеализированных случая характеристик тока и крутизны, изображенных на рис. 17 и 18. В первом случае, сходном с характеристикой ограничителя по максимуму амплитуды, средняя крутизна падает с ростом мешающего колебания; во втором, сходном с условиями в ограничителе по минимуму, средняя крутизна растет до некоторого предела. Отсюда хорошо видно существо процесса.

Более глубокое изучение деталей этого процесса может представить интерес только в особых случаях, когда нужно знать изменения в силе не только полезного колебания, но и мешающего; точнее — изменение в соотношении амплитуд после опреде-

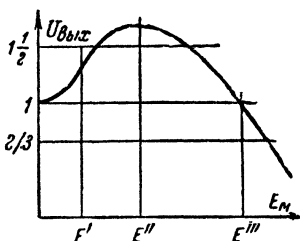


Рис. 16. Разновидность амплитудной характеристики подавления; до определенного напряжения помехи сигнал за счет ее действия усиливается.

ленного каскада — ограничителя. Это уже задачи амплитудной селекции сигналов. Вкратце коснемся их.

Вернемся к первому случаю. Считая, что начальная точка в середине линейного участка (рис. 19), и с обеих

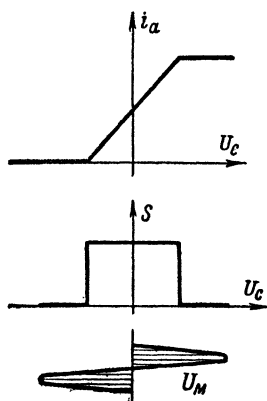


Рис. 17. Идеализированные характеристики тока и крутизны; средняя крутизна падает с ростом помехи.

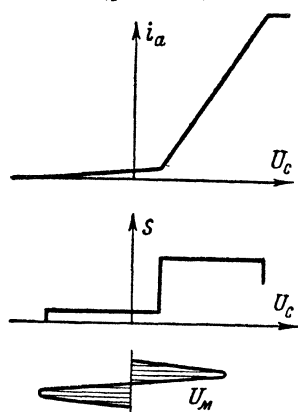


Рис. 18. Идеализированные характеристики тока и крутизны; средняя крутизна растет с увеличением помехи.

сторон имеем четко выраженное симметричное ограничение, получаем типичный ограничитель амплитуды.

Пусть на входе его имеется сумма двух синусоидальных колебаний: большого U_6 и малого U_M . Внизу эта

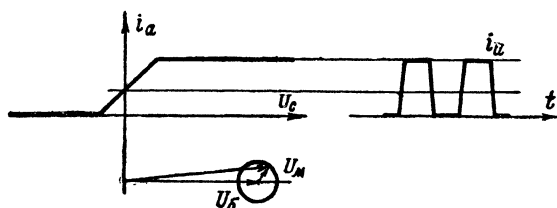


Рис. 19. Симметричное ограничение амплитуд по максимуму.

сумма показана в векторной форме: малый вектор равномерно вращается, создавая в суммарном колебании неглубокую, одновременно амплитудную и фазовую модуляцию.

Если U_6 много выше порога ограничения, то анодный ток имеет вид почти П-образных импульсов постоянной высоты, независимо от амплитуд на входе.

Наличие малого колебания практически почти не влияет на форму импульсов, а влияет только на их фазу.

Поэтому разлагая ток в ряд Фурье получим в качестве основной гармоники колебание, имеющее частоту большого входного напряжения и почти постоянную амплитуду, но модулированное по фазе на угол $\Phi = U_m/U_6$.

Такая модуляция эквивалентна наличию в выходном токе наряду с I_6 еще тока $I_m = I_6 \frac{1}{2} \Phi = \frac{1}{2} I_6 \frac{U_m}{U_6}$.

Отсюда $\frac{I_m}{I_6} = \frac{1}{2} \frac{U_m}{U_6}$, т. е. в пределе ограничитель по максимуму может изменить соотношение между амплитудами до 2 раз в пользу более сильного колебания.

Правда, одновременно возникает ряд комбинационных частот и, прежде всего, слагающая с частотой $2f_6 - f_m$ и амплитудой, равной I_m .

Такой ограничитель применяется для борьбы с типично импульсными помехами. Для этого он включается либо после детектирования, либо до него. Нетрудно видеть, что с точки зрения избирательности, при телеграфном приеме, он может также принести пользу, если включен после детектирования, когда можно считать, что именно полезный сигнал большой, а мешающий мал. Но в каскадах высокой или промежуточной частоты гораздо чаще будет обратное соотношение, и включение ограничителя резко увеличит подавление сигнала помехой; тоже будет и при гладких помехах.

Во втором случае (рис. 18), наоборот, амплитудная модуляция, созданная для суммарного входного колебания наличием малого колебания, будет сильно углублена за счет преимущественного усиления вершин. Поэтому малое колебание при наличии большого постороннего не только по абсолютной величине вырастет, но и соотношение между амплитудами на выходе по сравнению со входными изменяется в пользу малого полезного колебания.

Но, как правило, мы рассматриваем явление подавления, т. е. зависимость уровня сигнала от наличия и силы постороннего колебания как вредное, все равно, ведет ли оно к ослаблению или к усилению сигнала, так

как помеха редко бывает непрерывной; большие скачки уровня сигнала при каждой посылке мешающего сигнала, конечно, вредят разборчивости. Только имея в виду не весь приемник, а отдельные каскады, можно считаться с тем, что повышение уровня в одном каскаде может уравнивать понижение в другом.

В приемнике редко складываются условия, близкие к первому случаю (рис. 17), гораздо чаще — близкие ко второму (рис. 18), т. е. ведущие к повышению уровня. Так получается при работе с пониженным усилением по высокой частоте, когда рабочая точка лежит на пологом хвосте характеристики.

Мы говорили об усилителе, где картина физического процесса проще. В преобразователе зависимости сложнее, но общий характер тот же. Ток полезного сигнала (промежуточной частоты) пропорционален крутизне преобразования $S_{\text{пр}}$, которая в свою очередь при данной амплитуде гетеродина пропорциональна средней величине наклона кривой крутизны $\frac{ds}{du_c}$ на участке, охваченном

двойной амплитудой гетеродина. При наличии мешающего колебания участок, охватываемый колебанием гетеродина, периодически перемещается, что и вызывает изменение средней крутизны преобразования.

Если в приемнике малое смещение на сетках ламп, тогда выступает еще более важный фактор — сеточный ток. В зависимости от схемы мы имеем два случая:

1. Если сетка присоединена прямо к контуру, в цепи ее нет больших сопротивлений, то появление импульсов сеточного тока при наложении большого постороннего колебания создает активную проводимость — шунт к контуру — как для полезного колебания, так и для постороннего.

Для нас важна эквивалентная проводимость, появляющаяся для полезного колебания и равная средней величине проводимости сетки $\frac{di_c}{du_c}$ за период мешающего колебания. Она снижает усиление предшествующего каскада тем сильнее, чем выше Z контура, следовательно, особенно сказывается при работе на более длинных волновых диапазонах.

2. Если сетка отделена от контура переходным конденсатором и в цепи ее имеется большое сопротивление

r_c , то при появлении мешающего колебания лишь в первый момент проходят большие сеточные импульсы, потом создается добавочное смещение сетки. В дальнейшем идет только небольшой ток, восполняющий утечку заряда через r_c , поэтому шунтирующее действие невелико, но подавление создается благодаря смещению рабочей точки на характеристике анодного тока лампы.

Общая картина изменения уровня сигнала на выходе при прохождении телеграфной (П-образной) посылки мешающего сигнала и после нее будет иметь вид, показанный на рис. 20: сначала скачок вниз, обусловленный шунтирующим действием тока сетки, пока не зарядится

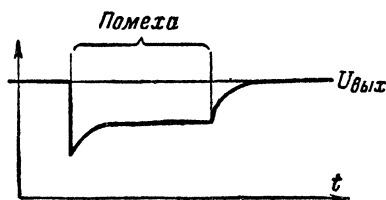


Рис. 20. Изменение уровня сигнала при телеграфной посылке.

переходный конденсатор, потом устанавливается уровень подавления, обусловленный добавочным смещением. В паузе конденсатор разряжается и сигнал постепенно возвращается к нормальному уровню.

С появлением сеточного тока приобретают значение еще два фак-

тора. Во-первых, цепи сеточного смещения разных каскадов могут быть связаны между собой большим сопротивлением в общей цепи — до разветвления к отдельным каскадам. Так бывает обычно при наличии в приемнике авторегулировки чувствительности. Тогда сеточный ток, возникший в одном каскаде, создает добавочное смещение не только в этом каскаде, но и в других, с ним связанных. В результате амплитудная характеристика подавления (рис. 15) становится более круто падающей — ближе к П-образной форме, т. е. порог подавления резко выражен и возможная глубина подавления велика.

Во-вторых, постоянные времени заряда и, особенно, разряда сеточных цепей начинают сказываться на слышимости помехи: при большой постоянной времени разряда сетка получает добавочное смещение почти постоянное — конденсаторы не успевают заметно разряжаться в паузах. Тогда получается почти равномерное ослабление уровня сигнала, но без сильных колебаний.

Так особенно легко сгладится влияние модуляции мешающего телефонного сигнала («переходная модуляция»).

Но при выборе параметров сеточных цепей надо считаться и с другим, противоположным соображением: при резко выраженных импульсных помехах желательно увеличивать постоянную времени заряда цепи авторегулировки (значит, и вообще сеточных цепей), а постоянную времени разряда делать небольшой, чтобы импульс вызывал менее глубокое и быстрее исчезающее подавление.

16. ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕХОДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Так как наличие постороннего колебания на входе изменяет амплитуду полезного колебания на выходе, то и всякое изменение величины постороннего колебания — модуляция его будет вызывать изменения, модуляцию полезного колебания. Сигнал в приемнике подвергается вторичной модуляции посторонним сигналом, получает от него «переходную модуляцию»¹. Модулируются одинаково и несущая волна и боковые полезного сигнала. Значит, переходная модуляция не просто прибавляется к первичной, собственной, модуляции сигнала, но ведет и к образованию комбинационных частот между составляющими обеих модуляций, т. е. к искажению передачи.

Сама переходная модуляция, которую можно было бы наблюдать, выключив модуляцию полезного сигнала, имеет кривую, отнюдь не совпадающую с кривой модуляции постороннего сигнала. Форма ее зависит от формы амплитудной характеристики подавления (рис. 15, 16) величины э. д. с. помехи и глубины модуляции последней. Нетрудно построить кривые переходной модуляции для разных случаев. Особенно при амплитудной характеристике вида рис. 16 имеем большое разнообразие; три характерных случая соответствуют величинам несущей волны помехи: E'_m ; E''_m ; E'''_m .

Значит, слышимость переходной модуляции отнюдь не будет одинаковой, если одинакова глубина подавления, создаваемого несущей волной помехи. Резонансная характеристика подавления, о которой мы говорили вы-

¹ Термин «переходная» наиболее удобен для обозначения добавочной модуляции, воспринимаемой данным сигналом от постороннего.

ше, оказывается недостаточной для оценки помехи от телефонного сигнала.

Ближе к этой оценке можно подойти через «характеристику переходной (перекрестной) модуляции».

Кстати отметим, что для описываемого явления у нас имеется уже другой термин — «перекрестная модуляция». Но это менее удачный термин чем «переходная»: он подходит по смыслу слова лишь к случаю взаимодействия двух сильных сигналов. В интересующих же нас случаях почти всегда один из сигналов слишком слаб, чтобы оказывать существенное влияние на передачу другого, влияние оказывается практически односторонним, а не перекрестным.

Процедура измерения «характеристики переходной модуляции» совершенно тождественна с описанной выше для «характеристики прямого прохождения мешающего сигнала», несмотря на глубокие различия во внутреннем процессе.

Единство методики для обеих указанных частей характеристики избирательности — большое удобство. Две части будут разделяться лишь в диаграмме: нижняя часть (прямого прохождения) поднимается круто, а верхняя (переходной модуляции) полого. И точка стыка этих частей может быть еще более заметной от того, что переходная модуляция, как правило, имеет перевернутую фазу и возможно частично уравнивание с тем, что дает прямое прохождение.

В области радиовещания такая характеристика принята за основную. Однако ее дополняют параллельным снятием резонансной характеристики подавления. Последнее учитывает, что процессы подавления иногда связаны с большой постоянной времени, вследствие чего переходная модуляция может оказаться мало заметной, даже при очень сильном общем понижении уровня сигнала — приближающемся к полному непрохождению.

Пороги мешания, определенные в одном и том же случае по двум видам испытания (подавления или переходной модуляции) будут вообще несколько различными, и как всегда мы к общей характеристике избирательности отнесем ту частную характеристику, которая дает более низкие пороги.

Можно отметить, что в самой характеристике переходной модуляции есть немалая доля условности. Если

мы при испытании взяли бы коэффициент модуляции обоих сигналов не 0,30, а положим, 0,80, то порог, т. е. E_m , при которой эффективная глубина переходной модуляции¹ составит $1/10$ от собственной модуляции, будет вероятно, ниже; сравнительно небольшая глубина допускаемой переходной модуляции создается, главным образом, верхушками положительных вершин модуляции постороннего сигнала, особенно если амплитудная характеристика подавления (рис. 15) имеет резко выраженный срез.

При телефонном приеме в качестве помех чаще следует ожидать радиотелеграфные сигналы. Влияние их будет двоякое: помимо возможного подавления, т. е. колебания уровня полезного сигнала, телеграфная работа (стук ключа) может быть слышна потому, что каждое включение и выключение передатчика действует на контуры приемника как аperiодический импульс, вызывающий в них затухающее колебание. Можно это влияние трактовать и иначе как перекрытие полосы пропускания приемника широкими боковыми полосами («рассеянным спектром»), сопровождающими телеграфный сигнал при «жесткой» (с резкими включениями и прерываниями) манипуляции.

Основные нормы подавления, о которых мы выше говорили, имеют в виду помехи от телеграфного сигнала при приеме такого же. Если принимается телефонный, то допускаемая глубина, может быть, будет иная.

Но для учета влияния импульсов манипуляции сейчас не целесообразно вводить особые пункты и нормы в методику испытания потому, что: 1) «жесткая» манипуляция вообще не должна допускаться в передатчиках и, несомненно, в ближайшее время будет обеспечено существенное сглаживание фронта телеграфных импульсов; 2) учет этого влияния не вводит в круг рассмотрения новых внутренних факторов и процессов, не отраженных уже в других характеристиках. При подсчетах характеристик

¹ Аналогично определениям для переменных токов в применении к кривой (огibaющей) модуляции, где величина несущей волны принята за единицу, можно говорить о глубине модуляции как о пиковом значении, эффективной глубине модуляции как о корне квадратном из среднего квадрата отклонения от уровня несущей волны и о коэффициенте модуляции как об амплитуде синусоидальной составляющей кривой модуляции.

вероятности помехи «рассеяния спектр» телеграфного сигнала должен быть учтен аналогично учету боковых полос мешающего радиотелефонного сигнала.

17. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ ПРИ РАДИОТЕЛЕГРАФИИ

Итак, общая характеристика избирательности приемника в основной ее части (окрестности основного канала) должна строиться как огибающая из всех перечисленных частных характеристик. Но мы до сих пор имели в виду главным образом телефонный режим. При радиотелеграфии набор характеристик существенно отличается.

Здесь не участвует детектор, взамен которого в схему входит добавочный преобразователь частоты, поэтому детектирование мешающего сигнала, даже если этот сигнал модулирован, отсутствует.

Характеристика прямого прохождения мешающего сигнала, в том виде как она входила одной из главных частей при телефонии, здесь отпадает. Соответственно вырастает роль характеристики биений, которую надо прослеживать в широких пределах по сравнению с очень узкой здесь полосой пропускания и с обязательным учетом селективности слуха и телефона. Но при этом подается только один — мешающий сигнал; наличие полезного здесь не нужно.

С возможными процессами подавления здесь, как уже отмечалось, приходится считаться во многих каскадах, даже в оконечном, особенно в последнем преобразователе. Причем в последнем преобразователе подавление может проявиться не только рано, при небольшом отношении U_m/U_c , но иногда может осложняться воздействием мешающего сигнала на второй гетеродин — захватыванием его частоты и, вследствие этого, изменением тона биений с полезным сигналом.

Все это может быть учтено при снятии характеристики подавления сигнала аналогично тому, как описано выше, только в режиме телеграфной работы. При этом также необходимо иметь перед вольтметром на выходе фильтр, отделяющий тон полезного сигнала от посторонних частот.

Стабильность частоты современных приемников позволяет делать такое испытание. Но ходовые типы генераторов сигнала не приспособлены для отсчета малых

изменений частоты, с которыми здесь имеем дело. Это—существенное затруднение.

Мешающей станцией может быть и радиотелефонная. Но нет необходимости отражать это в особом испытании: если несущая ее близка к несущей полезного сигнала, то помеха в форме биений будет учтена той же характеристикой биений; полагаем, что и нормы допускаемых напряжений на выходе остаются одинаковыми, как и при телеграфной помехе.

Далее, помеху от боковых полос постороннего телефонного сигнала, перекрывающих полосу пропускания, можно учесть уже при вычислении характеристики вероятности помехи, аналогично тому, как при телефонии. Только здесь полоса пропускания более узка. Эквивалентную ширину ее надо определить по характеристике биений, где уже отражена и селективность слуха, принятием норм для выходных соотношений, зависящих от тона помехи.

Наконец, процессы подавления, вызываемые посторонним телефонным сигналом при телеграфном приеме, дают иное и, вероятно, меньшее вредное влияние, чем от постороннего телеграфного сигнала: равномерное снижение среднего уровня сигнала и нечистый тон — за счет влияния переходной модуляции. Значит, фактически пороги мешания могут несколько отличаться от таковых при телеграфной помехе. Но этой разницей пренебрежем.

Итак, характеристика избирательности при телеграфном приеме составит из характеристики биений и характеристики подавления при нормах выходных соотношений, установленных для радиотелеграфии.

Та же характеристика послужит и для учета помех от радиотелефонных станций.

18. ЛИНЕЙНЫЕ ДОБАВОЧНЫЕ КАНАЛЫ

Помимо основной ветви, как мы уже говорили, характеристика избирательности имеет еще ряд добавочных ветвей, соответствующих особым частотным каналам помехи, т. е. тем частотным интервалам $f_m - f_c$, при которых частота мешающего сигнала преобразуется (в преобразователях частоты) в частоту, близкую к той, в которую превращается несущая полезного сигнала, но преобразуется иначе, как комбинационная другого вида.

Идеальным преобразователем мы считаем устройство, в котором: 1) для всякого практически вероятного напряжения сигнала, как полезного, так и постороннего, сохраняется линейная зависимость анодного тока от напряжения сигнала; 2) крутизна характеристики тока S изменяется с частотой гетеродина по точно синусоидальному закону; 3) сеточный ток отсутствует.

В таком преобразователе вовсе не образуется комбинационных между частотами приходящих сигналов, а с частотой гетеродина f_{Γ} каждая из составляющих спектра сигналов образует комбинационные только 1-го порядка; $f_{\Gamma} \pm f_{\text{м}}$ или $f_{\text{м}} \pm f_{\Gamma}$. Из них практическое значение имеют, как правило, только разностные частоты. Одна и та же промежуточная частота образуется в двух случаях: от полезной несущей как $f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} - f_{\text{с}}$ и от мешающей — «зеркальной» частоты $f_{\text{мз}} = f_{\text{с}} + 2f_{\text{пр}}$ как $f_{\text{пр}} = f_{\text{м}} - f_{\Gamma}$.

Процесс образования в обоих случаях совершенно одинаков, поэтому и помеха, имеющая приблизительно зеркальную частоту, проявляется совершенно так же, как помеха, близкая к основному каналу. Добавочная ветвь совершенно подобна основной ветви характеристики избирательности по составу и по форме, только в зеркальном отражении, но все пороги мешания для нее повышены в определенном отношении, что называется «ослаблением зеркального канала», повышены потому, что мешающее колебание проходит через часть приемного тракта (преселектор), контуры которого настроены на другую частоту.

В подобных же условиях проходит мешающее колебание, имеющее частоту, близкую к промежуточной.

Здесь также имеем «линейный», не связанный со специфически нелинейными процессами добавочный канал. Вершина этой добавочной ветви, как и вершина зеркальной, поднята над уровнем основной вершины (рис. 1) за счет селективности преселектора, резонансная кривая которого показана пунктиром с точкой.

В обоих случаях, и вообще для всех добавочных ветвей, приходится считать, главным образом, с тем видом помехи, который проявляется при наиболее низком пороге, а именно, с биениями между несущими принимаемой и посторонней станций. Тон биений для всех линейных каналов равен разности между посторонней несущей, с одной стороны, и характерной частотой рассмат-

риваемого канала, т. е. той, которая дала бы в конечном счете должное совпадение с преобразованной частотой полезного сигнала $f_6 = f_m - f_3$; $f_6 = f_m - f_{пр}$.

При наличии двух преобразований частоты оказывается уже три добавочных канала (рис. 2), из которых основное значение имеют два, помеченные f_3 и f'_3 , где ослабление ненастроенными контурами происходит лишь в одном месте: в контурах высокой либо первой промежуточной частоты. Третий канал f''_3 ослаблен селективностью обеих групп контуров. $f_{1г}$ — здесь частота 1-го гетеродина; $f'_{2г}$ и $f''_{2г}$ — приведенные частоты 2-го гетеродина

$$f'_{2г} = f_n + f_{2пр}; \quad f''_{2г} = f_3 \pm f_{2пр}.$$

Обычно второе преобразование бывает в тональную частоту при телеграфном приеме, и канал f'_3 можно назвать «зеркальным каналом телеграфии». Но в некоторых приемниках есть еще одно преобразование. Тогда получается семь зеркальных каналов, из них три таких, которые ослабляются лишь одной селективной группой.

Как уже отмечено выше, основная ветвь, если не ограничивать предела для E_m , сольется с побочными, включит все их в себя, вернее в общую огибающую, которая и будет полной характеристикой избирательности.

19. ПОБОЧНЫЕ КАНАЛЫ

К «побочным» каналам в узком смысле («нелинейным» каналам) мы относим добавочные каналы, обусловленные несовершенством преобразователя. Не раз уже отмечалось многообразие комбинаций частот, ведущих к образованию промежуточной частоты. Но для цельности дадим здесь краткий обзор.

Побочные каналы разбиваем на три группы:

1-я группа, где промежуточная образуется как комбинационная вида: $f_{пр} = \pm(nf_g - mf_m)$, т. е. как бы одинаковыми номерами обертонов обеих исходных частот.

Для этой группы характерно расположение, всегда одинаковое по отношению к основному каналу: побочные каналы группируются по обе стороны от частоты гетеродина на интервалах, равных $\frac{1}{2} f_{пр}$, $\frac{1}{3} f_{пр}$ и т. д. Важнейший из этой группы, а обычно и из побочных вообще, тот вид,

который ближе всего к основному, а значит, меньше всего ослаблен преселектором $f_m = f_n + \frac{1}{2} f_{пр}$. Здесь промежуточная есть комбинационная простейшего вида $f_{пр} = 2f_r - 2f_m$.

2-я группа соответствует образованию промежуточной как комбинационной между разными номерами гармоник: $f_{пр} = \pm (mf_r - nf_m)$. В каждой точке диапазона настройки приемника, т. е. на каждой f_n , по-иному располагаются эти каналы по отношению к основному. Количество каналов этого рода, в принципе возможных, весьма велико, но практически обнаруживается, при не слишком больших E_m , сравнительно немного; и лишь изредка наблюдаются каналы этой группы сильнее выраженные, чем побочный канал на $f_n + \frac{1}{2}f_{пр}$ и приближающиеся по уровню порога мешания к зеркальному каналу.

Главную роль в этой группе играют каналы, расположенные очень близко к основному, например на 20—50 кГц, где селективность преселектора почти не дает ослабления.

Они группируются вообще тем ближе к основному, чем ближе частота настройки f_n к величине, кратной промежуточной частоте. Настройки на частоты точно кратные — это особые точки в диапазоне.

Здесь подавая на вход одно синусоидальное колебание (сигнал близкой станции) с большой э. д. с. и частотой $f_c \approx f_n$ при телефонном режиме, наблюдаем слышимые биения («внутренняя интерференция»). Это происходит потому, что на особой точке настройки несколько побочных каналов совпадает с основным. Но так как частота сигнала обычно не вполне точно совпадает с f_n , то и промежуточные, образованные разными комбинационными, не совпадают между собою. Если обозначить $\Delta f = f_c - f_n$, то для основной промежуточной получим $f_{пр} = f_r - f_c - \Delta f$, а для слагающей, внесенной через побочный канал, $f_{пр} = f_r - f_c \pm n\Delta f$.

Ветви побочных (нелинейных) каналов обеих групп более узки, чем ветви зеркальных каналов, а именно, в n раз, ибо при отходе на Δf от характерной частоты канала, образованного комбинацией с n -й гармоникой постороннего сигнала, тон биений равен $n\Delta f$ и быстро достигает границы пропускания звуковых частот.

Чем выше относительная частота настройки $\frac{f_n}{f_{np}}$, тем выше номера гармоник m и n обоих колебаний, участвующих в образовании побочного канала 2-й группы. Именно, всегда $n \geq \frac{f_n}{f_{np}}$. Значит, практически сталкиваемся с очень высокими номерами порядка 10, 12 и выше. Чем обусловлена нелинейность столь высокого порядка?

Как и в процессах подавления, здесь участвуют два механизма: анодного тока и сеточного. В первом случае гармоники гетеродина порядка m соответствуют разложению в ряд Фурье кривой изменения крутизны S под влиянием гетеродина. Величина высших гармоник сильно зависит от амплитуды гетеродина и от наличия обертонов в самом напряжении гетеродина. Довольно высокие m легко могут получиться.

Обертоны частоты сигнала (порядка n) получаются только как результат нелинейности характеристики анодного тока. Здесь труднее получить высшие номера гармоник.

Импульсы сеточного тока, создаваемые сильными посторонними колебаниями или колебанием гетеродина, содержат обертоны высоких порядков. Поэтому в образовании побочных каналов 2-й группы, вероятно, главную роль играет сеточный ток.

В односеточном преобразователе сеточный ток есть функция обоих колебаний — мешающего и гетеродина. Поэтому сеточный ток содержит всевозможные комбинационные частоты. Из них могут открывать путь помехе дальше два типа комбинаций: 1) где образуется ток с частотой полезного сигнала; на сопротивлении предшествующего контура он создает напряжение, которое затем преобразуется в лампе так же, как колебание полезного сигнала; 2) где образуется ток с промежуточной частотой; если в цепи сетки имеется заметное сопротивление для этой частоты, например переходный конденсатор, то помеха образует соответствующее напряжение на сетке, которое затем просто усиливается лампой преобразователя.

3-я группа состоит обычно только из одного канала с частотами, близкими к частоте 1-го гетеродина $f_{1г}$, но при двухкратном преобразовании может прибавиться

еще второй канал — с частотами, близкими к приведенной частоте 2-го гетеродина $f'_{2г}$ (рис. 2).

Обычно пороги мешания в 3-й группе высоки, поэтому она имеет наименьшее практическое значение.

Процесс образования здесь своеобразный: постороннее колебание, складываясь с колебанием гетеродина, при односеточном преобразовании частоты, образует в нем

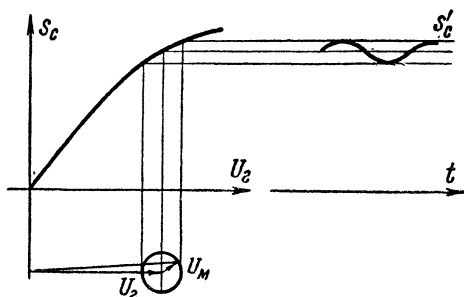


Рис. 21. Зависимость крутизны преобразования от амплитуды гетеродина.

амплитудную и одновременно фазовую модуляцию, с глубиной, равной отношению U_m/U_r на сетке преобразователя. Крутизна преобразования для полезного сигнала зависит от амплитуды гетеродина. Поскольку эта амплитуда колеблется с частотой биений $f_m - f_r$, то сигнал получает вторичную модуляцию частотой $f_m - f_r$.

Зависимость крутизны преобразования $S_{пр}$ от амплитуды гетеродина имеет обычно вид рис. 21. Влияние помехи тем сильнее, чем меньше амплитуда гетеродина по отношению к напряжениям сигналов. При небольших U_r можно считать крутизну преобразования просто пропорциональной амплитуде. Тогда глубина амплитудной вторичной модуляции сигнала¹ равна $m'' = \frac{U_m}{U_r}$. Отсюда при телефонии (допуская

$m'' = \frac{1}{10} m_c = 0,03$) «порог образования побочного канала 3-й группы» соответствует наличию на входе преобразователя $U_m \geq 0,03 U_r$.

¹ Вторичной называем вообще модуляцию, которую сигнал получает уже в приемнике, в отличие от первичной, с которой он приходит.

Не трудно видеть, что вершина добавочной ветви характеристики избирательности здесь не сужена, как для 1-й и 2-й групп; она была бы совершенно подобной ветвям линейных каналов, если бы колебания амплитуды гетеродина были единственным вредным процессом. Но при более высоких разностных частотах $f_m - f_T$ следует считаться и с колебанием фазы суммарного колебания (гетеродин + помеха), что создает частотную модуляцию сигнала и связанное с этим расширение спектра сигнала; поскольку полоса пропускания в последующих каскадах жестко ограничена, это влечет за собою искажение сигнала в части более высоких звуковых частот его модуляции и даже общее ослабление его уровня. Правда, обычно эта, более высокая, расширенная часть добавочной ветви уходит уже за пределы возможных в эксплуатации уровней посторонних сигналов.

20. ХАРАКТЕРИСТИКА ПОБОЧНЫХ КАНАЛОВ

Практически снимать кривые всех добавочных каналов было бы слишком кропотливой работой, а для линейных каналов и вовсе ненужной, ввиду того, что форма добавочной ветви повторяет основную ветвь, достаточно только определить уровень вершины. Для линейных каналов соотношение уровней («ослабление зеркального канала») не зависит от величины э. д. с. сигнала и положения регулировок чувствительности, т. е. режима каскадов и распределения усиления между ними. Но для нелинейных каналов всякого рода, в том числе и значительной части основной ветви, можно говорить о характеристике избирательности только при конкретных условиях. Поэтому и ординаты характеристики избирательности всегда выражают абсолютную величину E_m в микровольтах, а не просто отношение E_m/E_c .

При испытании сначала берем большое напряжение от генератора, заменяющего помеху (E_m и E_c — обе немодулированы), и, меняя ее частоту в широких пределах обследуем расположение добавочных каналов. Затем, останавливаясь на каждом из этих каналов и изменяя E_m , начиная с малых величин, определяем порог мешания, соответствующий вершине каждого из каналов в отдельности, беря допуски для получающегося на выходе напряжения биений такие же, как и при снятии характеристики биений в области основного канала.

Результаты можно записать в виде таблицы — уровня вершин побочных каналов и соответствующие частотные интервалы. Можно построить график, беря по ординатам такой же масштаб, как для основной ветви и отмечая вершину каждого канала одной точкой, а для абсцисс беря более сжатый масштаб, так как приходится охватывать широкую полосу частот.

Полагаем наиболее подходящим названием для такой записи «характеристика побочных каналов», считая эти каналы как бы особыми точками характеристики биений, существенная часть которой лежит в области основного канала.

Доля общей вероятности помехи, приходящаяся даже на зеркальный канал, как правило, невелика, а на другие побочные каналы приходится и еще меньше. Все же пренебрегать учетом этих каналов не следует.

Вопросы детального проектирования приемников сами по себе не входят в задачи данной работы; на основании изложенного можно лишь подчеркнуть необходимость изучения их не только в части распределения общей селекции между отдельными ее звеньями, но и влияния нелинейных элементов, где немало противоречивых соображений.

В частности, беря большую амплитуду гетеродина, выигрываем в порогах подавления и побочного канала 3-й группы, но зато сильнее выявляются каналы 1-й и 2-й групп.

21. ОДНОСИГНАЛЬНЫЕ, ДВУХСИГНАЛЬНЫЕ И МНОГОСИГНАЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ

На всем протяжении данного обзора мы рассматривали характеристику избирательности, получаемую путем «двухсигнального» испытания (на вход одновременно поданы принимаемый и один мешающий сигнал). Что существенно нового может прибавиться, если добавляются еще другие посторонние сигналы?

Просмотрим снова основные участки характеристики избирательности. В области малых частотных интервалов, области непосредственно слышимых биений, вся система приемника ведет себя как линейная. Эффект на выходе, создаваемый каждым из посторонних сигналов в отдельности, останется таким же и при одновременном действии другого. Введение двух мешающих сигналов

одновременно ничего нового не внесет и будет равноценно действию одного, соответственно более сильного сигнала.

То же можно сказать и о том участке, который мы назвали характеристикой «прямого прохождения». Здесь нелинейные процессы, кроме детектирования, не участвуют. В детекторе же, поскольку каждый из посторонних сигналов предполагается слабым по сравнению с полезным, детектирование каждого из посторонних не будет существенно зависеть от присутствия другого.

Наконец, то же можно сказать и о втором постороннем сигнале, когда он проходит не по основному, а по одному из добавочных линейных каналов. Везде мы имеем те же, известные и обследованные в двухсигнальном испытании, процессы.

Практическая возможность удовлетворительного приема будет определяться, главным образом, уровнем наиболее сильной помехи, т. е. постороннего сигнала, создающего наибольшее напряжение на выходе. Другие же, несколько более слабые, помехи лишь немного увеличивают общую громкость помех.

Значит, во всех участках, кроме тех, которые мы назвали «нелинейными» (C и побочные каналы), лабораторные испытания с введением сразу двух, не говоря уже о большем числе мешающих сигналов, были бы совершенно бесцельным усложнением. Только для области, в полном смысле слова нелинейных процессов, при прохождении помехи можно представить себе существенно новые возможности образования комбинационных колебаний за счет взаимодействия посторонних сигналов.

Именно, возможно образование комбинационных, разностных частот $f_{1м} - f_{2м}$ или более сложных $nf_{1м} - nf_{2м}$, которые могут быть близкими к промежуточной частоте. Тогда это комбинационное колебание, содержащее и модуляции обоих посторонних сигналов, создает на выходе слышимую помеху, между тем как каждый из посторонних сигналов в отдельности, или даже оба они, но при несколько иной разности несущих, не прошли бы.

Но вероятность встретить такие комбинации в действительности весьма невелика. Для этого нужно иметь одновременно два сильных посторонних сигнала, настолько сильных, чтобы, несмотря на значительное ослабление их преселектором, ибо по крайней мере один из них

удален от частоты настройки на интервал не менее $\frac{1}{2}f_{\text{пр}}$, они еще могли своим суммарным напряжением выходить за пределы практически линейного участка в 1-м преобразователе или предыдущем каскаде. И при всем этом между частотами их должен быть вполне определенный интервал.

Главное же, что учет возможности такого рода влияния не вводит новых соображений в оценку отдельных элементов селекции и режимов каскадов. Чтобы отодвинуть порог мешаний такой (комбинационной) помехи надо: 1) обеспечить возможно широкий линейный и не связанный с появлением сеточного тока рабочий участок каскадов и 2) возможно высокую добротность контуров, совершенно те же показатели, которые мы уже контролируем двухсигнальными испытаниями — характеристиками подавления и побочных каналов. Противоречий в требованиях не возникнет. Единственно только несколько повышается значимость каналов нелинейности. Вообще следовало бы слегка увеличить вероятность помехи по этим каналам, полученную из двухсигнальных испытаний.

Значит, все-таки нет особой надобности в трехсигнальных лабораторных испытаниях: характеристика избирательности, получаемая путем двухсигнальных испытаний дает достаточно исчерпывающие сведения как в части сравнительной оценки разных типов приемников, так и сравнительной оценки важности разных частотных каналов помехи в данном типе приемника, в целях выявления элементов приемника, требующих улучшения или, наоборот, допускающих упрощение.

Стремление в лаборатории воспроизвести всю сложность загрузки диапазона посторонними сигналами и помехами было бы вовсе неоправданным. Это, однако, не лишает смысла проведения ряда сравнительных испытаний, целиком перенесенных в обстановку действительной эксплуатации. Там мы теряем возможность анализа, по крайней мере, части отдельных частотных каналов. Но зато статистический характер общей оценки избирательности здесь отчасти обеспечивается автоматически — самим процессом испытания.

Поэтому длительные сравнительные испытания на избирательность, проводимые в пунктах с сильно загруженным диапазоном, могут быть ценным дополнением

к характеристикам вероятности помех, описанным выше.

С другой стороны, мы не уделили особого внимания характеристикам, получаемым односигнальными испытаниями, т. е. резонансным характеристикам усиления промежуточной и высокой частот и частотной характеристике усиления звуковых частот. Это только потому, что они вполне общеизвестны. Важность этих испытаний, дающих сравнительную оценку отдельных элементов селекции, очевидна. В серийных, а тем более производственных испытаниях наиболее ценны сведения именно о конкретных узлах приемника, поэтому там односигнальные испытания являются основными, если не единственными.

Но для оценки типа приемника, т. е. оценки качества разработки, согласованности элементов, а также степени возможного еще повышения избирательности, основной материал должна дать характеристика избирательности, получаемая как здесь описано.

Глава третья

ОСЛАБЛЕНИЕ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

22. ВОЗМОЖНОСТИ ОСЛАБЛЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

Супергетеродинный приемник подвержен, как известно, нескольким видам помех, свойственных только этой схеме. Так, наличие зеркального канала в супергетеродине является по существу фактом настройки приемника одновременно на две станции: на нужную, работу которой необходимо принять, и на отстоящую от нее по частоте (обычно выше) на удвоенную промежуточную.

Процесс преобразования частоты не зависит от того, будет ли принимаемая частота выше или ниже частоты гетеродина. В этом отношении как с физической, так и с математической точек зрения ничто не изменяется, а потому обе станции с указанной разностью частот могут быть приняты. Если учесть, что частотная загрузка рабочих диапазонов всюду плотна, то станет совершенно ясна серьезная необходимость ослабления зеркального канала.

Рассмотрим возможные средства ослабления.

Помеха, обладающая частотой зеркального канала и поступившая на сетку преобразователя, будет преобразована в промежуточную частоту. Следовательно, все возможные меры ослабления зеркального канала необходимо применять до преобразователя, т. е. в преселекторных контурах.

Подавление помехи в преселекторных контурах возможно двумя способами (при заданной промежуточной частоте). Общепринятый способ — это использование только избирательных свойств контура.

Второй способ базируется на применении специальных схем добавочного ослабления зеркального канала, при минимуме преселекторных контуров.

Исследуем оба способа подавления помехи по зеркальному каналу: способ подавления за счет применения специальной схемы при малом числе контуров (не более двух) и подавление преселекторными контурами различной добротности при различном их числе.

23. НЕКОТОРЫЕ СХЕМЫ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ОСЛАБЛЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

Так как ослабление зеркального канала зависит от преселекторных контуров, а именно от их числа и их

качества, то при необходимости иметь большие ослабления помехи преселекторная часть приемника сильно усложняется.

Это обстоятельство сравнительно терпимо в сложных приемниках 1-го класса, но в приемниках пониженного класса громоздкость преселекторной части недопустима. А между тем величины ослабления зеркального канала и в этом типе приемника нужны значительные.

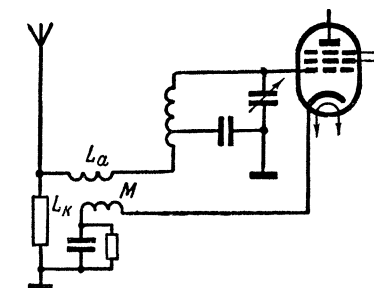


Рис. 22. Эквипотенциальная схема ослабления зеркального канала.

Естественно поэтому обратиться к специальным схемам, которые дают дополнительное ослабление без увеличения числа каскадов высокой частоты.

Одна из таких схем приведена на рис. 22. Наиболее полное подавление сигнала зеркального канала будет происходить в том случае, если сетка и катод лампы при воздействии помехи окажутся эквипотенциальными. Последнее обстоятельство осуществляется выбором соответствующей величины взаимной индуктивности катушек L_a и L_k .

Эти схемы работают устойчиво в диапазоне средних и длинных волн; в коротковолновом диапазоне они не применяются из-за сложности налаживания и наличия паразитных связей. А между тем ослабление зеркального канала на коротких волнах требуется не в меньшей степени, чем в длинноволновом и средневолновом диапазонах. Но если учесть, что в схеме преселекторные контуры на коротких волнах обладают худшей добротностью по сравнению

с контурами на длинные волны, и отношение частот основного и зеркального каналов уменьшается по мере повышения частоты, то задача ослабления зеркального канала на коротких волнах оказывается довольно трудной, к тому же не имеется методов равномерного подавления по всему диапазону. Для частичного подавления, т. е. подавления в небольшом участке, была исследована одна схема, представляющая довольно значительные преимущества в отношении простоты выполнения.

Схема показана на рис. 23, а.

Для зеркальной частоты ω_a контур LC , резонансная частота которого ω_0 , представляет емкостное сопротивление. Обозначим эту эквивалентную емкость через C_a и определим ее величину. Чтобы не усложнять выкладок и не иметь дело с громоздкими выражениями, пре-

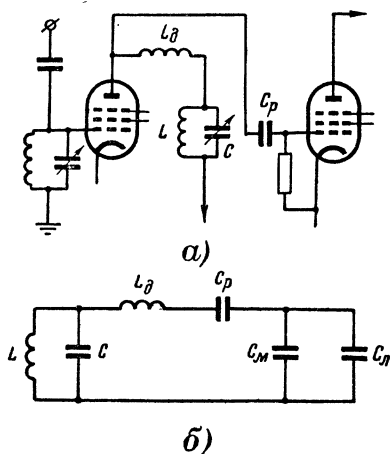


Рис. 23.

а — схема ослабления зеркального канала методом последовательного резонанса; б — эквивалентная схема.

небрежем потерями в контуре. Тогда сопротивление контура на зеркальной частоте будет:

$$Z_3 = j \frac{1}{\frac{1}{\omega_3 L} - \omega_3 C} = -j \frac{1}{\omega_3 C_3},$$

откуда

$$C_3 = \frac{\left(\frac{\omega_3}{\omega_0}\right)^2 - 1}{\omega_3^2 L}. \quad (1)$$

Как видно из рис. 23, между анодом лампы и контуром включена катушка L_d . Эта дополнительная катушка с емкостью C_3 , создаваемой контуром, может быть рассчитана на получение последовательного резонанса на зеркальной частоте.

Из условия резонанса можно написать равенство

$$j\omega_3 L_d = j \frac{1}{\omega_3 C_3}.$$

Подставляя C_3 из уравнения (1), получим:

$$L_d = \frac{L}{\left(\frac{\omega_3}{\omega_0}\right)^2 - 1}. \quad (2)$$

Такова величина дополнительной катушки L_d для одной заданной зеркальной частоты. Если рассматриваемая цепь состоит только из реактивных сопротивлений, то помеха, проходящая по зеркальному каналу рассчитанной частоты, не создает напряжения на этой цепи. Однако на других частотах резонанса не будет, и помеха станет в той или иной степени проявляться. Возьмем одну из таких зеркальных частот ω_c , лежащую выше или ниже рассчитанной, и определим сопротивление цепи

$$\begin{aligned} Z_c &= L_d \omega_c - \frac{1}{\omega_c C - \frac{1}{\omega_c L}} = L_d \omega_c - \frac{\omega_c L}{\left(\frac{\omega_c}{\omega_0}\right)^2 - 1} = \\ &= L_d \omega_c - \frac{\omega_c L \omega^2}{\omega_c^2 - \omega^2}. \end{aligned}$$

Подставляя сюда вместо L_d правую часть равенства (2), получим:

$$Z_c = \frac{L\omega_c}{\left(\frac{\omega_3}{\omega_0}\right)^2 - 1} - \frac{\omega_c\omega^2 L}{\omega_c^2 - \omega^2} = L\omega_c \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_3^2 - \omega_0^2} - \frac{\omega^2}{\omega_c^2 - \omega^2} \right).$$

Заменяя ω_3 через $\omega_0 + 2\omega_\pi$, где ω_π — промежуточная частота, и ω_c через $\omega + 2\omega_\pi$, будем иметь:

$$Z_c = \frac{L(\omega + 2\omega_\pi)}{4\omega_\pi} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_0 + \omega_\pi} - \frac{\omega^2}{\omega + \omega_\pi} \right).$$

Ослабление зеркального канала можно выразить через отношение резонансного сопротивления контура к сопротивлению цепи на зеркальной частоте, т. е.

$$\frac{Z_{\text{рез}}}{Z_a} = A = \frac{4\omega_\pi\omega_0 Q}{(\omega + 2\omega_\pi) \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_0 + \omega_\pi} - \frac{\omega^2}{\omega + \omega_\pi} \right)}. \quad (3)$$

Здесь Q — добротность контура.

Расчеты показывают, что схема с дополнительной катушкой может дать увеличение подавления порядка 10 дБ.

Экспериментальная проверка подтверждает полученные результаты вычисления.

Однако рассмотренная схема обладает недостатком, а именно, включение дополнительной катушки вносит расстройку в контур.

Разберем это обстоятельство.

Как видно из рис. 23,б, включение дополнительной катушки L_d создает параллельную контуру LC ветвь из катушки L_d , разделительной емкости C_p и емкостей двух ламп: анод-катод и сетка-катод, сумма которых обозначена через C_π . Емкость разделительного конденсатора C_p достаточно велика, а потому в дальнейшем учитывать ее не будем. Емкость монтажа, ламповой панели и прочие емкости, суммирующиеся с монтажом, обозначены через C_m . В свою очередь суммарную емкость $C_\pi + C_m$ обозначим как добавочную емкость через C_d .

Определим, какую расстройку вносит в контур на частоте ω параллельная ветвь, считая эту частоту ниже резонансной частоты ветви. В таком случае сама ветвь представит некоторую эквивалентную емкость C_B ; резонансную ее (ветви) частоту обозначим через ω_B .

Емкость C_B определится из следующего уравнения:

$$\omega C_B = \frac{1}{\frac{1}{\omega C_d} - \omega L_d}, \text{ откуда } C_B = \frac{C_d}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}.$$

Если отношение $\left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2 \ll 1$, то приближенно $C_B \approx C_d \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_B^2}\right)$.

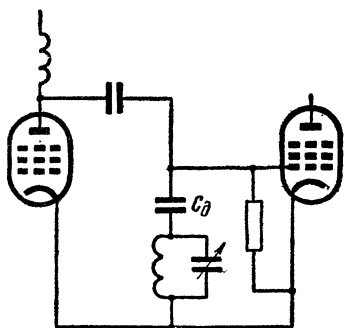
Чтобы получить приращение емкости, вносимое в контур за счет катушки L_d , нужно из величины C_B вычесть C_d . Тогда величина емкости C_0 , которая расстраивает контур, окажется равной

$$C_0 = C_B - C_d = C_d \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2. \quad (4)$$

Для вычисления самой расстройки можно применить известную формулу

$$\Delta f = \frac{f}{2} \frac{\Delta C}{C}. \quad (5)$$

Рис. 24. Вариант схемы ослабления зеркального канала методом последовательного резонанса.



Аналогичная схема (рис. 24), но с заменой катушки L_d на емкость C_d дает возможность избежать рас-

строек контура. Однако эта схема требует, чтобы контур на зеркальной частоте представлял не емкостное, а индуктивное сопротивление. Но это возможно только при зеркальном канале, имеющем частоту ниже принимаемого сигнала, т. е. при частоте гетеродина ниже принимаемой. В практике подобный случай имеет место редко.

Отметим еще одну схему подавления зеркального канала, представленную на рис. 25. Антенная цепь настраивается в середине рабочего поддиапазона и связы-

вается с замкнутым контуром взаимоиндуктивностью M и емкостью C .

Эквивалентная схема представлена на рис. 26,а. Здесь Z_a импеданс антенны; r_1 — сопротивление потерь катушки L_1 ; r_2 — сопротивление потерь контура. Схему (рис. 26,а) можно преобразовать в схему несимметричного четырехполюсника (рис. 26,б), причем отдельные импедансы будут:

$$Z_1 = r_1 + j\omega(L_1 \mp M);$$

$$Z_2 = r_2 + j\omega(L_2 \mp M);$$

$$Z_3 = j\omega(\mp M);$$

$$Z_4 = \frac{1}{j\omega C}.$$

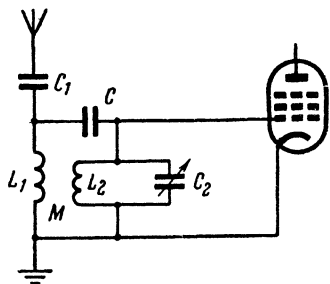


Рис. 25. Схема ослабления зеркального канала на входе приемника.

Эту схему четырехполюсника в свою очередь можно упростить (рис. 26,в). Здесь

$$Z_A = \frac{Z_1 Z_4}{Z_1 + Z_2 + Z_4};$$

$$Z_B = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 + Z_2 + Z_4};$$

$$Z_C = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_4} + Z_3.$$

Обозначим через P и F величины

$$P = \frac{1}{\omega C} - \omega(L_1 + L_2 \mp 2M); \quad F = \frac{1}{\omega C P}. \quad (6)$$

Тогда в выражениях для Z_A , Z_B и Z_C получим:

$$Z_A = F \left[r_1 + \frac{(r_1 + r_2) \omega (L_1 \mp M)}{P} \right] + j\omega F (L_1 \mp M);$$

$$Z_B = F \left[r_2 + \frac{(r_1 + r_2) \omega (L_2 \mp M)}{P} \right] + j\omega F (L_2 \mp M);$$

$$\begin{aligned} Z_C = & - \left[\frac{r_2 \omega (L_1 \mp M) + r_1 \omega (L_2 \mp M)}{P} + \right. \\ & \left. + \frac{\omega^2 (L_1 \mp M) (L_2 \mp M) (r_1 + r_2)}{P^2} \right] + \\ & + j \left[\omega M - \frac{\omega^2 (L_1 \mp M) (L_2 \mp M)}{P} \right]. \end{aligned}$$

В этом выражении из двойных знаков перед M берется знак минус, если M положительное, и знак плюс, если отрицательное. Для схемы рис. 25 величина M будет положительной (одинаковое направление витков), а по-

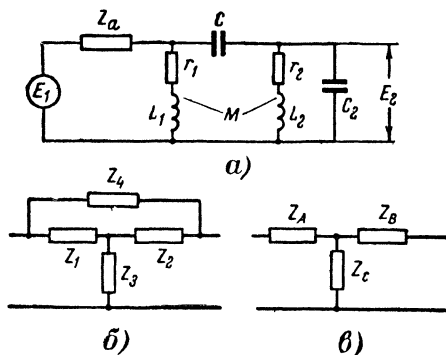


Рис. 26. Эквивалентная схема ослабления зеркального канала на входе приемника.

тому в выражениях, в которые входят $L_1 L_2$ и M , будет стоять знак минус.

Частота, на которой ослабляется (максимально) зеркальный канал в данной схеме, получится, если реактивную составляющую приравнять нулю,

$$\omega M - \frac{\omega^2 (L_1 - M)(L_2 - M)}{P} = 0.$$

Подставляя сюда вместо P выражение из (6), будем иметь:

$$\omega M \left[\frac{1}{\omega C} - \omega (L_1 + L_2 - 2M) \right] = \omega^2 (L_1 - M)(L_2 - M),$$

откуда

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{\frac{C(L_1 L_2 - M^2)}{M}}}.$$

Вводя коэффициент связи $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$, получим:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{MC \left(\frac{1 - k^2}{k^2} \right)}}.$$

Рассмотренная схема требует настройки антенной цепи хотя бы в одной из точек поддиапазона, например в его середине. Практически это редко может быть реализовано, так как работа приемников происходит на чрезвычайно разнообразные антенны.

Хотя разобранные схемы и обладают некоторыми недостатками, но при определенных условиях их можно эффективно использовать, получая дополнительное ослабление зеркального канала.

24. ВЕЛИЧИНЫ ОСЛАБЛЕНИЙ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА ПРИ ДВУХ И ТРЕХ КОНТУРАХ В ПРЕСЕЛЕКТОРЕ

Из предыдущего рассмотрения схем ослабления зеркального канала ясно, что эту функцию должны выполнять преселекторные контуры. Качество контуров, их количество и выбор промежуточной частоты дают воз-

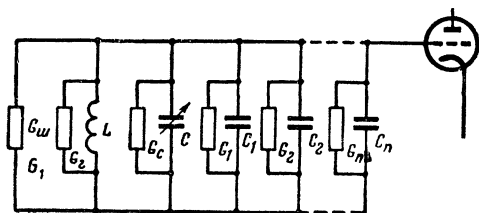


Рис. 27. Эквивалентная схема контура с потерями.

можность широко варьировать величинами подавления помехи по зеркальному каналу.

Для оценки величин добротности контуров нужно учесть все возможные потери. Расчеты значительно упрощаются, если применять к контурам величины, обратные добротностям, т. е. $\frac{1}{Q}$, или, что одно и то же, коэффициенты потерь δ , выражая посредством этих коэффициентов потери в отдельных деталях, входящих в контур.

Пусть требуется определить некоторую эффективную добротность контура, т. е. ту добротность, которую имеет контур, будучи включенным в приемник.

Эквивалентную схему такого контура можно представить рис. 27. Через L здесь обозначена индуктив-

ность катушки контура, через G_L — ее активная проводимость; C — конденсатор переменной емкости, потерями которого в воздушном диэлектрике практически можно пренебречь; $G_{ш}$ — сумма всех проводимостей, таких как входная проводимость лампы, проводимость гридлика и т. п. C_1, C_2, \dots, C_n ; G_1, G_2, \dots, G_n — конденсаторы с потерями, которые составляются из емкостей триммера, ламповой панели, монтажа и др.

Общая проводимость такой цепи будет складываться из проводимостей отдельных ветвей, т. е.

$$Y = G_{ш} + G_L + G_c + G_1 + G_2 + \dots + G_n - \\ - \frac{j}{\omega L} + j\omega (C + C_1 + C_2 + \dots + C_n). \quad (7)$$

При настройке контура в резонанс реактивные проводимости взаимно компенсируются; член G_c в нашем случае равен нулю, и проводимость получается чисто активной.

Формулу (7) можно переписать в следующем виде:

$$G = G_{ш} + \frac{\delta_L}{\omega L} + \omega \sum_{n=1}^n C_n \delta_n. \quad (8)$$

Обозначим суммарную емкость контура через C_s :

$$C_s = C + C_1 + C_2 + \dots + C_n$$

и величину эффективной добротности контура через Q_s . Тогда умножив (8) на ωL , будем иметь:

$$G\omega L = \frac{1}{Q_s} = \omega L G_{ш} + \delta_L + \frac{1}{C_s} \sum_{n=1}^n C_n \delta_n. \quad (9)$$

Такова в общем виде формула для вычисления результирующей величины добротности контура.

Чтобы подойти к оценке добротности контура, определим отдельные составляющие его потерь. Сделаем это для частоты 25 Мгц, имея катушку с добротностью равной 200.

Взятая величина добротности катушки в условиях работы будет снижена за счет действия двух факторов. Это, во-первых, влияние экрана, который уменьшит добротность примерно на 20%, и, во-вторых, влияние сердечника катушки, необходимого для изменения ее

индуктивности при сопряжении контуров. Как показывают исследования по данному вопросу, сердечник для подстройки на частотах, порядка взятой нами, можно применить медный, который в отношении потерь не превзойдет хороших сортов высокочастотного железа. Если изменение индуктивности будет находиться в пределах 10%, то вносимые сердечником потери снизят добротность на 10%. Следовательно, экран и сердечник вместе снизят добротность катушки с 200 до 140.

Учтем другие потери, вносимые в контур.

Сюда прежде всего следует отнести входное сопротивление лампы. Возьмем лампу 2Ж27; она будет иметь входное сопротивление на частоте 25 Мгц 87 000 ом.

Далее должны быть учтены детали и монтаж. Среди деталей отметим керамический триммерный конденсатор, емкость которого установим в 20 пф, материал с коэффициентом потерь $\delta = 8 \cdot 10^{-4}$. Для таких деталей, как ламповая панель, цоколь лампы, изолятор конденсатора настройки примем материал стеатит с коэффициентом потерь $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$. Суммарная емкость этих деталей будет порядка 4 пф.

Весьма существенные потери вносит изоляция монтажного провода. Коэффициент потерь для разных сортов монтажного провода колеблется по нашим измерениям, от $6,2 \cdot 10^{-3}$ до $9,4 \cdot 10^{-3}$. Примем емкость монтажа равной 11 пф, пусть из них только 5 пф падает на монтажный провод с коэффициентом потерь $\delta = 6,2 \cdot 10^{-3}$, остальная часть контурных проводов пусть проходит через стеатитовые шайбы.

В том случае, когда на управляющую сетку подается смещение через катушку контура, блокировка цепи смещения будет осуществляться конденсатором, входящим в контур. Чаше всего это бывает слюдяной конденсатор с емкостью 10 000 пф и коэффициентом потерь до $2 \cdot 10^{-3}$.

Теперь имеются все данные, чтобы, пользуясь формулой (9), определить добротность контура. Складывая отнесенные к контуру коэффициенты потерь отдельных деталей, получим:

| | |
|-----------------------|----------------------------------|
| катушка | 7,15 · 10 ⁻³ |
| лампа | 0,952 · 10 ⁻³ |
| детали и монтаж . . . | 0,905 · 10 ⁻³ |
| | <u>9,007 · 10⁻³</u> , |

откуда $Q_0=110$. Так как рассчитанная добротность относится к входному контуру, то при оптимальной связи с антенной полученная величина снизится в 2 раза и окажется равной 55.

Определим добротность 2-го контура преселектора (анодного). Здесь нужно учесть шунтирующее действие ламп: выходного сопротивления 1-й лампы, которое примем равным внутреннему сопротивлению, взяв величину $0,8 \cdot 10^6$ ом и входного сопротивления 2-й лампы. Кроме того, учтем влияние гридлика, сопротивление которого примем 1 Мом.

Сложим отнесенные к контуру коэффициенты потерь:

$$\begin{array}{rcl} \text{катушка} & \dots\dots\dots & 7,150 \cdot 10^{-3} \\ \text{лампы} & \dots\dots\dots & 1,095 \cdot 10^{-3} \\ \text{детали и монтаж} & \dots\dots\dots & 0,905 \cdot 10^{-3} \\ \hline & & 9,150 \cdot 10^{-3}, \end{array}$$

откуда добротность 2-го контура $Q_2=109$. Если в приемнике будет три контура, то добротность 3-го контура можно принять равной добротности 2-го, т. е. $Q_3=109$.

Пользуясь полученными величинами добротностей контуров, вычислим возможные ослабления зеркального канала при промежуточной частоте, равной 460 кГц. Для вычисления применим формулу

$$A = \sqrt{1 + (YQ)^2}. \quad (10)$$

Здесь A — ослабление;

$$Y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega},$$

где ω_0 — резонансная частота контура;

ω — частота при расстройке.

Вычисленные по формуле (10) ослабления будут относиться только к идеально сопряженным контурам преселектора. В действительности же такое сопряжение возможно только в трех, и при некоторых схемах в четырех точках поддиапазона; на остальных точках будет иметь место расстройка, которая может достигнуть 0,3%. При расстройке в сторону повышения частоты будет снижаться ослабление зеркального канала. В применении к нашим контурам получим снижение в 1,05 раз для пер-

вого контура и в 1,2 раза для второго, что дает величины ослаблений зеркального канала первым контуром в 3,6 раза и вторым — 6,2 раза.

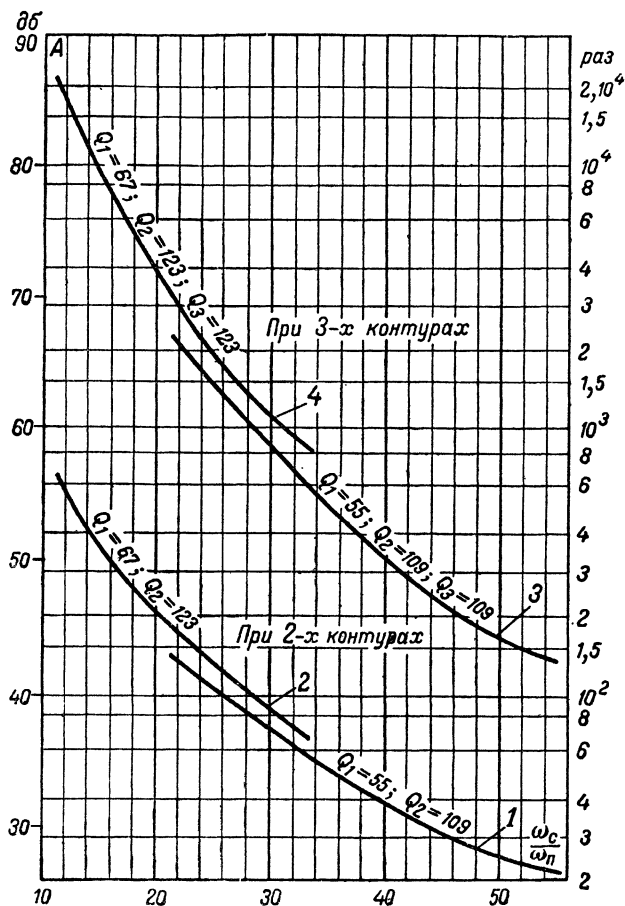


Рис. 28. Кривые ослабления зеркального канала с катушкой контура $Q=200$, лампа 2Ж27.

Подобный расчет, проведенный для частоты 7 МГц, при которой часть потерь изменится, как, например, потери на входное и выходное сопротивление ламп, потери

в сердечнике (карбонильном). В результате добротности контуров окажутся следующими:

$$Q_1=67; Q_2=123.$$

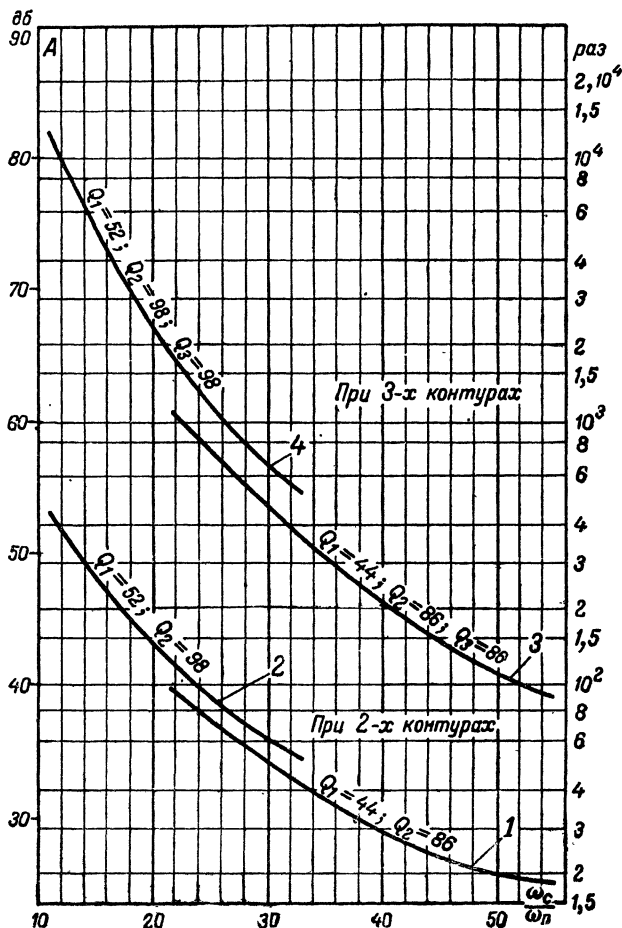


Рис. 29. Кривые ослабления зеркального канала с катушкой контура $Q=150$; лампа 2Ж27.

С учетом расстроек сопряжения ослабление зеркального канала будет для 1-го контура 15,3, для 2-го — 24,2.

Кроме катушки с добротностью 200, проведем расчеты ослаблений для добротности 150, при лампах 2Ж27 и

6SK7, причем для обобщения ослабления вычислены в функции отношения частоты сигнала ω_c к частоте промежуточной ω_n .

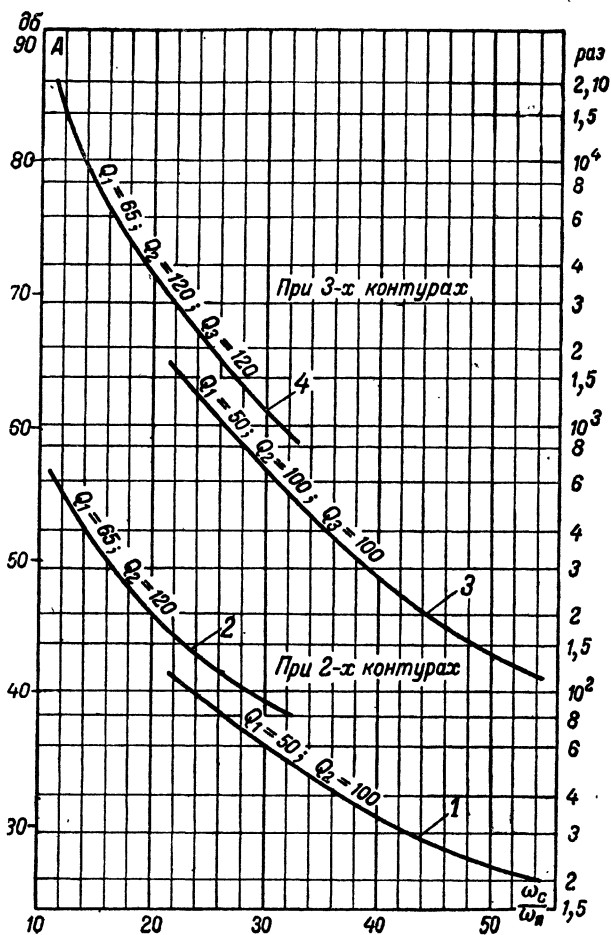
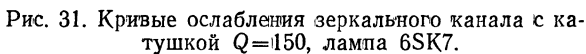


Рис. 30. Кривые ослабления зеркального канала с катушкой $Q=200$, лампа 6SK7.

Полученные результаты представлены в виде графиков на рис. 28-31.

Анализируя приведенные результаты видим, что нужные ослабления могут быть получены путем варьирования

указанных частот по мере повышения принимаемых частот возможны только с увеличением промежуточной частоты. Другими словами, при необходимости значи-



тельных ослаблений зеркального канала на коротких волнах нужно повышать промежуточную частоту. Это положение наглядно иллюстрируется вышеприведенными графиками. Так, в диапазоне частот 25 Мгц с тремя контурами при лучших катушках при соотношении частот 54,5 (промежуточная 460 кгц) ослабление получается в 138 раз, в то время как при соотношении частот 21,7 (промежуточная частота 1 150 кгц) ослабления доходят до 2 140 раз.

Таким образом, взяв промежуточную частоту достаточно высокой, можно получить очень большие ослабления зеркального канала. Однако стремление к очень высокому ослаблению зеркального канала может привести либо к неоправданному усложнению приемника за счет многоконтурного преселектора, либо к ухудшению селективности усилителя промежуточной частоты, а следовательно, появлению затруднений с заданными нормами по полосам мешания. Все это говорит о необходимости учета ряда факторов при выборе величины ослабления зеркального канала.

Глава четвертая

О НОРМАХ ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫХ СООТНОШЕНИЙ ПОМЕХИ К СИГНАЛУ НА ВЫХОДЕ ПРИЕМНИКА ПРИ СЛУХОВОМ ПРИЕМЕ РАДИОТЕЛЕГРАФИИ

25. ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для снятия характеристики реальной избирательности приемников для слухового приема радиотелеграфных сигналов необходимы нормы допустимого уровня мешающего сигнала на выходе приемника и нормы допустимой глубины подавления полезного сигнала.

Определение таких норм, пока ориентировочных, и является задачей настоящей работы.

Мешающий эффект от постороннего радиотелеграфного сигнала может проявляться в разных формах: в виде добавления напряжения мешающего сигнала к напряжению полезного сигнала на выходе, без изменения силы и тона последнего. Этот эффект сильно про-

является при небольшой разности частот полезного и мешающего сигнала и в сильной мере зависит от разницы в звуковых частотах.

Если же интервал между частотами полезного и мешающего сигналов достаточно велик и поэтому тон мешающего сигнала не слышен или очень резко отличается по частоте от полезного сигнала, то мешающий эффект телеграфного сигнала будет проявляться в виде изменения уровня полезного сигнала при каждой посылке мешающего сигнала, т. е. будет происходить подавление полезного сигнала мешающим.

Наконец, может быть сложный случай — мешающий сигнал не только добавляет свой слышимый тон, но одновременно влияет на силу полезного сигнала, подавляет его.

Значит, нужны нормы для допустимого соотношения выходных напряжений полезного и мешающего сигнала в зависимости от разности их частот, и для допустимого подавления полезного сигнала. Те и другие нормы нужны как для случая раздельного существования того и другого эффектов, так и при одновременном их проявлении.

При установлении норм учитывалось также и то, что разборчивость сигнала зависит еще от:

- отношения полезного сигнала к шумам и ширины полосы спектра шума;

- отношения скоростей передач мешающего и принимаемого сигналов;

- квалификации радиста;

- жесткости передачи сигнала (близости его формы к П-образной).

Работа по установлению норм делится на два этапа:

- 1) предварительное обследование с целью установления ориентировочных норм;

- 2) основное обследование с целью уточнения этих норм, уменьшения в них субъективного элемента.

В предварительном обследовании мы не исключаем полностью элемент субъективности: все исследования ведутся с использованием одного радиста. Поэтому полученные нормы мы считаем только ориентировочными. Знание их необходимо также для существенного уменьшения трудоемкости основного исследования, в котором для уменьшения случайного и субъективного элементов

будут использоваться несколько радистов и результаты будут проверяться повторными испытаниями.

В данной работе выполнен первый этап.

Все исследования проводятся на звуковых частотах, так как нас интересуют лишь соотношения напряжений на телефоне.

За допустимый уровень помехи мы принимали такой уровень, при котором еще возможно вести прием без ошибок. При увеличении этого уровня прием без искажений становится невозможным.

При определении допустимого уровня помехи радисту давалось время вслушаться в передаваемую работу. Между сеансами работы радисту предоставлялось время для отдыха. Приспособленность слуха радиста к ритму не только принимаемой, но и мешающей передачи, конечно, увеличивала допустимые уровни помехи: наибольшее действие помехи сказывается в первый момент начала работы мешающей станции.

Поэтому в расчетах на действительные условия эксплуатации правильнее считать все допустимые уровни помехи ниже, чем определенные в настоящей работе, когда радист был не утомлен и имел время освоиться с обоими сигналами; в каком отношении ниже — надо будет установить в дальнейшем.

26. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

Блок-схема установки показана на рис. 32. В состав установки входят: два генератора звуковой частоты, два трансмиттера, генератор шумов и усилитель низкой частоты с разделительными каскадами.

Один из звуковых генераторов дает полезный сигнал, другой — мешающий, «помеху». Оба сигнала манипулируются трансмиттерами, а затем складываются.

В качестве генератора шумов используется приемник с замкнутым накоротко входом. Прохождение и сложение сигналов видно из рис. 32.

На рис. 33 показана принципиальная схема установки.

Реле P_1 используется для манипуляции полезного сигнала, реле P_3 — для манипуляции мешающего сигнала. Реле P_2 осуществляет подавление полезного сигнала.

Подавление полезного сигнала мешающим проявляется в изменении силы полезного сигнала. Реле P_2 , так

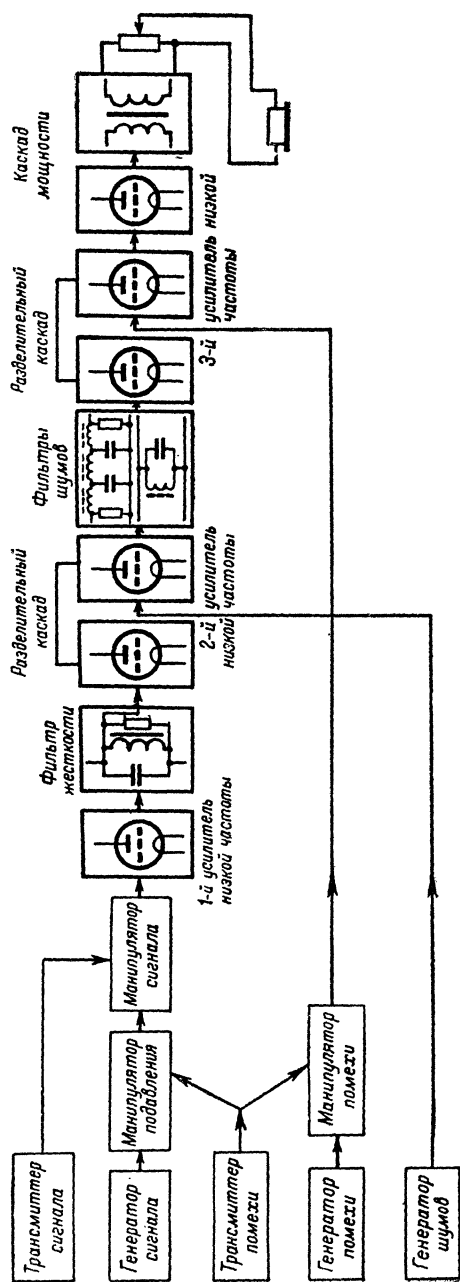


Рис. 32. Блок-схема установки.

же как и реле P_3 , работает от трансмиттера помех. Как видно из рис. 33, реле R_2 замыкает часть потенциометра ПД и тем самым изменяет (уменьшает) силу полезного сигнала.

В зависимости от положения ползунка потенциометра ПД будет меняться глубина подавления полезного сигнала. Глубина подавления определяется здесь как отношение $\frac{r}{R}$. Потенциометр ПД имеет шкалу, по которой можно определить положение ползунка и отсюда глубину подавления.

Величина мешающего напряжения регулируется с помощью потенциометра ПМ, который также имеет градуированную шкалу.

Переключатель Π служит для скачкообразного изменения уровня мешающего сигнала ступенями по 2 дБ; эта регулировка будет использована лишь во втором этапе исследования.

При положении переключателя в положении 1 или 1' уровень соответственно изменяется +2 дБ или -2 дБ. При положении 2 или 2' уровень соответственно изменяется на +4 дБ или -4 дБ.

Потенциометр R служит для изменения полосы пропускания фильтра Φ_1 (Φ_1 —фильтр жесткости сигнала), Φ_2 и Φ_3 —фильтры шумов (Φ_2 —узкополосный фильтр, Φ_3 —широкополосный).

Усилитель имеет выход на четыре пары телефонов. С помощью потенциометров R_1 , R_2 , R_3 , R_4 каждый радист имеет возможность устанавливать желаемую громкость.

Величины напряжения полезного сигнала и шумов устанавливаются по выходному вольтметру V_1 . По этому же прибору определяется величина напряжения мешающего сигнала.

Во время работы (когда дается текст) напряжения шумов и полезного сигнала на выходе поддерживаются в неизменном отношении с помощью вольтметра V_3 , которым контролируется постоянство этих напряжений на входе. Для определения уровня, при котором радисты ведут прием, служит вольтметр V_2 .

Основные данные усилителя

Резонансная частота фильтра жесткости и узкополосного фильтра шумов равна 1 000 гц. Полоса пропускания

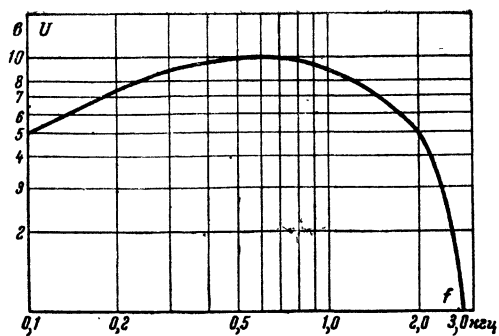


Рис. 34. Частотная характеристика усилителя с фильтром.

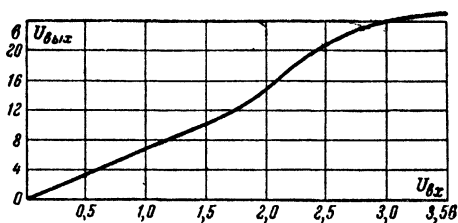


Рис. 35. Амплитудная характеристика усилителя.

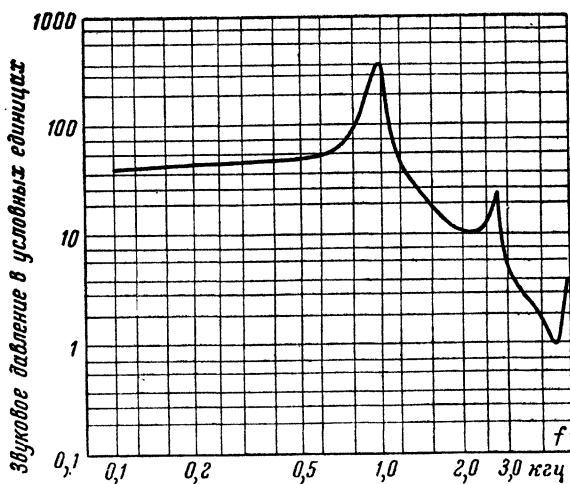


Рис. 36. Частотная характеристика телефонов.

узкополосного фильтра шумов на ординате 0,7 равна 300 гц, на ординате 0,5—450 гц. Полоса пропускания фильтра жесткости на ординате 0,7 равна 400 гц на ординате 0,5—670 гц.

Широкополосный фильтр Φ_3 имеет расчетную пограничную частоту 2500 гц. Фактическая же частотная характеристика усилителя с этим фильтром со входа шумов представлена на рис. 34, существенное ослабление здесь начинается примерно с 2000 гц.

Амплитудная характеристика усилителя показана на рис. 35. Пределы ее почти линейного участка обеспечивают возможность работы в интересующем нас диапазоне величин, без перегрузки. Прием сигналов велся на телефоны, частотная характеристика которых приведена на рис. 36.

27. ВЛИЯНИЕ СООТНОШЕНИЯ СКОРОСТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА И ПОМЕХИ

От генератора «сигнал» подавалось напряжение с частотой 1000 гц. От генератора «помеха» подавалось напряжение с частотой 980 гц. Генератор «сигнал» манипулировался лентой с цифровым текстом со скоростью 80 знаков в минуту. Генератор «помеха» также манипулировался лентой с цифровым текстом, скорость этой передачи изменялась ступенями.

При соотношении скоростей передачи полезного сигнала и помехи 1 : 1 с помощью потенциометра ПМ, отношение $\frac{U_c}{U_{\pi}}$ подбиралось таким, при котором еще радист может вести прием полезного сигнала.

Затем скорость передачи мешающего сигнала изменялась на ± 5 знаков/мин, и по числу искаженных знаков определялось как это отражается на четкости приема, точнее на допустимом уровне помехи.

В результате испытаний было установлено, что при изменении скорости помехи на ± 15 знаков/мин, условия приема еще не изменяются.

При еще большем изменении скорости помехи условия приема улучшаются, но незначительно.

Было определено, что если скорость мешающей передачи в отдельном опыте не сохраняется постоянной, а сравнительно быстро меняется, то прием (при том же напряжении помехи) сильно затрудняется. Отсюда сле-

дует, что немалую роль может играть приспособленность слуха телеграфиста к ритму не только принимаемой, но и мешающей передачи.

Вопрос влияния соотношения скоростей передачи сигнала и помехи на условия приема нас интересовал только с точки зрения выбора наихудших условий приема при определении допустимых норм подавления и уровня помехи; поэтому более подробным исследованием этого вопроса мы не занимались.

28. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОГО УРОВНЯ ПОМЕХИ ПРИ ОТСУТСТВИИ ПОДАВЛЕНИЯ

Допустимые уровни помехи определялись для различных частот помехи (см. табл. 1 и рис. 37).

Таблица 1

Предельно-допустимые отношения $\frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}}$
при разных уровнях шума

| Частота помехи, гц | Предельно-допустимые отношения | | | Частота помехи, гц | Предельно-допустимые отношения | | |
|-----------------------|-----------------------------------------|-----------------------------------------|-----------------------------------------|-----------------------|-----------------------------------------|-----------------------------------------|-----------------------------------------|
| | $\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}=5:1$ | $\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}=3:1$ | $\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}=2:1$ | | $\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}=5:1$ | $\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}=3:1$ | $\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}=2:1$ |
| 200 | — | — | 5,35 | 1 000 | 0,4 | — | — |
| 400 | 7,7 | — | 3,0 | 1 050 | 0,4 | — | — |
| 500 | 3,06 | 2,94 | 2,0 | 1 100 | 0,6 | 0,5 | 0,4 |
| 750 | 1,9 | — | — | 1 200 | 1,55 | — | — |
| 800 | 1,2 | — | — | 1 500 | 2,3 | — | — |
| 900 | 0,96 | — | — | 2 000 | 4,0 | 3,3 | 1,4 |
| 950 | 0,52 | — | — | 2 500 | 9,4 | — | 4,3 |
| 975 | 0,52 | — | — | | | | |

Измерения проводились следующим образом. От генератора «сигнал» подавалось напряжение с частотой 1 000 гц. На выходе устанавливалось определенное отношение напряжений сигнала к шумам. При этом величина напряжения сигнала устанавливалась при выключенном генераторе шумов, а величина напряжения шумов — при выключенном генераторе «сигнал». Затем включались трансмиттеры сигнала и помехи, которые манипулировали полезный сигнал и сигнал помехи цифровым

текстом. При этом подавление полезного сигнала отсутствует — реле P_2 выключено.

Скорость передачи полезного и мешающего сигнала равна 80 знаков/мин. Полоса фильтра шумов широкая.

Одновременно с приемом радистом текста ведется его проверка. Уровень помех увеличивается до тех пор, пока радист может еще вести прием без ошибки.

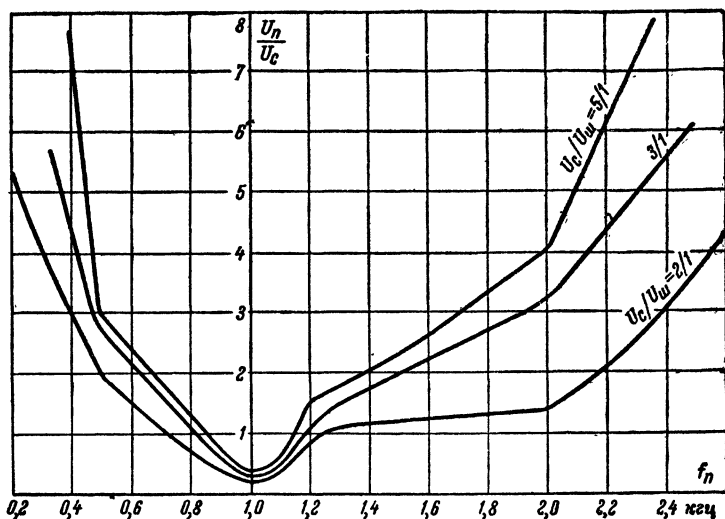


Рис. 37. Изменение допустимого отношения помехи к сигналу в зависимости от частоты помехи при разном отношении сигнала к шуму.

Этот предельный уровень принимается за норму допустимого.

Определив этот уровень, выключаем генератор «сигнал», генератор шумов, манипуляцию генератора «помеха» и определяем по выходному прибору величину мешающего сигнала.

В процессе работы уровень шумов, величины мешающего и полезного сигналов контролировались входным прибором V_3 , уровень громкости регулировался радистом с помощью потенциометра, включенного на выходе схемы.

Нормы устанавливались при отношениях сигнала к шумам, равных 5:1, 3:1, 2:1. Результаты измерений до-

пустимых отношений напряжений помехи к сигналу на выходе усилителя приведены на рис. 37.

Следует отметить, что при измерениях не учитывалось влияние активного сопротивления потенциометра, включенного последовательно с телефонами, имеющими реактивное сопротивление. Поэтому действительные отношения напряжений на самом телефоне при увеличении частоты должны повышаться несколько быстрее, чем показано в правой ветви кривой на графике.

29. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОЙ ГЛУБИНЫ ПОДАВЛЕНИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ПРЯМОЙ СЛЫШИМОСТИ ПОМЕХИ

В эксперименте подавление полезного сигнала осуществлялось частичным замыканием потенциометра ПД, с которого снимался полезный сигнал (рис. 38). Реле

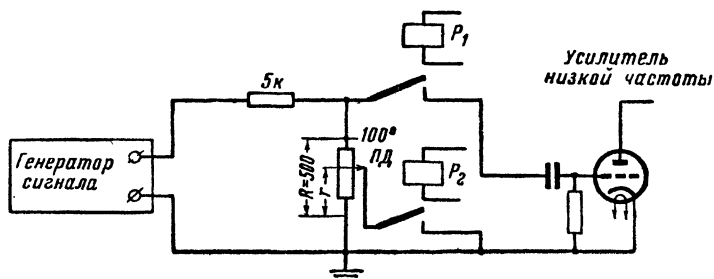


Рис. 38. Схема подавления полезного сигнала.

P_2 приводилось в действие от трансмиттера помех, манипулируемого перфорированной телеграфной лентой. Глубина подавления определялась как отношение $r/R=d$. От звукового генератора «сигнал» подавалось напряжение с частотой 1 000 гц. Это напряжение манипулировалось с помощью реле P_1 от трансмиттера «сигнал» цифровым текстом.

Генератор помех при эксперименте был выключен.

Положение ползунка потенциометра ПД подбиралось такое, при котором радист мог бы вести прием цифрового текста без ошибок. Найдя такое положение пол-

Таблица 2

Предельно-допустимая глубина подавления при отсутствии слышимости мешающего сигнала

| Отношение шум/сигнал | Предельно-допустимая глубина подавления, % | |
|----------------------|--------------------------------------------|--------------------|
| | Полоса шумов широкая | Полоса шумов узкая |
| 0 | 69 | — |
| 1:10 | — | 49 |
| 1:5 | 64 | 46 |
| 1:3 | 54 | 41 |
| 1:2 | 40 | — |

При установке величины напряжения полезного сигнала генератор шума выключался, а при установке величины шума выключался генератор сигнала.

Результаты испытаний приведены в табл. 2 и на рис. 39.

Одновременно было определено допустимое отношение $\frac{U_c}{U_{ш}}$

для цифрового текста при отсутствии подавления полезного сигнала. Оно получалось равным 1,15.

Данные табл. 2 (для широкой полосы) представлены также на рис. 40. U'_c на этом рисунке обозначает напряжение полезного сигнала, которое осталось после подавления. Из этого рисунка видно, что с увеличением шумов это напряжение увеличивается, а отношение $\frac{U'_c}{U_{ш}}$ уменьшается и стремится к допустимой величине, рав-

зунка, определяли отношение $d = \frac{r}{R}$, т. е. допустимую величину подавления.

Эту норму определяли отдельно для широкой и узкой полос фильтров шумов и для разных отношений сигнала к шуму.

При испытаниях скорость передачи сигнала и помехи была равна 80 знаков/мин. Уровень громкости подбирался радистом.

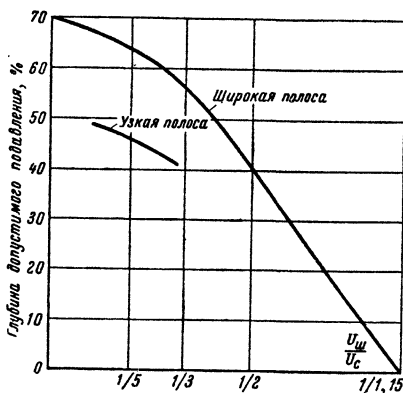


Рис. 39. Изменение допустимой глубины подавления в зависимости от отношения шума к сигналу.

ной 1,15, которая имеется при отсутствии подавления (эти отношения показаны внизу на рис. 40).

В результате подавления происходит дробление сигнала, понижающее его четкость, разборчивость. При каждой посылке мешающего сигнала происходит соответствующее изменение силы принимаемого сигнала,

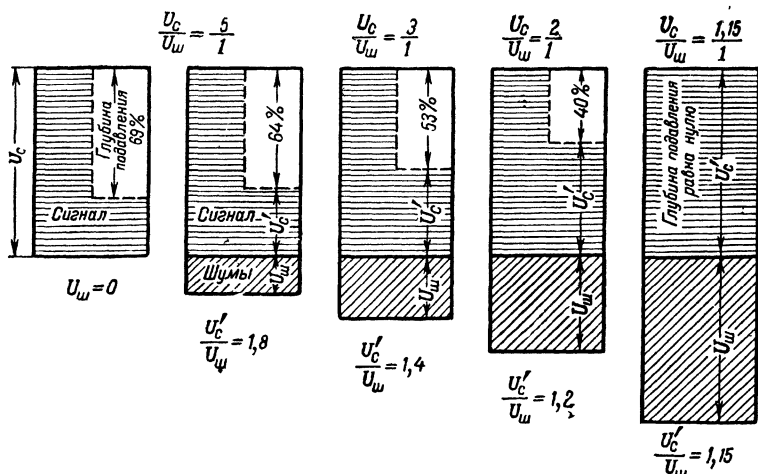


Рис. 40. Диаграммы допустимого подавления для разных отношений сигнала к шуму.

вследствие чего он принимает форму, подобную представленной на рис. 41. Если бы подавление сигнала было равномерным (без пауз), то с увеличением уровня шума напряжение U'_c также бы увеличивалось, но отношение $\frac{U_c}{U_{ш}}$ оставалось бы одинаковым и равным 1,15,

так как такое подавление соответствовало бы простому уменьшению уровня сигнала (допустимое отношение $\frac{U_c}{U_{ш}}$

при отсутствии подавления равно 1,15). Но когда подавление создается манипулированной помехой, результат его заключается не только в понижении уровня сигнала, но еще во внесении чуждого ритма. Поэтому при том же превышении сигнала на минимумах над шумами условия приема при подавлении сигнала затрудняются.

Более наглядно переход от лимитирования приёмом шумами к лимитированию его только подавлением показан на рис. 42, где отношение подавленного сигнала к шумам $\frac{U'_c}{U_{ш}}$ дано как функция глубины подавления d .



Рис. 41. Изменения формы сигнала при воздействии помехи.

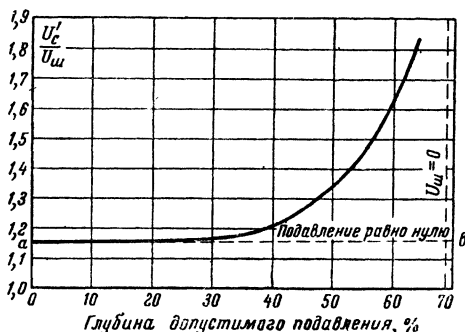


Рис. 42. Изменение отношения $U'_c/U_{ш}$ в зависимости от глубины подавления.

Можно сказать, что подавление сигнала до 40% еще не является самостоятельной помехой, но затем вскоре к нему переходит ведущая роль.

Итак, на явлении подавления лучше всего видна необходимость проведения исследований именно при телеграфной работе, а также невозможность установления нормы только на основании данных о маскировке чистых тонов.

30. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОГО УРОВНЯ ПОМЕХИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОДАВЛЕНИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА

Из графика (рис. 42) видно, что эффект подавления начинает заметно сказываться на качестве приема при 40%-ной глубине подавления полезного сигнала, а при

50%-ной глубине подавления оказывает весьма значительное действие.

Исходя из этого, при определении норм допустимого уровня помехи при наличии подавления полезного сигнала была выбрана 40 и 50%-ная глубина подавления.

Испытания проводились согласно методике, указанной в § 28 для трех частот помехи.

При этом включалось реле P_2 и с помощью потенциометра ПД устанавливалась указанная глубина подавления.

Таблица 3

Предельно-допустимое отношение $\frac{U_{\Pi}}{U_c}$ в зависимости от
глубины подавления, при отношении $\frac{U_{\Pi}}{U_c}=1:5$

| Частота помехи, гц | При глубине подавления | | | Изменение порога мешания |
|-----------------------|------------------------|----------|----------|--------------------------|
| | $d=0$ | $d=40\%$ | $d=50\%$ | |
| 500 | 3,1 | 1,2 | 0,90 | 1:0,39:0,29 |
| 1 100 | 0,60 | 0,36 | 0,20 | 1:0,60:0,33 |
| 2 000 | 4,0 | 1,8 | 1,1 | 1:0,45:0,28 |

Результаты измерений приведены в табл. 3, где для сравнения также приведены величины порогов мешания при отсутствии подавления (из табл. 1). Там же (в правой части) показаны отношения, в которых изменяется порог мешания в зависимости от глубины подавления.

По-видимому, это изменение не зависит или мало зависит от частоты помехи.

Поэтому фактически необходимую нам полную таблицу порогов мешания в функции двух переменных — частоты помехи f_{Π} и глубины подавления d можно будет получить из данных:

1) порогов мешания (для большого числа частот) без подавления и 2) определений зависимости допустимого отношения от глубины подавления d , обследованных лишь на немногих частотах. Это существенно сократит трудоемкость обследования. Из таблицы 3 (правой части) получается впечатление, что здесь подавление как особый существенный фактор помехи имеет значение уже при глубине меньше 40%. Правда, в одном случае (1 100 гц и 40%) порог мешания изменился как раз

в таком отношении (0,60), как если бы все сводилось к получению третьего отношения $\frac{U_n}{U_c}$ в момент пониженного уровня полезного сигнала.

Впрочем, точность такого рода определений вообще невелика, и случайные факторы играют большую роль; для более точных определений нужен эксперимент в более широком объеме.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мы рассмотрели ряд внутренних процессов в приемниках и способов учета этих процессов в форме электрических характеристик.

Для правильной работы преобразовательного каскада супергетеродинного приемника желательно ограничиваться умеренным усилением до преобразования. Это усиление должно быть таково, чтобы можно было только пренебречь шумами последующих каскадов, не больше.

Характеристика избирательности имеет участки, соответствующие определенному виду помех и проявляющиеся наиболее сильно в этой области. Такие участки характеристики могут быть характеристиками биений, прямого прохождения помехи, переходной модуляции, подавления полезного сигнала помехой.

При анализе критерия оценки избирательности даны определения «помехи» и «порога мешания». Не следует термину «помехоустойчивость» придавать универсальный характер. Следует иметь в виду разницу в помехоустойчивости приемника по отношению к стационарным и импульсным помехам.

Задача повышения устойчивости к импульсным помехам и повышения избирательности к стационарным помехам ставит прямо противоположные требования к некоторым элементам приемника.

Оценка правильности спроектированного приемника вытекает из анализа отдельных участков характеристик, из анализа элементов приемника, которые нуждаются в усовершенствовании, или, наоборот, могут быть упрощены без существенного ущерба для избирательности приемника в целом.

Само собой разумеется, что такая оценка должна быть связана с целесообразным уровнем требований, предъявляемых к приемнику определенного назначения, к его основным элементам, от которых зависит избирательность: ширина полосы пропускания, крутизна скачков резонансной характеристики, ослабления зеркального канала, порогов подавления полезного сигнала помехой в различных каскадах приемника.

Естественно, что оценка данного типа приемника возможна на базе испытаний, которые в свою очередь должны вестись по соответствующей методике. Методика испытаний включает определение: характера, порядка и смысла отдельных измерений, из которых складывается испытание, и условий, необходимых для удовлетворительной точности этих измерений.

Свести испытание и оценку типа полностью к определенному шаблону, конечно, невозможно: слишком разнообразны и конкретны типы приемников, и еще более, условия эксплуатации. При выработке программ испытаний и при анализе результатов всегда нужны вдумчивость и техническая инициатива.

Не следует при лабораторных испытаниях стремиться копировать реальные условия с их сложностью и изменчивостью. Методика испытаний приемника должна отражать все основные внутренние процессы, характерные для его нормальной работы, но в упрощенном виде. Это нужно не только для уменьшения трудоемкости, но прежде всего для возможности анализировать результаты испытания и четко выявить роль определенных внутренних факторов, а также для сравнимости результатов.

Задача всесторонней оценки приемника, всестороннего учета требований эксплуатации, разумеется, может решаться лишь путем последовательного приближения, рядом этапов, которые выявят более точные и полные данные.

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| Предисловие | 3 |
| Введение | 4 |
| Глава первая. Характеристика избирательности и задачи ее исследования | 7 |
| 1. Порог мешания | 7 |
| 2. Общий вид характеристики избирательности | 9 |
| 3. Критерий избирательности и конечная цель испытания | 12 |
| 4. Характеристика вероятности помехи и кривая распределения уровней поля | 16 |
| 5. О построении характеристики вероятности помехи | 19 |
| 6. Еще о задачах исследования вероятности помехи | 22 |
| 7. О полосе пропускания идеального приемника | 28 |
| 8. Об учете частотных искажений | 30 |
| 9. Виды помех и нормы соотношений, допускаемых на выходе радиоприемника | 31 |
| Глава вторая. Детали характеристики избирательности | 36 |
| 10. Характеристика биений | 36 |
| 11. Характеристика прямого прохождения мешающего сигнала (переходного разговора) | 37 |
| 12. О подавлении слабого сигнала сильным при детектировании | 40 |
| 13. Характеристика при избирательном детектировании | 43 |
| 14. Характеристика подавления сигнала помехой | 44 |
| 15. Механизм подавления | 49 |
| 16. Характеристика переходной модуляции | 55 |
| 17. Избирательность при радиотелеграфии | 58 |
| 18. Линейные добавочные каналы | 59 |
| 19. Побочные каналы | 61 |
| 20. Характеристика побочных каналов | 65 |
| 21. Односигнальные, двухсигнальные и многосигнальные испытания | 66 |
| Глава третья. Ослабление зеркального канала | 69 |
| 22. Возможности ослабления зеркального канала | 69 |
| 23. Некоторые схемы дополнительного ослабления зеркального канала | 70 |
| 24. Величины ослаблений зеркального канала при двух и трех контурах в преселекторе | 77 |

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| Глава четвертая. О нормах предельно допустимых соотношений помехи к сигналу на выходе приемника при слуховом приеме радиотелеграфии | 85 |
| 25. Задачи исследования | 85 |
| 26. Описание экспериментальной установки | 87 |
| 27. Влияние соотношения скоростей передачи полезного сигнала и помехи | 92 |
| 28. Определение допустимого уровня помехи при отсутствии подавления | 93 |
| 29. Определение допустимой глубины подавления полезного сигнала при отсутствии прямой слышимости помехи . . | 95 |
| 30. Определение допустимого уровня помехи при наличии подавления полезного сигнала | 98 |
| Заключение | 100 |

*Обломов Александр Федорович, Токарев Лев Алексеевич,
Момот Евгений Григорьевич*

Вопросы избирательности радиоприемников,

М.—Л., издательство «Энергия», 1965, 104 с. с илл.

Редактор *В. И. Шамиур*

Техн. редактор *Т. Н. Царева*

Сдано в набор 14/X 1964 г.

Подписано к печати 21/XII 1964 г.

Бумага 84×108^{1/32}

Печ. л. 5,33

Уч. изд. л. 5,28

T-13475

Тираж 15 000 экз.

Цена 26 коп.

Зак. 1612

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

Цена 26 коп.