

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ
УЗБЕКИСТАН

ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ

Кафедра «Технологии
мобильной связи»

ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА В ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИИ

*Сборник методических работ и методические указания
по их выполнению*

Ташкент - 2016

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплины «Приемо-передающие устройства в телерадиовещании» являются одними из профилирующих при подготовке бакалавров по направлениям образования 5350100 - «Телекоммуникационные технологии».

Для овладения материалом курса необходимы прочные знания по таким общенаучным и общетехническим курсам как физика, высшая математика, теория линейных цепей, электроника, схемотехника, усилительные устройства, теория электрической связи, радиотехнические цепи и сигналы.

Студент, овладевший материалом курса должен:

- знать принципы построения, элементную и базу и особенности функционирования усилительных устройств;

- познать структурные схемы радиопередающих устройств (РПДУ) разных типов и принципиальные схемы каскадов РПДУ, основные технические характеристики РПДУ и их зависимость от структуры РПДУ и характеристик его каскадов;

- уметь рассчитать любой каскад РПДУ радиопередающее устройство в целом, экспериментально исследовать зависимость характеристик любого каскада РПДУ от его параметров.

- понимать принцип действия всех каскадов РПДУ, зависимость характеристик каскадов РПДУ от элементов, входящих в состав каждого каскада;

- познать структурные схемы радиоприемных устройств (РПрУ) разных типов и принципиальные схемы каскадов РПрУ, основные технические характеристики РПрУ и их зависимость от структуры РПрУ и характеристик его каскадов;

- уметь рассчитать любой каскад радиоприемных устройств (РПрУ) в целом, экспериментально исследовать зависимость характеристик любого каскада РПрУ от его параметров.

- понимать принцип действия всех каскадов РПрУ, зависимость характеристик каскадов РПрУ от элементов, входящих в состав каждого каскада

Настоящие методические указания включают в себя методики проведения восьми практических работ.

Цель методических указаний состоит в оказании помощи студентам при подготовке к работе, в проведении измерений и анализе их результатов. Методические указания также содержат поверочные расчеты и формулы, используемых при снятии экспериментальных данных

ВЫБОР ТРАНЗИСТОРА ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСИЛИТЕЛЯ

1.1. Мощности и частотные диапазоны используемых биполярных транзисторов

В настоящее время биполярные транзисторы (БПТ) применяются при построении радиопередатчиков, работающих на частотах вплоть до частоты порядка 7 ГГц.

Максимальная единичная мощность (мощность одного транзистора) транзисторов, выпускаемых для работы в различных диапазонах частот, а также ориентировочная максимальная мощность передатчиков на БПТ в соответствующих диапазонах частот характеризуются данными, приведенными в таблице 1.1. Следует отметить, что данные о мощности передатчиков являются сугубо ориентировочными, в конкретных условиях могут быть существенные отклонения от значений, приведенных в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Мощности и частотные диапазоны биполярных транзисторов

Диапазоны частот МГц	Максимальная мощность транзистора, Вт	Ориентировочное значение мощности передатчика, кВт
0,05-50	250	1
100-400	100-150	0,5
1000-2000	40-50	0,2-0,3
5000-7000	4-10	0,05

1.2. Выбор транзисторов, при проектировании усилителей мощности

В справочных данных на генераторные транзисторы приводятся рекомендуемые области применения транзисторов по частоте, значению напряжения коллекторного питания, выходной мощности, коэффициента усиления по мощности и электронного КПД в типовом режиме.

Справочные данные некоторых транзисторов, приведены в приложении 1.

При проектировании передатчиков необходимо стремиться к использованию транзисторов на частотах и при уровнях мощности, близких к значениям, указанным для типового режима. Можно применять транзисторы и на частотах, лежащих ниже частоты типового режима, при этом, однако рабочая частота должна быть не меньше минимальной рабочей частоты для данного транзистора (для некоторых транзисторов, в частности, для СВЧ транзисторов существует ограничение по минимальной рабочей частоте).

Теоретически значение коэффициента усиления мощности $K_p(f)$ на частотах f , отличных от частоты типового режима $f_{тип}$, определяется формулой

$$K_p(f) = K_p(на f_{тип}) \left(\frac{f_{тип}}{f}\right)^2.$$

На практике чаще выполняется соотношение

$$K_p(f) = K_p(f_{тип}) \frac{f_{тип}^2}{f}.$$

Поэтому при составлении структурной схемы передатчика целесообразнее использовать значение $K_p(f)$, рассчитанное с помощью последнего соотношения.

При выборе транзисторов следует учитывать также их конструктивные особенности. Например, транзисторы диапазона СВЧ в целях уменьшения индуктивности вводов электродов имеют полосковые выводы. В усилителях мощности (УМ) диапазона СВЧ, согласующие цепи (СЦ) которых выполняются на отрезках несимметричной полосковой линии (НПЛ) или микрополосковой линии (МПЛ), использование транзисторов с такими выводами удобно. В диапазоне же более низких частот применение таких транзисторов целесообразно.

1.3. Схемы включения транзисторов

При работе на частотах, лежащих ниже граничной частоты f_T ($f \leq (0,5 \div 0,8)f_T$), как правило, применяется схема с общим эмиттером (ОЭ), обеспечивающая более высокий коэффициент усиления по мощности.

На частотах, близких к f_T , и выше ее применяется схема с общей базой (ОБ).

Во многих случаях, конструкция транзистора определяет схему его включения. Например, транзисторы серии КТ922А, КТ922В, КТ922Б имеют конструкцию, которая позволяет использовать их только в схеме с ОЭ; транзисторы же серии КТ919 и КТ942 могут работать только при включении их по схеме с ОБ.

Параллельное и двухтактное включение транзисторов, применение схем суммирования мощности.

Параллельное включение транзисторов не применяется, так как при таком включении снижается надежность их работы.

Двухтактные схемы включения транзисторов в основном применяются на частотах до 30 МГц.

Во всех случаях, когда мощность проектируемого передатчика превышает мощность одного транзистора (самого мощного в заданном диапазоне частот), рекомендуется применять мостовые устройства суммирования и распределения мощности. Это объясняется тем, что при использовании мостовых устройств обеспечивается независимая работа каждого из транзисторов, а следовательно, и более высокая их надежность..

Если мощность передатчика превышает мощность одного транзистора более чем в 4 раза, как правило, применяется модульная конструкция передатчика.

1.4. Режимы работы транзисторов

В большинстве случаев в транзисторных усилителях мощности применяется критический режим работы с углом отсечки коллекторного тока $\Theta=90^\circ$ или несколько меньше 90° (при нулевом смещении на базе транзистора).

При работе на одной фиксированной частоте в диапазоне частот до 100÷150 МГц в выходных каскадах передатчика можно применять ключевые генераторы с параллельным или последовательным формирующим контуром. Это позволяет увеличить КПД выходного каскада до 0,8÷0,9. Следует, однако, иметь в виду, что коэффициент усиления по мощности УМ, работающего в ключевом режиме, меньше, чем при критическом режиме. Поэтому окончательное решение о целесообразности применения ключевого режима необходимо принимать только на основе оценки промышленного КПД передатчика.

В маломощных каскадах ($P_1 \leq 1Bm$) часто применяется недонапряженный режим без отсечки коллекторного тока. Это позволяет уменьшить сопротивление коллекторной нагрузки (за счет применения недонапряженного режима) и примерно в два раза увеличить коэффициент усиления по мощности (как следствие работы без отсечки коллекторного тока).

ВЫБОР НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Выбор напряжения питания.схемы питания транзисторных усилителей мощности

При выборе напряжения коллекторного питания необходимо учитывать следующие факторы:

1) номинальное напряжение коллекторного питания большинства генераторных транзисторов, составляет 28 или 12,6 В;

2) при питании передатчика от сети переменного тока номинальное значение напряжения источников питания (ИП) должно соответствовать ряду, определяемому стандартом,

3, 6, 9, 12, 15, 18, 24, 27, 30, 36, 48 В ;

3) генераторные транзисторы рекомендуется использовать при значениях коллекторного напряжения E_K , близких к типовым для данного транзистора;

4) при проектировании транзисторных передатчиков необходимо стремиться к тому, чтобы все транзисторы питались от одного ИП (при сложных схемах передатчика - к минимальному количеству ИП).

Чаще всего при проектировании конкретного передатчика напряжение ИП бывает заданным. В этом случае выбор транзисторов производится по заданному E_K . Например, если задано напряжение ИП 27В, то для такого передатчика выбирается транзисторы с номинальным значением $E_K = 28$ В.

В маломощных каскадах в целях уменьшения сопротивления коллекторной нагрузки часто прибегают к уменьшению напряжения E_K . В таких каскадах допускается использование для уменьшения напряжения

коллекторного питания гасящих сопротивлений или резистивных потенциометров со стабилитронами.

В транзисторных генераторах в большинстве случаев отсутствуют специальные ИП для питания цепи базы. Причем, в мощных каскадах, которые работают в режиме C (с углом отсечки коллекторного тока $\theta < 90^\circ$), постоянное напряжение база-эмиттер выбирается равным нулю (между базой и эмиттером включается дроссель). В маломощных каскадах, работающих в режиме A или AB , применяются специальные схемы стабилизации положения рабочей точки.

Генераторные транзисторы имеют низкое напряжение коллекторного питания. Поэтому применительно к транзисторным УМ схема параллельного питания теряет свои известные преимущества перед схемой последовательного питания, связанные с отсутствием на контуре (элементах СЦ) высокого постоянного напряжения. При этом сохраняется основное преимущество схемы последовательного питания - отсутствует влияние ИП на параметры СЦ. Это обуславливает широкое применение последней в транзисторных передатчиках.

При питании нескольких каскадов усиления от одного ИП в целях обеспечения устойчивости УМ рекомендуется включать в цепях коллекторного питания всех каскадов дополнительные блокировочные дроссели и конденсаторы.

ВЫБОР СХЕМЫ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТИ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

3.1. Сложение мощности транзисторных усилительных каскадов

Мощность передатчика во многих случаях должна превосходить мощность единичного транзистора, следовательно, часто бывает необходимо обеспечить совместную работу значительного числа транзисторов в выходном каскаде передатчика. При этом совместно работающие транзисторы должны отдавать полную мощность в сопротивление полезной нагрузки, а также работать независимо. Это означает, что при любых изменениях в режиме работы любого транзистора (вплоть до обрыва или короткого замыкания), режим работы всех других транзисторов должен оставаться неизменным.

Для обеспечения совместной работы нескольких транзисторов нашло применение мостовых устройств сложения и распределения мощности. Такие мостовые устройства относительно просты в схемном отношении и достаточно полно соответствуют требованиям, предъявляемым к обеспечению совместной работы транзисторов. Кроме того, при использовании мостовых устройств повышается надежность работы передатчика, так как при выходе из строя одного (или нескольких) транзисторов работа остальных не прерывается, передатчик продолжает работать, только на определенную величину уменьшается его мощность.

Использование специальных мостовых устройств, которые называются квадратурными, позволяет решить также кроме суммирования и распределения мощности ряд дополнительных задач. Квадратурные мостовые устройства при суммировании мощности обладают свойством

поглощать в балластной нагрузке обращенную волну, которая возникает в фидере при неполном, согласовании с ним полезной нагрузки (эффект эхопоглощения). При распределении мощности квадратурные мостовые устройства уменьшают входной коэффициент отражения при рассогласовании нагрузок в одну сторону.

При использовании мостовых устройств суммирования и распределения мощности в передатчиках часто используют модульный (блочный) принцип. В этом случае 2...6 транзисторов схемно и конструктивно объединяют в модуль - конструктивно законченный усилительный блок. Модуль характеризуется следующими основными параметрами:

$P_{I\text{ МОД}}$ - выходная мощность модуля;

$P_{ВХ\text{ МОД}}$ - входная мощность модуля;

$R_{Н\text{ МОД}}$ - сопротивление нагрузки;

$R_{ВХ\text{ МОД}}$ - входное сопротивление модуля;

E_K - напряжение коллекторного питания.

Модули обычно проектируются так, чтобы входное и выходное сопротивления имели стандартные значения 50 или 75 Ом.

Использование модульного принципа, а также унификация параметров модуля позволяет с помощью нескольких типов стандартных модулей проектировать передатчики различной мощности.

3.2. Расчет и составление структурной схемы транзисторного усилителя мощности

Для составления структурной схемы необходимы следующие исходные данные:

- 1) Мощность P_{IH} , которую передатчик должен развивать в нагрузке;
- 2) Диапазон рабочих частот;

- 3) Вид нагрузки и ее параметры (симметричная или несимметричная; значение сопротивления нагрузки; КБВ нагрузки);
- 4) Вид модуляции;
- 5) Напряжение источника питания;
- 6) Уровень внеполосных излучений;
- 7) Выходная мощность возбудителя $P_{IВОЗБ}$.

В общем случае ВЧ тракт транзисторного передатчика имеет структуру, показанную на рис.3.1. Выходной фильтр обеспечивает требуемую степень подавления высших гармоник. Устройства сложения (УСМ) и распределения (УРМ) мощности необходимы для суммирования мощности нескольких транзисторов (или модулей), если мощность одного транзистора не достаточна для обеспечения заданной мощности передатчика. Коллекторная СЦ необходима для преобразования сопротивления нагрузки (например, входного сопротивления УСМ) в R_K - сопротивление, требуемое для обеспечения работ транзистора в заданном режиме. Входная СЦ преобразует комплексное входное сопротивление транзистора в заданное сопротивление на входе каскада усиления. Во всех этих функциональных узлах (СЦ, УСМ, УРМ, фильтре) теряется часть мощности, развиваемой транзисторами, что должно быть учтено при расчете мощности транзисторов. Потери мощности в цепи обычно характеризуются ее КПД. При расчете структурной схемы можно задаваться следующими значениями КПД узлов:

$$\text{КПД фильтра } \eta_{\phi} = 0,85 \div 0,95,$$

$$\text{КПД УСМ (УРМ) } \eta_{УСМ} = \eta_{УРМ} \approx 0,85 \div 0,95,$$

$$\text{КПД СЦ } \eta_{СЦ} = 0,8 \div 0,95.$$

При каскадном включении нескольких узлов результирующий КПД определяется как произведение значений КПД отдельных узлов. Например, КПД η_{OK} устройства, содержащего СЦ, УСМ и выходной фильтр будет равен

$$\eta_{OK} = \eta_{сц} \cdot \eta_{усм} \cdot \eta_{\phi}.$$

Составление структурной схемы начинается с расчета мощности P_{1OK} , на которую должны быть выбраны транзисторы выходного (оконечного) каскада

$$P_{1OK} = P_{1H} / \eta_{OK}$$

Далее, в соответствии с пп.1.1-1.6, выбирается тип транзистора, определяется количество транзисторов в выходном каскаде и, при необходимости, способ объединения их мощности. В соответствии с п.1.2 определяется коэффициент усиления по мощности K_P транзистора на заданной частоте, а также мощность возбуждения оконечного каскада

$$P_{ВХОК} = P_{1OK} / K_P$$

Затем по полученной мощности возбуждения $P_{ВХОК}$ с учетом потерь в соответствующих СЦ (в необходимых случаях – также в УРМ или УСМ) определяется мощность транзисторов и уточняется структура предоконечного каскада. Аналогично расчет остальных каскадов. Расчет структурной схемы УМ заканчивается при выполнении условия

$$P_{\text{ВХТУМ}} \leq P_{\text{1ВОЗБ}},$$

где $P_{\text{ВХТУМ}}$ - входная мощность ТУМ;

$P_{\text{1ВОЗБ}}$ - выходная мощность возбудителя.

Если мощность возбудителя в технических требованиях не оговорено, то можно задаться ее значением в пределах

$$P_{\text{1ВОЗБ}} \approx 50 \div 500 \text{ мВт.}$$

В большинстве случаев разработанная таким образом структурная схема является ориентировочной. В процессе проектирования, она подлежит уточнению. Рекомендуется показать на структурной схеме типы используемых транзисторов и способ их включения, значение входной и выходной мощности, входного и выходного сопротивления и т.п. Чем детальнее составлена структурная схема, тем большую, помощь она оказывает в процессе проектирования передатчика.

Пример расчета. Пусть требуется составить структурную схему ТУМ передатчика по следующим исходным данным:

- мощность в нагрузке $P_{\text{IH}}=150$ Вт;
- диапазон частот $270 \div 330$ МГц;
- нагрузка несимметричная, $R_{\text{H}}=50$ Ом;
- напряжение коллекторного $E_{\text{K}}=27$ В;
- подавление высших гармоник - не хуже 60 дБ.

Расчет структурной схемы производится в следующем порядке:

1. Определяется структура выходного (оконечного) каскада. При этом учитывается, во-первых, что на выходе ТУМ должен быть установлен полосовой фильтр, поскольку задана высокая степень

фильтрации. Во-вторых, самый мощный из транзисторов, который можно применить в заданном диапазоне частот (Приложение 1)КТ970А, имеет выходную мощность 100 Вт. Следовательно, заданная мощность ТУМ в нагрузке может быть получена только с применением устройств сложения мощности (УСМ). Таким образом, выходной каскад передатчика будет содержать следующие узлы:

- выходной фильтр с КПД η_{ϕ} ;
- УСМ с КПД $\eta_{УСМ}$;
- коллекторную СЦ с КПД $\eta_{СЦ}$.

2. Определяется мощность, на которую должны быть выбраны транзисторы оконечного каскада (ОК). Предварительно задаются значениями соответствующих КПД, например, $\eta_{\phi} = 0,9$; $\eta_{УСМ} = 0,9$; $\eta_{СЦ} = 0,95$.

Тогда результирующий КПД выходных цепей ОК будет равен

$$\eta_{ок} = \eta_{\phi} \cdot \eta_{УСМ} \cdot \eta_{СЦ} = 0,77,$$

а мощность транзисторов ОК:

$$P_{1ок} = \frac{P_{1Н}}{\eta_{ок}} = \frac{150}{0,77} = 195 \text{ (Вт)}.$$

Для определения количества транзисторов N_T в оконечном каскаде полученное значение мощности делим на номинальное значение мощности $P_{ном.Т}$ выбранного транзистора (КТ970А–100Вт) и округляем полученный результат до ближайшего большего целого числа

$$N_T = \text{Integer} \left(\frac{195}{100} \right) = 2$$

Таким образом, при использовании в ОК транзисторов КТ970А заданная выходная мощность передатчика может быть получена с использованием двух транзисторов. При этом каждый из транзисторов должен отдавать мощность:

$$P_1 = \frac{P_{1OK}}{N_T} = \frac{195}{2} = 97,5 \text{ (Вт)}.$$

3. Далее определяется мощность возбуждения ОК. На частоте типичного режима $f_{тип}=400\text{МГц}$ транзистор КТ970А имеет коэффициент усиления мощности $K_P=7$ (Приложение 1).

На средней частоте заданного диапазона рабочих частот $f_{раб}=300\text{МГц}$ коэффициент усиления мощности будет равен:

$$K_P(f_{раб}) = K_P(f_{мин}) \cdot \frac{f_{мин}}{f_{раб}} = 7 \cdot \frac{400}{300} = 9,3.$$

Мощность возбуждения ОК:

$$P_{вхOK}^1 = \frac{P_{1OK}}{K_P(f_{раб})} = \frac{195}{9,3} = 20,9 \text{ (Вт)},$$

а с учетом потерь во входных СЦ ($\eta_{вхСЦ}=0,8$)

$$P_{вхOK} = \frac{P_{вхOK}^1}{\eta_{вхСЦ}} = \frac{20,9}{0,8} = 26,1 \text{ (Вт)}.$$

4. Определяется мощность, которую должен отдавать транзистор предоконечного каскада (ПОК), полагая, что КПД коллекторной СЦ ПОК $\eta_{СЦ}=0,9$ и КПД $\eta_{УРМ}=0,9$

$$P_{1\text{ПЭК}} = \frac{P_{\text{экОК}}}{\eta_{\text{УРМ}} \cdot \eta_{\text{СЦ}}} = \frac{26,1}{0,9 \cdot 0,9} = 32,2 \text{ (Вт)}.$$

Такую мощность может обеспечить один транзистор КТ930А ($P_{\text{НОМ}}=40$ Вт), что позволяет включить УРМ между предоконечным и окончательным каскадами (рис.3.1.)

5. Дальнейший расчет структурной схемы производится в аналогичном порядке: определяется коэффициент усиления мощности на рабочей частоте $K_P(f_{\text{раб}})$ транзистора КТ930А, определяется мощность возбуждения ПОК и т.д.

Рассчитанная структурная схема ТУМ приведена на рис.3.1.

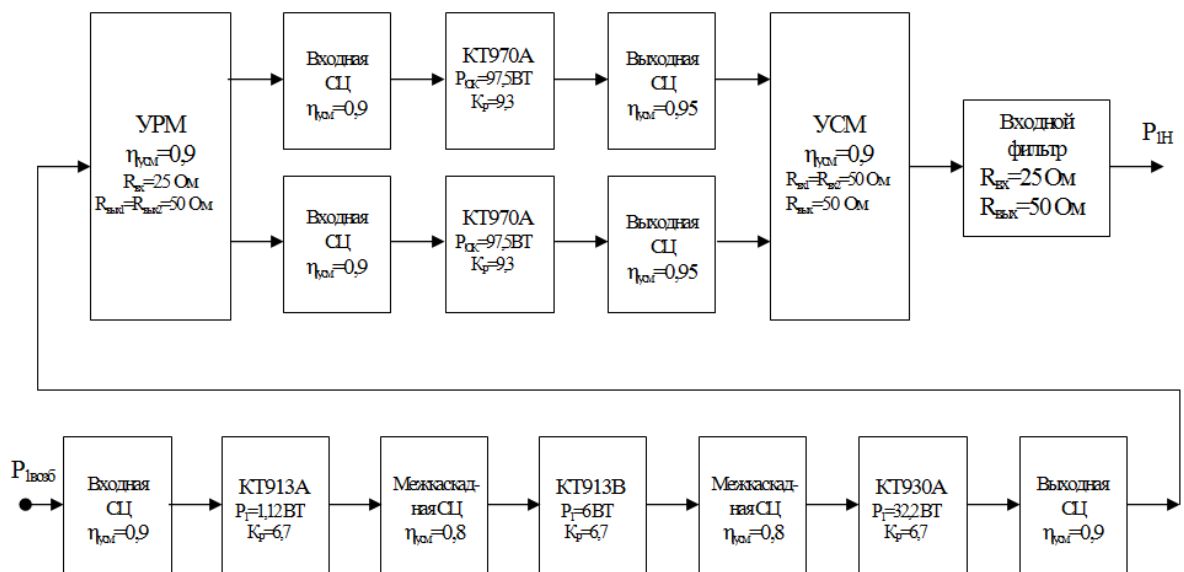


Рис.3.1. Структурная схема транзисторного усилителя мощности МВ-ДМВ с выходной мощностью на нагрузке $P_{\text{ИГ}}=150$ Вт и входной мощностью $P_{\text{ВОЗБ}}=0,2$ Вт.

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА, СОБРАННОГО ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ И ОБЩЕЙ БАЗОЙ

4.1. Основные расчетные соотношения

При расчете генератора на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, должны быть следующие исходные данные:

- 1) P_I – входная мощность;
- 2) f – рабочая частота;
- 3) E_K или $U_{KДОН}$ – соответственно напряжение коллекторного питания или максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер;
- 4) θ – угол отсечки коллекторного тока;
- 5) $\alpha_1(\theta)$, $\alpha_0(\theta)$, $\gamma_1(\theta)$, $\gamma_0(\theta)$ – коэффициенты разложения периодической последовательности импульсов – находятся из таблиц по заданному θ ;
- б) тип транзистора и его параметры:
 - f_T – граничная частота;
 - β_0 – коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером;
 - E' – напряжение отсечки;
 - $r_{НАС}$ – сопротивление насыщения;
 - $C_{КА}$ – активная емкость коллектора;
 - C_K – емкость коллекторного перехода;
 - $C_Э$ – емкость эмиттерного перехода;
 - $r_{\bar{o}}, r_K, r_{\bar{э}}$ – соответственно сопротивления базы, коллектора, эмиттера;
 - $L_{\bar{o}}, L_K, L_{\bar{э}}$ – индуктивность вывода соответственно эмиттера, базы и коллектора;
 - $I_{КД}$ – максимально допустимый коллекторный ток.

Дополнительные соотношения для расчета генератора по схеме с общей базой:

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1+\beta_0} - \text{статический коэффициент усиления по току в схеме с}$$

общей базой;

$$f_\alpha = f_T + \frac{f_T}{\beta_0} - \text{границная частота усиления тока в схеме с общей}$$

базой.

Расчет режима коллекторной цепи производится в следующем порядке:

Коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом режиме:

$$\xi_{KP} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{HAC}}{\alpha_0(\theta) E_K^2}}$$

Амплитуда первой гармоники коллекторного напряжения:

$$U_K = E_K \xi_{KP}$$

Максимальное напряжение на коллекторе:

$$U_{Kmax} = E_K + U_K \leq U_{Kдоп}$$

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{K1} = \frac{2P_1}{V_K}$$

Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{K0} = \frac{\alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)} I_{K1} \text{ при } \theta < 180^\circ;$$

$$I_{K0} = (1,1 \div 1,2) I_{K1} \text{ при } \theta = 180^\circ.$$

Постоянные составляющие базового и эмиттерного токов:

$$I_{B0} = I_{K0} / \beta_0; I_{E0} = I_{K0} + I_{B0}.$$

Максимальное значение коллекторного тока:

$$I_{K\text{макс}} = \frac{I_{K0}}{\alpha_0(\theta)} \leq I_{K\text{доп}} \text{ при } \theta < 180^\circ;$$

$$I_{K\text{макс}} = I_{K0} + I_{K1} \leq I_{K\text{доп}} \text{ при } \theta = 180^\circ.$$

Мощность, потребляемая от источника коллекторного питания:

$$P_0 = I_{K0} E_K.$$

КПД коллекторной цепи:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0}$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора:

$$P_{PAC} = P_0 - P_1.$$

Сопротивление коллекторной нагрузки:

$$R_K = \frac{U_K}{I_{K1}}$$

Расчет режима входной цепи производится в следующем порядке.

Безразмерный параметр:

$$\omega\tau_{отк} = \begin{cases} \omega\tau_{откОБ} = \frac{f}{f_\alpha} & (\text{для схемы ОБ}) \\ \omega\tau_{откОЭ} = \frac{\beta_0 f}{f_T} & (\text{для схемы ОЭ}). \end{cases}$$

Амплитуда входного тока:

$$I_{ВХ} = I_\Delta = I_{K1} \frac{\sqrt{1+(\omega\tau_{откОБ})^2}}{\alpha_0 \gamma_1(\Theta)} \quad (\text{в схеме ОБ});$$

$$I_{ВХ} = I_B = I_{K1} \frac{\sqrt{1+(\omega\tau_{откОЭ})^2}}{\beta_0 \gamma_1(\Theta)} \quad (\text{в схеме ОЭ}),$$

$$\text{где } \omega\tau_{ЭКВ} = \omega\tau_{откОЭ} + \beta_0 \omega C_{КА} R_K \gamma_1(\Theta).$$

Напряжение смещения на эмиттерном переходе:

$$E_B = -|E'| - I_{\Delta 0} \left(r_\Delta + \frac{r_b}{1+\beta_0} \right) \quad (\text{в схеме ОБ});$$

$$E_B = |E'| + I_{B0} (r_B + (1+\beta_0)r_\Delta) \quad (\text{в схеме ОБ}).$$

Входное сопротивление транзистора

$$Z_{BX} = R_{BX} + jX_{BX}.$$

В схеме с ОБ:

$$R_{BX} = r_{\text{Э}} + r_{\text{Б}} - \alpha_0 \gamma_1 (\Theta) \omega_{\Gamma} L_{\text{Б}} - \frac{\alpha_0 \gamma_1 (r_{\text{Б}} - \omega_{\Gamma} L_{\text{Б}})}{1 + (\omega \tau_{\text{откОБ}})^2};$$

$$X_{BX} \approx \omega (L_{\text{Э}} + L_{\text{Б}}) + \frac{\alpha_0 \gamma_1 (r_{\text{Б}} - \omega_{\Gamma} L_{\text{Б}}) \omega \tau_{\text{откОБ}}}{(1 + \omega \tau_{\text{откОБ}})^2},$$

В схеме с ОЭ:

$$R_{BX} = r_{\text{Э}} + r_{\text{Б}} + \gamma_1 (\Theta) \omega_{\Gamma} L_{\text{Э}} + \frac{\gamma_1 (\beta_0 r_{\text{Э}} - \omega_{\Gamma} L_{\text{Э}})}{1 + (\omega \tau_{\text{ЭКВ}})^2};$$

$$X_{BX} \approx \omega (L_{\text{Э}} + L_{\text{Б}}) - \frac{\gamma_1 (\beta_0 r_{\text{Э}} - \omega_{\Gamma} L_{\text{Э}}) \omega \tau_{\text{ЭКВ}}}{(1 + \omega \tau_{\text{ЭКВ}})^2}.$$

Мощность возбуждения:

$$P_{BX} = 0,5 I_{BX}^2 R_{BX}.$$

Коэффициент усиления мощности:

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX}}.$$

4.2. Пример расчета режима транзисторного генератора, собранного по схеме с ОЭ

Заданы:

1) мощность генератора $P_I = 10$ Вт ,

2) рабочая частота $f=750$ МГц.

Будем считать, что выбранный транзистор имеет следующие параметры:

$E_K=28$ В; $U_{K\text{ДОП}}=55$ В; $\beta_0=10$; $f_T=1100$ МГц; $r_{НАС}=2$ Ом;

$C_{КА}=3$ пФ; $r_{\sigma}=1$ Ом; $L_{\sigma}=1$ нГн; $L_{\sigma}=L_{\kappa}=1,5$ нГн; $E'=0,7$ В.

Выбираем угол отсечки $\Theta=90^\circ$; $\alpha_0(\Theta)=0,319$; $\alpha_1(\Theta)=0,5$;
 $\cos\Theta=0$; $\gamma_1(\Theta)=0,5$.

Режим работы–критический.

Коллекторная цепь

$$U_K = E_K \xi_{КР} = 28 \left[0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 10 \cdot 2}{0,5 \cdot 28^2}} \right] = 24,8 \text{ В};$$

$$U_{K\text{макс}} = 28 + 24,8 = 52,8 \leq U_{K\text{ДОП}} = 55 \text{ В};$$

$$I_{K1} = \frac{2 \cdot 10}{24,8} = 0,806 \text{ А};$$

$$I_{K0} = \frac{0,319}{0,5} 0,806 = 0,515;$$

$$I_{\sigma 0} = \frac{0,515}{10} = 0,0515 \text{ А}; I_{\sigma 0} = 0,515 + 0,051 = 0,566 \text{ А};$$

$$I_{K\text{макс}} = \frac{0,515}{0,319} = 1,61 ;$$

$$P_0 = 28 \cdot 0,515 = 14,4 \text{ Вт};$$

$$\eta = \frac{10}{14,4} = 0,69;$$

$$P_{РАС} = 14,4 - 10 = 4,4 \text{ Вт};$$

$$R_K = \frac{24,8}{0,806} = 30,8 \text{ Ом}.$$

Входная цепь

$$\omega\tau_{\text{отк}} = 10 \cdot \frac{0,75}{1,1} = 6,82;$$

$$\omega\tau_{\text{ЭКВ}} = 6,82 + 10 \cdot 6,28 \cdot 0,75 \cdot 10^9 \cdot 3 \cdot 10^{-12} \cdot 30,8 \cdot 0,5 = 8,99;$$

$$I_{\text{BX}} = I_{\text{Б}} = \frac{\sqrt{1+8,99^2}}{10 \cdot 0,5} 0,806 = 1,46 \text{A};$$

$$E_{\text{Б}} = 0,7 + 0,051 \cdot 1 = 0,75 \text{В};$$

$$R_{\text{BX}} = 1 + 0,5 \cdot 6,28 \cdot 1,1 \cdot 10^9 \cdot 0,1 \cdot 10^{-9} - \frac{0,5 \cdot 6,28 \cdot 1,1 \cdot 10^9 + 0,1 \cdot 10^{-9}}{1 + (8,99)^2} = 1,35 \text{Ом}$$

;

$$X_{\text{BX}} = 6,28 \cdot 0,75 \cdot 10^9 \cdot (0,1 + 1,5) \cdot 10^{-9} - \frac{0,5 \cdot 6,28 \cdot 1,1 \cdot 10^9 \cdot 8,99}{1 + (8,99)^2} = 7,54 \text{Ом}$$

;

$$P_{\text{BX}} = 0,5 \cdot 1,46^2 \cdot 1,35 = 1,44 \text{Вт};$$

$$K_{\text{P}} = \frac{10}{1,44} = 6,96.$$

4.3. Пример расчета режима транзисторного генератора, собранного по схеме сОБ

Заданы:

1) мощность генератора $P_I = 4,4 \text{ Вт}$,

2) рабочая частота $f = 1,5 \text{ ГГц}$.

Будем считать, что выбранный транзистор имеет следующие параметры:

$$E_K = 24 \text{В}; U_{K \text{ доп}} = 45 \text{В}; \beta_0 = 10; f_T = 1,5 \text{ ГГц}; r_{\text{НАС}} = 4 \text{ Ом}; C_{KA} = 10 \text{ пФ};$$

$$r_{\sigma} = 1,2 \text{ Ом}; L_{\sigma} = 0,9 \text{ нГн}; L_{\sigma'} = 0,1 \text{ нГн}; L_K = 1,5 \text{ нГн}; E' = 0,7 \text{В};$$

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = 0,909; f_{\alpha} = 1,65 \text{ ГГц}.$$

Выбираем угол отсечки $\theta=90^\circ$; $\alpha_0(\theta)=0,319$; $\alpha_1(\theta)=0,5$;
 $\cos\theta=0$; $\gamma_1(\theta)=0,5$.

Режим работы–критический.

Расчет режима коллекторной цепи

$$U_K = E_K \xi_{KP} = 24 \left[0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 4,4 \cdot 4}{0,5 \cdot 24^2}} \right] = 20,8 \text{ В};$$

$$U_{K\text{макс}} = 24 + 20,8 = 44,8 \leq U_{K\text{ДОП}} = 45 \text{ В};$$

$$I_{K1} = \frac{2 \cdot 4,4}{20,8} = 0,423 \text{ А};$$

$$I_{KO} = \frac{0,423 \cdot 0,319}{0,5} = 0,27 \text{ А};$$

$$I_{\text{б0}} = \frac{0,27}{10} = 0,027 \text{ А}; I_{\text{э0}} = 0,27 + 0,027 = 0,279 \text{ А};$$

$$I_{K\text{макс}} = \frac{0,27}{0,319} = 0,846 \text{ А};$$

$$P_0 = 0,27 \cdot 24 = 6,48 \text{ Вт};$$

$$\eta = \frac{4,4}{6,48} = 0,679;$$

$$P_{\text{РАС}} = 6,48 - 4,4 = 2,08 \text{ Вт};$$

$$R_K = \frac{20,8}{0,423} = 49,2 \text{ Ом}.$$

Входная цепь

$$\omega \tau_{\text{отк}} = \omega \tau_{\text{откОБ}} = \frac{1500}{1650} = 0,909;$$

$$I_{\text{BX}} = I_{\text{э}} = 0,423 \frac{\sqrt{1+0,909^2}}{0,909 \cdot 0,5} = 1,258 \text{ А};$$

$$E_B = -0,7 - 0,297 \cdot \frac{1,2}{1+10} = -0,732 \text{ B};$$

$$R_{BX} = 1,2 - 0,909 \cdot 0,5 \cdot 6,28 \cdot 1,65 \cdot 10^9 \cdot 0,1 \cdot 10^{-9} - 0,909 \cdot 0,5 \cdot (1,2 - 6,28 \cdot 1,65 \cdot 10^{-9}) \frac{1}{1+(8,0,909)^2} = 0,688 \text{ OM}$$

;

$$X_{BX} = 6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^9 \cdot 1 \cdot 10^{-9} + \frac{0,909 \cdot 0,5 \cdot (1,2 - 1,036) - 0,909}{1+(0,909)^2} = 9,46 \text{ OM};$$

$$P_{BX} = 0,5 \cdot 1,258^2 \cdot 0,688 = 0,544 \text{ BT};$$

$$K_P = \frac{4,4}{0,544} = 8,1.$$

РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРНОЙ И ВХОДНОЙ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПЕЙ

5.1. Эквивалентность последовательной и параллельной цепей

Свойство Г - образных четырехполюсников преобразовывать одну величину сопротивления в другую основано на том, что любая последовательная цепь, состоящая из реактивного и активного сопротивлений может быть заменена эквивалентной параллельной, которая обладает одинаковым с последовательной цепью полным сопротивлением. Это можно доказать следующим образом. Модуль полного сопротивления последовательной цепи (рис. 5.1,а) равен:

$$Z = \sqrt{R_{\text{посл}}^2 + X_{\text{посл}}^2} \quad (5.1)$$

Добротность такой цепи:

$$Q = X_{\text{посл}} / R_{\text{посл}} \quad (5.2)$$

Аналогично модуль полного сопротивления параллельной цепи (рис. 5.1,б) равен:

$$Z = \frac{R_{\text{нар}} \cdot X_{\text{нар}}}{\sqrt{R_{\text{нар}}^2 + X_{\text{нар}}^2}} \quad (5.3)$$

Добротность параллельной цепи:

$$Q = R_{\text{пар}} / X_{\text{пар}} \quad (5.4)$$

Приравнивая правые части (5.1) и (5.3) и подставляя в них (5.2) и (5.4), получим:

$$R_{\text{пар}} = R_{\text{посл}}(Q^2 + 1) \quad (5.5)$$

Из уравнения (5.5) видно, что подбором добротности последовательной или параллельной цепи может быть осуществлена трансформация одного сопротивления в другое.

Реактивное сопротивление может быть индуктивным или емкостным. Трансформация сопротивлений будет иметь место в обоих случаях.

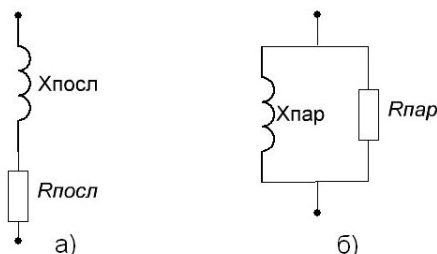


Рис. 5.1. Эквивалентность последовательной и параллельной цепей

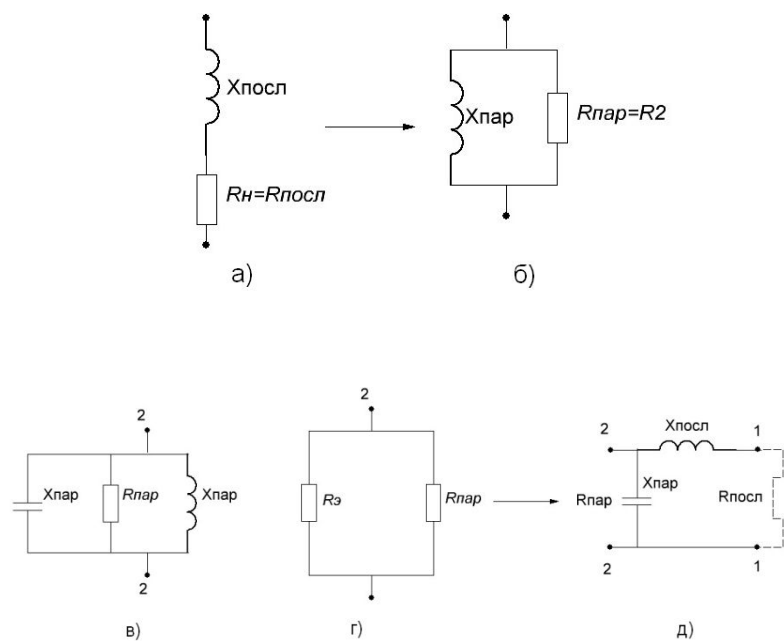


Рис. 5.2. Использование Г-образного четырехполюсника для преобразования сопротивлений

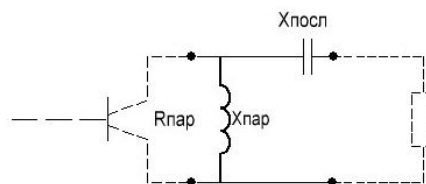


Рис. 5.3. Г-образная согласующая цепь

5.2. Применение Г-образного реактивного четырехполюсника для трансформации сопротивлений

Г-образный четырехполюсник является простейшей согласующей цепью (СЦ), в которой для целей трансформации сопротивлений ис-

пользуется принцип эквивалентности последовательной и параллельной цепей.

Идея использования этого принципа заключается в следующем. Пусть требуется трансформировать сопротивление R_1 в сопротивление R_2 ($R_1 < R_2$). Для преобразования сопротивления R_2 последовательно с $R_1 = R_{\text{носл}}$ включаем реактивное сопротивление $X_{\text{носл}}$ (рис.5.2,а). В соответствии со свойством эквивалентности последовательной и параллельной цепей схеме (рис.5.2,а) будет соответствовать эквивалентная ей цепь, состоящая из параллельно включенных $R_{\text{пар}}$ и $X_{\text{пар}}$ (рис.5.2,б).

При выборе значения Q в соответствии с соотношением:

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} = \sqrt{\frac{R_{\text{пар}}}{R_{\text{носл}}} - 1}, \quad (5.6)$$

$R_{\text{пар}}$ будет равно R_2 .

Для того чтобы сопротивление параллельной цепи (рис.5.2,б) было чисто активным, параллельно реактивности $X'_{\text{пар}}$ подключаем реактивное сопротивление $X_{\text{пар}}$ (рис.5.2,в), равное по величине $X'_{\text{пар}}$ и противоположное ему по знаку. Реактивности $X_{\text{пар}}$ и $X'_{\text{пар}}$ образуют параллельный колебательный контур с очень большим эквивалентным сопротивлением R_3 , и, следовательно, схему рис.5.2,в можно представить как параллельное соединение $R_{\text{пар}}$ и R_3 (рис.5.2,з), причем $R_3 \gg R_{\text{пар}}$. Поскольку $R_3 \gg R_{\text{пар}}$ сопротивление на зажимах 22 можно считать приблизительно равным $R_{\text{пар}}$. Замещая в схеме рис.5.2,в параллельное соединение $R_{\text{пар}}$ и $X'_{\text{пар}}$ последовательной цепью $X_{\text{носл}}$ и $R_{\text{носл}}$, получим схему согласующего Г-образного четырехполюсника (рис.5.2,д), содержащего элементы $X_{\text{носл}}$ и $X_{\text{пар}}$.

Если полученный четырехполюсник со стороны клемм 11 нагрузить на сопротивление $R_{\text{носл}} = R_1$ его сопротивление со стороны клемм 22 будет равно $R_{\text{пар}} = R_2$ и наоборот. Другой вариант Г-образной СЦ показан на

рис.5.3. Заданное согласование в пределах возможностей этих схем выполняется одинаково хорошо в обоих случаях, поэтому выбор той или иной схемы определяется конкретными условиями проектирования.

5.3. Варианты расчета согласующих цепей

На практике в зависимости от того, какие данные используются в качестве исходных, возможны 3 варианта расчета Г-образной СЦ.

Первый вариант. Заданы $R_{\text{пар}}$, $R_{\text{посл}}$, f . Этот вариант расчета применяется при необходимости преобразования одного чисто активного сопротивления в другое. Порядок расчета в этом случае следующий:

- определяется добротность:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{\text{пар}}}{R_{\text{посл}}} - 1} ; \quad (5.7)$$

- значение последовательного реактивного сопротивления:

$$X_{\text{посл}} = R_{\text{посл}} \cdot Q ; \quad (5.8)$$

- значение параллельного реактивного сопротивления:

$$X_{\text{пар}} = R_{\text{пар}} / Q ; \quad (5.9)$$

- значения L и C определяются по формулам:

$$L = X_1 / 2\pi f; \quad C = 1 / 2\pi f X_c \quad (5.10)$$

Второй вариант. Заданы $R_{нар}$, $X_{нар}$, f . Этот вариант встречается, как правило, при расчете коллекторной СЦ.

Порядок расчета:

1. $Q = R_{нар} / X_{нар}$
2. $R_{посл} = R_{нар} / (1 + Q^2)$
3. $X_{посл} = R_{посл} \cdot Q$

$$(5.11)$$

Значения L и C рассчитываются по формулам (5.10).

Третий вариант. Заданы $R_{посл}$, $X_{посл}$, f . Такой вариант встречается при расчете входной СЦ.

Порядок расчета:

1. $Q = X_{посл} / R_{посл}$
2. $R_{нар} = R_{посл} / (1 + Q^2)$
3. $X_{нар} = R_{нар} / Q$

$$(5.12)$$

Значения L и C рассчитываются так же, как и в предыдущих случаях.

РАСЧЕТ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ НА ОСНОВЕ ОТРЕЗКОВ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ, НЕСИММЕТРИЧНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

6.1. Приближенная реализация сосредоточенных элементов согласующих цепей в диапазоне СВЧ

При построении СЦ и фильтров в диапазоне частот от 100 до 10000 МГц широко используются отрезки коаксиальной или полосковой линии, которые выполняют роль элементов цепей с сосредоточенными постоянными.

В частности, для реализации последовательной индуктивности (рис.6.1) используется короткий отрезок линии ($l \leq \lambda / \partial$) с высокимволновым сопротивлением Z_0 нагруженный на обоих концах относительно низким сопротивлением. Реактивное сопротивление такого отрезка линии

$$X_L = Z_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda_\partial} \cdot l \quad (6.1)$$

где l - длина отрезка линии;

λ_∂ - длина волны в линии.

При заданном реактивном сопротивлении X_L из (6.1) получается следующая формула для расчета длины отрезка линии

$$l = \frac{\lambda_\partial}{2\pi} \arcsin \frac{X_L}{Z_0} \quad (6.2)$$

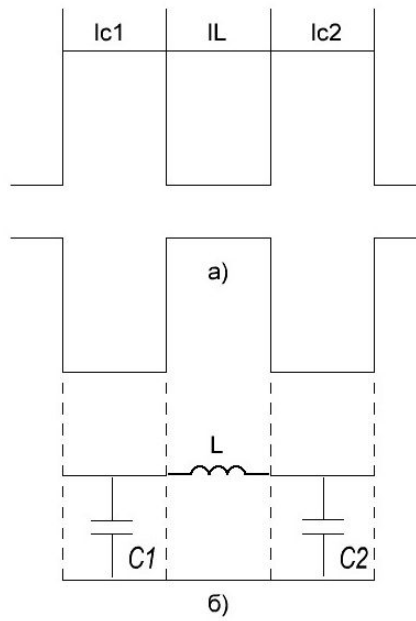


Рис. 6.1. Реализация последовательной индуктивности и параллельных емкостей с помощью отрезков линии передачи: а) – физическая цепь; б) – эквивалентная схема

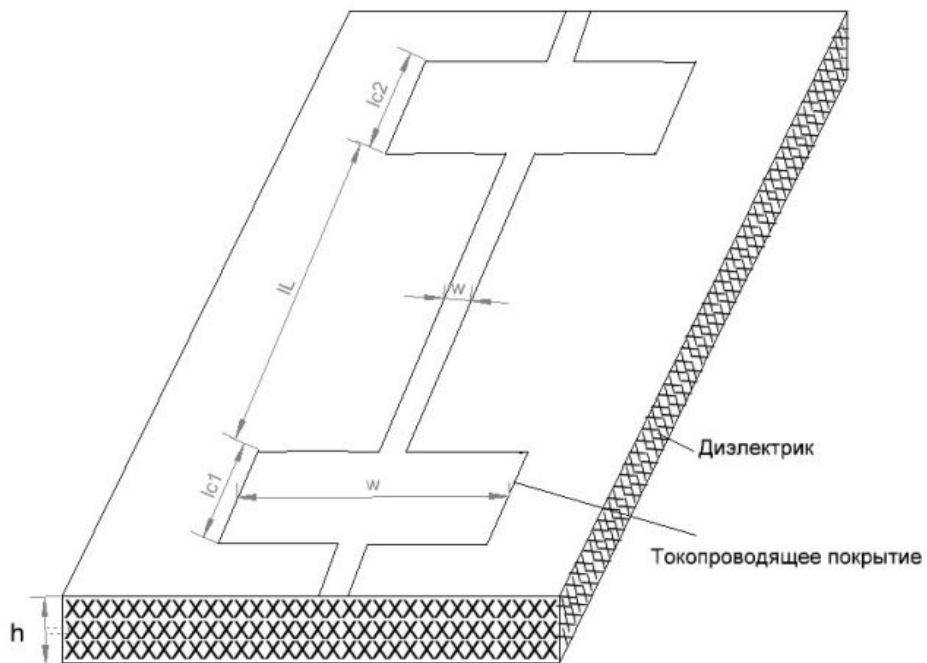


Рис. 6.2. Конструкция цепи, построенной на отрезках несимметричной
полосковой линии

Параллельная емкость (рис.6.1) реализуется с помощью короткого отрезка линии с низким Z_0 , нагруженного на обоих концах относительно большим сопротивлением. Расчет реактивного сопротивления такого отрезка линии производится с помощью формулы:

$$X_c = -\frac{Z_0}{\sin \frac{2\pi}{\lambda\delta} \cdot l}; \quad (6.3)$$

а его длины - с помощью вытекающего из (6.3) соотношения

$$l = \frac{\lambda\delta}{2\pi} \arcsin \frac{Z_0}{X_c}. \quad (6.4)$$

Такой способ реализации соответственно последовательной индуктивности и параллельной емкости является основным при построении СЦ диапазона СВЧ.

Сосредоточенную параллельную емкость можно реализовать также в виде емкостного шлейфа (таблица 6.1, поз. 1) – короткого отрезка линии ($l < \lambda\delta/4$), разомкнутого на конце. При этом

$$X_c = -\frac{Z_0}{\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda\delta} \cdot l}, \quad (6.5)$$

$$l = \frac{\lambda\delta}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{Z_0}{X_c}. \quad (6.6)$$

Сосредоточенная параллельная индуктивность реализуется с помощью индуктивного шлейфа - короткого отрезка линии ($l < \lambda\delta/4$) с высоким

волновым сопротивлением Z_0 , заземленного на одном конце непосредственно или по ВЧ (таблица 6.1, поз. 2). Расчет реактивного сопротивления и длины отрезка линии производится соответственно по формулам

$$X_C = Z_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda \partial} \cdot l \quad (6.7)$$

$$l = \frac{\lambda \partial}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{X_L}{Z_0} . \quad (6.8)$$

Сосредоточенную последовательную емкость можно реализовать так, как показано в таблице 6.1, поз. 3 и 4.

Параллельно включенный последовательный резонансный контур реализуется так, как показано в таблице 6.1, поз. 5. Расчет реактивных сопротивлений производится по формулам

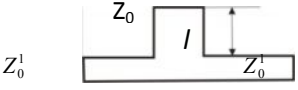
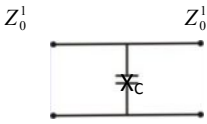
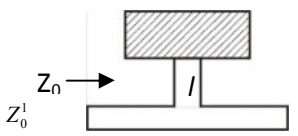
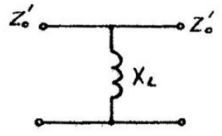
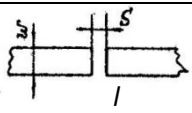
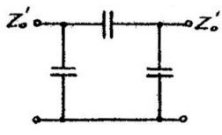
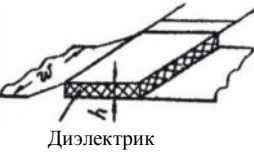
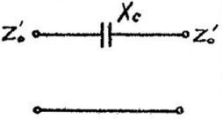
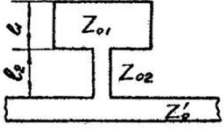
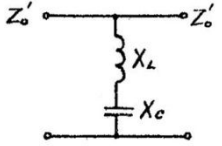
$$X_L = Z_{02} \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda \partial} \cdot l_2 \quad (6.9)$$

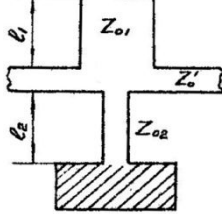
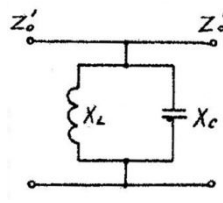
$$X_C = - \frac{Z_{01}}{\sin \frac{2\pi}{\lambda \partial} \cdot l_1} \quad (6.10)$$

Способ реализации параллельно включенного параллельного резонансного контура показан в табл. 6.1, поз. 6. Расчет реактивных сопротивлений производится с помощью соотношений (6.9) и (6.10).

Таблица 6.1

Цепи с полусосредоточенными параметрами, реализуемые с помощью полосковых линий

№	Тип цепи	Физическая цепь	Эквивалентная схема
1	Параллельная емкость	 <p>Короткозамыкатель</p>	
2	Параллельная индуктивность		
3	Последовательная емкость		
4	Последовательная емкость	 <p>Диэлектрик</p>	
5	Параллельно включенный последовательный резонансный контур		

6	Параллельно включенный параллельный резонансный контур		
---	--	--	---

Способ реализации параллельно включенного параллельного резонансного контура показан в таблице 6.1, поз. 6. Расчет реактивных сопротивлений производится с помощью соотношений (6.9) и (6.10).

Параллельно включенные последовательный и параллельный резонансные контура можно реализовать также с помощью соответственно разомкнутого и короткозамкнутого на конце отрезков линии длиной $\lambda\delta/4$. В частности, отрезок линии длиной $l < \lambda\delta/4$, короткозамкнутый на конце по ВЧ, широко используется в качестве блокировочного дросселя в коллекторной (анодной) и базовой (сеточной) цепях.

Последовательно включенные цепи с характеристиками последовательного и параллельного резонансных контуров с сосредоточенными параметрами реализовать с помощью полусосредоточенных элементов на отрезках линии очень трудно.

6.2. Расчет элементов согласующих цепей, выполняемых на отрезках несимметричной полосковой линии (НПЛ)

Здесь приняты следующие обозначения:

f - рабочая частота, Гц;

Z_0 - характеристическое (волновое) сопротивление, Ом;

ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки (стеклотекстолит $\epsilon=4,5$; поликор $\epsilon=9,6$);

$\varepsilon_{эфф}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость материала подложки;

λ - длина волны в свободном пространстве (при $\varepsilon=1$),м;

$\lambda \partial$ - длина волны в диэлектрике, м;

h - толщина подложки, мм (рис. 3.1);

W - ширина проводящего слоя НПЛ, мм;

l - длина отрезка линии,м.

6.2.1.Расчет четвертьволнового трансформатора

Исходные данные: $f; Z_0; h; \varepsilon$.

Расчет производится в следующем порядке

1. Определяется длина волны в свободном пространстве:

$$\lambda = 3 \cdot 10^8 / f . \quad (6.11)$$

2. Ширина проводящего слоя НПЛ:

$$W = h \left(\frac{300}{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon}} - 1 \right) . \quad (6.12)$$

3. Эффективная диэлектрическая проницаемость материала подложки:

$$\varepsilon_{эфф} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1/2} . \quad (6.13)$$

4. Длина волны в диэлектрике:

$$\lambda \partial = \lambda / \sqrt{\varepsilon_{эфф}} . \quad (6.14)$$

5. Длина отрезка линии, реализующего трансформатор:

$$l_T = \lambda \delta / 4. \quad (6.15)$$

6.2.2. Расчет параметров отрезка НПЛ, реализующего последовательную индуктивность с заданным значением реактивного сопротивления

Исходные данные: f ; h ; ε ; X_L .

1. Выбирается значение Z_0 так, чтобы выполнялось условие

$$Z_0 > X_L. \quad (6.16)$$

При практической реализации значения Z_0 часто выбирают в пределах $50 \div 100$ Ом. Значение $Z_0 > 100$ Ом конструктивно реализовать трудно, так как при этом получается очень малая ширина проводящего слоя W .

2. Расчет λ , W , $\varepsilon_{эф}$ и $\lambda \delta$ производится соответственно по формулам (6.1) - (6.4).

3. Длина отрезка линии, реализующего последовательную индуктивность:

$$l = \frac{\lambda \delta}{2\pi} \arcsin \frac{X_L}{Z_0}. \quad (6.17)$$

Пример 3. Рассчитать параметры отрезка НПЛ на поликоре, реализующего последовательную индуктивность по следующим исходным данным: $f=400$ МГц; $h=1$ мм; $\varepsilon_s=9,6$; $X_L=150$ м.

Выбираем значение Z_0 исходя из условия (6.6), например, $Z_0=500$ м. Далее рассчитываем:

$$h = 3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 10^8 = 0,75 \text{ м};$$

$$W = 1 / \left(\frac{300}{50 \sqrt{9,6}} - 1 \right) = 0,936 \text{ мм};$$

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{9,6+1}{2} + \frac{9,6-1}{2} \left(1 + \frac{10 \cdot 1}{0,936} \right)^{\frac{1}{2}} = 6,56;$$

$$\lambda \partial = 0,75 / \sqrt{6,56} = 0,2929 \text{ м};$$

$$l_L = \frac{0,2929}{6,28} \arcsin \frac{15}{50} = 0,0142 \text{ м} = 14,2 \text{ мм}.$$

Практическая работа № 7

**ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-
МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

Задача 7.1

Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода амплитудного детектора аппроксимировано ломанной линией:

$$i = \begin{cases} S \cdot u, & \text{при } u \geq 0; \\ 0, & \text{при } u < 0. \end{cases} \quad (7.1)$$

На вход детектора воздействует амплитудно-модулированное колебание

$$u = U_{\omega} (1 + m \cos 2 \pi F t) \cos 2 \pi f_0 t \quad . \quad (7.2)$$

Значения S , U_{ω} , m , f_0 , F и R_n приведены в таблице 7.1.

Требуется:

1. Рассчитать и построить зависимость коэффициента передачи детектора K_d от величины произведения SR_n .
2. Определить значение K_d и угла отсечки θ при заданных S и R_n .
3. Рассчитать и построить спектр напряжения на входе и выходе детектора.
4. Построить детекторную характеристику при $U_{\omega} = 1 \dots 3$ В.
5. Произвести выбор величины емкости нагрузки C_n диодного детектора.

Методические указания

1. Для расчета зависимости K_d от SR_H в п.1. задачи следует воспользоваться формулами:

$$K_d = \cos\theta \quad \text{и} \quad \operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{SR} \quad (7.3)$$

Задавая 7 ... 10 значениями θ на интервале от $\pi/2$ до 0, по приведенным формулам рассчитать K_d и соответствующее ему значение SR_H .

2. С помощью построенного графика $K_d(SR_H)$ следует определить K_d для значений (SR_H) (п.2. задания).

Таблица 7.1

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$S,$ MA/B	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75
	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
	40	25	50	65	40	30	35	40	45	60
U_{ω} В	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8
	2,7	2,5	2,3	2,1	1,9	1,7	1,5	1,3	1,1	1,0
	2,1	1,8	1,7	1,8	2,4	2,7	2,5	2,9	2,3	2,4
m	0,8	0,85	0,9	0,55	0,5	0,3	0,35	0,4	0,45	0,6
	0,3	0,35	0,4	0,45	0,7	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7
	0,4	0,55	0,5	0,65	0,6	0,4	0,85	0,8	0,55	0,5
$f_0,$ $кГц$	400	420	440	460	480	500	520	540	600	580
	590	570	550	530	510	490	470	450	430	410
	680	480	370	620	580	660	640	620	610	650
$F,$ $кГц$	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5
	3	2,5	4	3,5	5	4,5	5	5,5	1	2,5
	2	1,7	3	2,2	2	3,4	1	2,7	3	2,9
R_H $кОм$	3,3	3,0	2,7	2,4	2,2	2,0	1,8	1,5	1,2	1,0
	7,5	2,5	6,2	5,6	5,1	4,7	4,3	4,1	3,9	3,2
	6,8	4,2	5,6	4,7	3,7	1,9	1,7	3,1	2,8	2,9

Задача 7.2

Амплитудный диодный детектор при воздействии на него «сильного» сигнала работает в линейном режиме, ВАХ которого можно аппроксимировать ломаной линией

$$i = \begin{cases} S \cdot u, & \text{при } u \geq 0, \\ 0, & \text{при } u < 0. \end{cases} \quad (7.1)$$

На вход детектора подается напряжение

$$u_{\text{вх}} = U_{\omega} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t . \quad (7.2)$$

Значения $R_{\text{н}} S$, U_{ω} и m заданы в таблице 7.2.

Требуется:

1. Нарисовать схему амплитудного детектора и написать условия выбора сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и емкости нагрузки $C_{\text{н}}$.
2. Вычислить значение тока протекающего через $R_{\text{н}}$ и изобразить в масштабе спектральные диаграммы входного и выходного напряжения для заданного значения $R_{\text{н}}$.
3. Доказать, что диодный детектор при последовательном включении диода имеет входное сопротивление $R_{\text{вх}} = R_{\text{н}} / 2$.

Таблица 7.2

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$S,$ mA/B	2	4	0,8	4	3,3	0,8	3	2,7	5	2,8
	3,3	2	2	5,3	1,3	3,2	2,5	5,3	1	2
	2,8	1,5	2,5	3,6	4,3	2,8	4,1	2,2	3	1,7
$U_{\omega} B$	0,2	0,1	0,2	0,08	0,15	0,1	0,12	0,18	0,14	0,1
	0,15	0,15	0,14	0,06	0,2	0,15	0,1	0,07	0,09	0,2
	0,18	0,2	0,18	0,10	0,22	0,17	0,2	0,16	0,15	0,1
m	0,5	0,8	0,5	0,8	0,9	0,9	0,6	0,5	0,45	0,8
	0,8	0,4	0,7	0,7	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,7
	0,7	0,6	0,9	0,75	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,5
R_H кОм	25	36	30	20	28	40	28	22	32	24

Методические указания

1. При выполнении п.1. необходимо учитывать, что через сопротивление нагрузки детектора R_H протекает лишь постоянная и низкочастотные составляющие тока. Высокочастотные составляющие тока протекают через емкость нагрузки C_H .

2. Постоянную составляющую тока через диод можно определить при помощи следующей формулы

$$I_0 = \frac{S \cdot U_{\omega}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (7.3)$$

3. Для определения θ необходимо пользоваться графиком зависимости $K_d = f(SR_H)$.

Задача 7.3

На рис. 7.1 изображена структурная схема синхронного детектора.

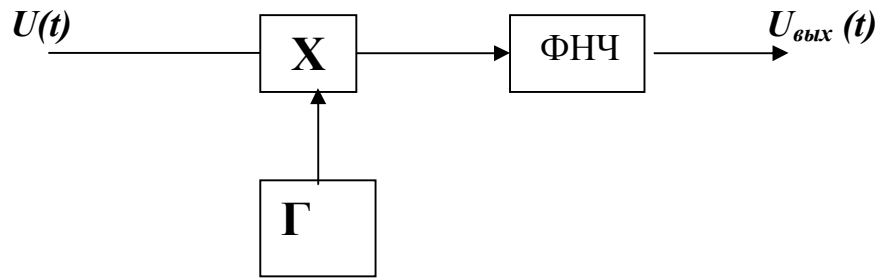


Рис7.1. Структурная схема синхронного детектора.

На вход детектора подается сигнал $U = U_m(t) \cos \omega_0 t$. Напряжение, вырабатываемое генератором Γ изменяется по закону $U_2(t) = U_r \cos(\omega t + \varphi)$. Перемножитель предполагается идеальным, а в качестве ФНЧ используется цепочка из параллельного соединения резистора R_n и конденсатора C_n .

Требуется:

1. Определить спектральный состав напряжения на входе ФНЧ.

Изобразить амплитудный спектр этого напряжения при $\omega = \omega_0$, $U(t) = U(1 + m \cos \Omega t)$ и $\varphi = 0$.

2. Объяснить возможность детектирования (демодуляции) с помощью синхронного детектора колебаний балансной и однополосной модуляции.

3. При заданных в таблице вариантов значениях R_n , C_n , f_0 рассчитать и построить амплитудно-частотную характеристику эквивалентного колебательного контура и определить его добротность Q .

Таблица 7.3

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
R_n	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190
$Ом$	200	210	220	230	240	250	260	270	280	290
C_n	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5
$мкФ$	5	4	3	2	1	1,5	2,5	3,5	4,5	5,5
f_0	200	220	240	260	280	300	320	340	360	380
$кГц$	210	230	250	270	290	310	330	350	370	390

Практическая работа № 8

РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

1. Выучить определения следующих технических характеристик радиоприемного устройства:

- чувствительности E_{A0} ;
- коэффициента шума приемника $\Pi_{пр}$;
- реальной чувствительности E_{Ap} ;
- избирательности по соседнему каналу $\sigma_{ск}$;
- избирательности по зеркальному каналу $\sigma_{зк}$;
- коэффициента частотных искажений $\sigma_{п}$.

Необходимо понимать физический смысл этих определений и уметь ими пользоваться при решении задач.

2. Выучить формулы, определяющие технические характеристики РПрУ (см. приложение 4). Необходимо понимать физический смысл формул и уметь ими пользоваться при решении задач.

3. Выполнить индивидуальное задание, пользуясь исходными данными приведенными в табл. 8.1 –8.5.

Задача 8.1

Нарисовать осциллограмму нормально-модулированного сигнала на входе приемника и осциллограмму этого же сигнала на выходе приемника. Показать на осциллограммах уровни, называемые чувствительностью E_{A0} и нормальным выходным напряжением $U_{\text{вых.норм}}$.

По исходным данным, указанным в табл. 8.1 определите остальные величины, значения которых в таблице не указаны.

В таблице приняты следующие обозначения: $U_{\text{норм}}$ и $P_{\text{норм}}$ – нормальные значения напряжения и мощности на выходе; $U_{\text{ном}}$ и $P_{\text{ном}}$ – номинальные значения напряжения и мощности на выходе; $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки приемника; K_0 – коэффициент усиления приемника.

Таблица 8.1

Вариант	$E_{\Delta o}$	$U_{\text{норм}}$	$U_{\text{ном}}$	$P_{\text{норм}}$	$P_{\text{ном}}$	$R_{\text{н}}$	K_0
	мкВ	В	В	мВт	мВт	Ом	
1	50	3,4				1	
2	70		4			1	
3	80					3	100000
4		5				3	100000
5			17			5	500000
6	90			50		2	
7	100				70	4	
8	110					6	10000
9				5		8	20000
10					60	10	20000
11	120			40			8000
12	30				50		20000
13	60	4,2				10	
14	140		6			8	
15	150					6	40000
16		3,8				12	600000
17			5,4			2	80000
18	160				90		20000
19	170			90			40000
20	180			20		2	
21	190				750	4	
22	200					6	30000
23				10		8	7000
24					950	10	30000
25			0,633			2	3700
26		0,55				4	9150
27	103	0,915				10	
28	40			70			400000
29	130					5	50000
30	10				140		600000

Задача 8.2

По исходным данным, указанным в табл. 8.2, определите величины, отмеченные в таблице знаком вопроса. Считать абсолютную температуру устройства равной $T=290$ К.

Таблица 8.2

Вариант	E_{Ao}	h^2	$\Pi_{эф}$	R_A	$\Pi_{пр}$	Π_1	Π_2	Π_3	K_{P1}	K_{P2}
	мкВ		кГц	Ом						
1	?	100	8	25	5					
2	1,2	?	6	35	6					
3	1,4	81	?	45	7					
4	1,6	64	4	?	8					
5	1,8	49	2	55	?					
6	?	36	3	65	9					
7	2,0	?	4	75	10					
8	2,2	25	?	85	9					
9	2,4	16	5	?	8					
10	2,6	9	6	95	?					
11	?	4	7	105	7					
12	2,8	?	8	115	6					
13	3,0	3	?	125	5					
14	3,2	4	10	?	6					
15	3,4	9	12	135	?					
16	?	16	14	20		2	2	2	3	3
17	3,6	?	12	30		2	4	4	6	6
18	3,8	25	?	40		3	3	6	8	8
19	4,0	36	11	?		3	4	5	8	6
20	?	49	10	50		4	4	4	10	10
21	4,2	?	9	60		4	6	6	10	8
22	4,4	64	?	70		5	5	5	7	8
23	4,6	81	8	?		5	6	8	9	8
24	?	100	7	80		4	5	6	10	9
25	4,8	?	6	90		3	4	5	8	8
26	5,0	81	?	100		2	3	4	8	6
27	5,2	64	5	?		2	6	8	10	10
28	?	48	4	110		3	8	8	10	8

29	5,4	?	3	120		4	6	8	6	6
30	5,6	36	?	130		5	6	7	7	9

Задача 8.3

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) колебательного контура имеет полосу $\Pi_{0,7}$ на уровне 0,7, полосу $\Pi_{0,1}$ на уровне 0,1 и коэффициент прямоугольности $K_{п.0,1}$ по уровню 0,1. По исходным данным, указанным в таблице 8.3, определите неизвестную величину.

Построить резонансную характеристику как функцию относительного коэффициента усиления Y от расстройки Δf , откладывая в одной клетке по оси абсцисс $\Delta f = 1$ кГц и в одной клетке по оси ординат $Y=0,2$.

Таблица 8.3

Вариант	$K_{п.0,1}$	$\Pi_{0,7}$	$\Pi_{0,1}$	Вариант	$K_{п.0,1}$	$\Pi_{0,7}$	$\Pi_{0,1}$
		кГц	кГц			кГц	кГц
1	4,75	3	?	16	2,18	?	37,1
2	?	4	6,8	17	2,3	18	?
3	2,4	?	12	18	?	19	32,7
4	2,2	6	?	19	1,97	?	39,4
5	?	7	12,25	20	1,85	21	?
6	3,7	?	29,6	21	?	22	40,8
7	3,03	9	?	22	1,67	?	38,4
8	?	10	34,5	23	1,56	24	?
9	3,23	?	35,5	24	?	25	45,5
10	3,13	12	?	25	1,93	?	50
11	?	13	38,2	26	2,94	27	?
12	2,6	?	36,4	27	?	28	133
13	2,4	15	?	28	1,72	?	50
14	?	16	35,5	29	2,1	5	?
15	2,8	?	25,7	30	?	11	33,6

Задача 8.4

Одиночный колебательный контур имеет резонансную частоту f_0 , добротность Q_K , полосу пропускания $\Pi_{0,7}$ на уровне 0,7, полосу Π_1 на уровне Y_1 , полосу Π_2 на уровне Y_2 . По исходным данным, указанным в таблице 8.4, определить величины, отмеченные знаком вопроса.

Построить АЧХ колебательного контура, соблюдая такой же масштаб, как и в предыдущей задаче.

На этом же графике показать пунктиром результирующую АЧХ двух таких одиночных колебательных контуров, имея в виду, что $Y_{\text{результир.}} = Y \cdot Y$.

Таблица 8.4

Вариант	f_0	Q_K	Π_1	Y_1	Π_2	Y_2	$\Pi_{0,2}$
	кГц		кГц		кГц		кГц
1	400	40	20	?			?
2			10	?			3
3	640	?	18,3	0,4			?
4	300	50			20	?	?
5	?	80	25,4	0,3			?
6			20	0,5	?	0,3	
7	200	40			10	?	?
8	300		20	?			6
9	540	?			20	0,36	?
10	550	50	?	0,5			?
11	?	60			30	0,26	?
12	615		30	0,333	?	0,25	
13	630	70	?	0,5			?
14	800	?	20	0,4			?
15			6	0,82	?	0,25	
16	720	90	?	0,33			?
17					?	0,45	8
18	?	100	16	0,44			?
19					10	?	5

20			30	0,3	15	?	
21	200	?			?	0,48	5
22			?	0,5			11
23	300	?	?	0,28			6
24			24	?	18	0,5	
25	900		?	0,5			9
26	?	40	?	0,446			10
27			14	0,68	?	0,6	
28	465	150	?	0,1			?
29			6	0,8	?	0,3	
30	150	?			9	0,5	?

Задача 8.5

Преселектор содержит два одинаковых одиночных колебательных контура. Полоса пропускания одиночного колебательного контура Π_K лежит на уровне Y_K , полоса преселектора Π_2 лежит на уровне Y_2 . По исходным данным, указанным в таблице 8.5, определить причину, отмеченную в таблице знаком вопроса. Построить АЧХ одиночного колебательного контура (сплошной линией) и преселектора (пунктирной линией), соблюдая масштаб, как в задаче 8.3.

Таблица 8.5

Вариант	Π_1	Y_1	Π_2	Y_2	Π_K	Y_K
	кГц		кГц		кГц	
1	100	0,6	60	?		
2	70	0,63			100	?
3	90	0,8	?	0,27		
4	80	0,5	160	?		
5	120	0,2	?	0,86		
6	10	?			100	0,775
7	30	0,9	70	?		
8	48	0,5			160	?
9	100	0,1			?	0,8
10	42	0,4	32	?		
11	80	0,3	?	0,2		

12	68	?			150	0,4
13	150	0,3	70	?		
14	53	0,9			800	?
15	60	0,4			?	0,5
16	46	0,8	60	?		
17	24	0,9	?	0,45		
18	?	0,6			200	0,2
19	200	0,1	14	?		
20	43	0,5			?	0,855
21	?	0,7			160	0,3
22	32	?			90	0,8
23	72	0,4			84	?
24	12	0,8			?	0,92
25	16	?			40	0,9
26	?	0,9			20	0,85
27	90	0,8			120	?
28	58	0,2			?	0,6
29	84	0,7	?	0,3		
30	?	0,4			24	0,92

Приложение 1

Вариант	Рабочая частота $f_{\text{раб}}$, МГц	Мощность на выходе РПДу $P_{\text{ПД}}$, Вт	Нагрузка $R_{\text{Н}}$, Ом	Напряжение коллекторного питания $E_{\text{к}}$, В
1	100	400	50	27
2	360	140	50	27
3	120	380	50	27
4	1000	14	50	27
5	140	360	50	27
6	380	120	50	27
7	160	340	50	27
8	2000	12	50	27
9	180	320	50	27
10	400	100	50	27
11	200	300	50	27
12	3000	10	50	27
13	220	280	50	27
14	4000	8	50	27
15	240	260	50	27
16	5000	6	50	27
17	260	240	50	27
18	1500	13	50	27
19	280	220	50	27
20	2500	11	50	27
21	300	200	50	27
22	3500	9	50	27
23	320	180	50	27
24	4500	7	50	27
25	340	160	50	27

Приложение 2

Генераторные биполярные транзисторы

	Тип транзистора	Проводимость	Диапазон Рабочих Частот ГГц	Типовые эксплуатационные параметры					Схема включения	Тип выводов
				f МГц	P1 Вт	KP	η %	EK В		
1	КТ 306А	п-р-п	0,1-0,4	170	0,4	4,5	40	5	ОБ	ПОЛЮС
2	КТ 603А	п-р-п	0,1-0,4	150	0,5	3	55	10	ОБ	ПОЛЮС
3	КТ 606А	п-р-п	0,1-0,4	100	1,5	3	45	28	ОБ	ПОЛЮС
4	КТ 610	п-р-п	0,1-0,4	400	1,0	4	45	12,6	ОБ	ПОЛЮС
5	КТ 640	п-р-п	1-7,2	7000	0,1	4	15	15	ОБ	ПОЛЮС
6	КТ 904А	п-р-п	0,1-0,4	180	8	8	65	28	ОБ	ПОЛЮС
7	КТ 907А	п-р-п	0,1-0,4	150	13,5	5	65	28	ОБ	ПОЛЮС
8	КТ 909А	п-р-п	0,1-0,5	500	20	2	55	28	ОЭ	ПОЛЮС
9	КТ 909Б	п-р-п	0,1-0,5	500	40	2	55	28	ОЭ	ПОЛЮС
10	КТ 909В	п-р-п	0,1-0,5	500	15	1,5	55	28	ОЭ	ПОЛЮС
11	КТ 911А	п-р-п	0,4-0,8	1800	1	2,5	30	28	ОЭ	ПОЛЮС
12	КТ 913А	п-р-п	0,2-1,0	1000	3	2	40	28	ОЭ	ПОЛЮС
13	КТ 913Б	п-р-п	0,2-1,0	1000	5	2	40	28	ОЭ	ПОЛЮС
14	КТ 913В	п-р-п	0,2-1,0	1000	10	2	50	28	ОЭ	ПОЛЮС
15	КТ 914А	п-р-п	0,1-0,4	400	2,5	2,5	40	28	ОЭ	ПОЛЮС
16	КТ 916А	п-р-п	0,2-1,0	1000	20	2,5	55	28	ОЭ	ПОЛЮС
17	КТ 918А	п-р-п	1,0-3,0	3000	0,25	2	55	20	ОБ	ПОЛЮС
18	КТ 918Б	п-р-п	1,0-3,0	3000	0,5	2	55	20	55	ПОЛЮС
19	КТ 919А	п-р-п	0,7-2,4	2000	4,4	4,4	33	28	ОБ	ПОЛЮС
20	КТ 919Б	п-р-п	0,7-2,4	2000	2	4	30	28	ОБ	ПОЛЮС
21	КТ 919В	п-р-п	0,7-2,4	2000	1	5	25	28	ОБ	ПОЛЮС
22	КТ 920А	п-р-п	0,05-0,2	175	2	12	60	12,6	ОЭ	ПОЛЮС
23	КТ 920Б	п-р-п	0,05-0,2	175	5	9	60	12,6	ОЭ	ПОЛЮС
24	КТ 920В	п-р-п	0,05-0,2	175	20	4	60	12,6	ОЭ	ПОЛЮС
25	КТ 922А	п-р-п	0,05-0,2	175	5	20	60	28	ОЭ	ПОЛЮС
26	КТ 922Б	п-р-п	0,05-0,2	175	20	10	60	28	ОЭ	ПОЛЮС
27	КТ 922В	п-р-п	0,05-0,2	175	40	6	60	28	ОЭ	ПОЛЮС
28	КТ 925А	п-р-п	0,2-0,4	320	2	7	63	12,6	ОЭ	ПОЛЮС
29	КТ 925Б	п-р-п	0,2-0,4	320	5	6	70	12,6	ОЭ	ПОЛЮС
30	КТ 925В	п-р-п	0,2-0,4	320	20	3,2	70	12,6	ОЭ	ПОЛЮС
31	КТ 927А	п-р-п	0,001-0,1	30	75	15	31	28	ОЭ	ПОЛЮС
32	КТ 929А	п-р-п	0,05-0,2	175	2	11,5	72	8	ОЭ	ПОЛЮС
33	КТ 930А	п-р-п	0,1-0,4	400	40	5	55	28	ОЭ	ПОЛЮС ВСЦ
34	КТ 930Б	п-р-п	0,1-0,4	400	75	3,5	58	28	ОЭ	ПОЛЮС ВСЦ
35	КТ 931А	п-р-п	0,05-0,2	175	80	5,5	60	28	ОЭ	ПОЛЮС ВСЦ
36	КТ 934А	п-р-п	0,1-0,4	400	3	8	50	28	ОЭ	ПОЛЮС ВСЦ
37	КТ 934Б	п-р-п	0,1-0,4	400	12	5,5	50	28	ОЭ	ПОЛЮС ВСЦ
39	КТ 934В	п-р-п	0,1-0,4	400	25	4	50	28	ОЭ	ПОЛЮС ВСЦ
40	КТ 937А	п-р-п	0,9-5,0	5000	2	2	35	21	ОБ	ПОЛЮС ВСЦ

Приложение 3

Параметры биполярных генераторных транзисторов

	Тип транзистора	Пар-ры ед. хар-к			ВЧ параметры									Пред. Доп. Вел-ны			R _{ок} , К/Вт
		r _{вкс} , Ом	E, В	B ₀	f _r , МГц	C _{кк} , Пф	C _{кп} , Пф	C _э , Пф	r _б , Ом	r _э , Ом	L _э , нГн	L _б , нГн	L _к , нГн	U _{кд} , В	U _{бэ} , В	I _{к.ном} , А	
1	КТ 306А	20	0,7	20-60	500	1	3	3	30		11	11		10	4	0,05	200
2	КТ 603А	5	0,7	20-80	370	1	3	35	25		11	11	11	30	3	0,6	
3	КТ 606А	5	0,7	30	350	3	10	42	3		12	12	12	65	4	0,8	44
4	КТ 610	30	0,7	50-300	1250	1,5	4,1	21	13		0,6	2,4	2,4	26	4	0,6	65
5	КТ 640	10	0,7	10-20	5000	0,3	0,9	3	4		0,5	0,3	0,5	25	3	0,12	160
6	КТ 904А	1,2	0,7	10-60	350	2,6	12	130	1	0,1	2,5	2,5	2,5	60	4	1,5	16
7	КТ 907А	1,4	0,7	10-50	350	3,5	20	220	1	0,4	0,8	2,5	2,3	60	4	3	7,5
8	КТ 909А	0,36	0,7	10	350	5	30	250	0,5	0,15	0,45	2,5	2	60	3,5	4	5
9	КТ 909Б	0,16	0,7	10	500	9	60	500	0,25	0,1	0,45	2,5	2	60	3,5	8	2,5
10	КТ 909В	0,36	0,7	10	300	5	35	250	0,5	0,15	0,45	2,5	2	60	3,5	4	5
11	КТ 911А	10	0,7	40	1000	1,5	4	18	1	0,15	0,3	2,5	2,5	40	3	0,8	33
12	КТ 913А	1,12	0,7	10-15	900	1,3	7		3	0,15	0,55	3	2	55	3,5	1	20
13	КТ 913Б	1,12	0,7	10-15	900	2,5	12		1,5	0,1	0,25	2,5	2	55	3,5	2	10
14	КТ 913В	1,12	0,7	10-15	900	2,7	14		1,1	0,05	0,25	2,5	2	55	3,5	2	10
15	КТ 914А	1,2	0,3	10-60	350	2,6	12	130	1	0,1	2,5	2,5	2,5	60	4	1,5	16
16	КТ 916А	0,8	0,7	35	1400	4	14	190	0,7	0,05	0,35	1	0,6	55	3,5	4	4,5
17	КТ 918А		0,7		800		4,2	15	3,5					30	2,5	0,5	50
18	КТ 918Б		0,7		1000		4,2	15	1					30	2,5	0,5	50
19	КТ 919А	1	0,7	15-20	1350	2,5	10	50	0,5	0,14	0,5	0,14	0,7	45	3,5	1,5	12
20	КТ 919Б	2	0,7	15-20	1350	1,5	6,5	25	1		0,8	0,25	0,7	45	3,5	0,7	25
21	КТ 919В	4	0,7	15-20	1350	0,7	4,5	12	2		1,3	0,35	0,7	45	3,5	0,4	40
22	КТ 920А		0,7	30	750	2,5	10	55	4		1,7	2,9	2,4	36	4	1	20
23	КТ 920Б		0,7	40	700	4	16	100	2		1,2	2,4	2,6	36	4	2	10
24	КТ 920В		0,7	25	450	12	50	410	0,7		1,0	2,4	2,4	36	4	7	4
25	КТ 922А	3	0,7	50	700	2	8	75	2	0,15	1,7	2,9	2,4	65	4	1,5	15
26	КТ 922Б	1,4	0,7	50	650	5	20	200	1	0,1	1,1	2,5	2,4	65	4	4,5	6
27	КТ 922В	0,8	0,7	50	400	10	50	500	0,5	0,05	0,9	2,4	2,4	65	4	9	3
28	КТ 925А	4	0,7	30	1400		9,5		3		1,2	2,6	2,4	36	4	1	20
29	КТ 925Б	2	0,7	30	1700		15		4		1	2,4	2,4	36	4	3	10
30	КТ 925В	0,5	0,7	30	1000		44		1		1	2,4	2,4	36	4	8,5	4,4
31	КТ 927А	0,07	0,7	15-50	150	50	190	2850	2,65					70	3,5	30	1,5
32	КТ 929А	1,7	0,7	40	1400	5	15		1,8	0,1	1,2	2,4	30	30	3	1,5	20
33	КТ 930А	0,6	0,7	40	960	20	62	800	0,14	0,1	0,35	0,44	1,6	50	4	12	1,8
34	КТ 930Б		0,7	40	700	4	16	100	0,1	0,08	0,24	0,86	1,6	50	4	20	0,8
35	КТ 931А	0,32	0,7	25	400	50	190	3200	0,36	0,09	0,29	0,13	1,6	60	4	30	0,8
36	КТ 934А	2,0	0,7	50	900	2,5	6,5	30	2	0,1	1,3	3,1	2,6	60	4	1	17,5
37	КТ 934Б	1,1	0,7	50	900	3,6	10	100	1,4	0,1	1,2	3,1	2,5	60	4	2	

39	КТ934В	0,5	0,7	50	900	8	22	200	0,6	0,05	1	2,8	2,5	60	4	4	
40	КТ937А		0,7		6500	0,3	3	25	1	0,3	0,9	0,35		25	2,5	0,5	

Приложение 4

Основные технические характеристики РПрУ

Чувствительность – это минимальная ЭДС нормально-модулированного сигнала, подводимого ко входу приемника через стандартный эквивалент антенны, при которой на выходе приемника обеспечивается стандартное для данного типа приемников напряжение (или мощность).

$$E_{Ao} = \frac{U_{вых}}{m \cdot K_0} = \frac{U_{вых.норм}}{0,3 \cdot K_0} = \frac{U_{вых.ном}}{K_0} \quad (1)$$

$$U_{вых.норм} = U_{вых.ном} \cdot 0,3$$

$$P_{вых.норм} = P_{вых.ном} \cdot 0,09$$

$$\text{Ш}_{пр} = 1 + \frac{P_{ш.вых.соб}}{P_{ш.А.вх} \cdot K_p}, \quad (2)$$

$$\text{Ш}_{пр} = \text{Ш}_1 + \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{\text{Ш}_3 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots \quad (3)$$

$$E_{Ap} = \sqrt{4kT_A \cdot R_A \cdot \Pi_{эф} \cdot \text{Ш}_{пр} \cdot h^2} \quad (4)$$

Для одиночного контура

$$\sigma_{СК} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_{СК}}{f_0} Q_{СК} \right)^2} \quad (5)$$

$$\sigma_{ЗК} = \sqrt{1 + \xi_{ЗК}^2} = \sqrt{1 + \left(\left| \frac{f_0}{f_{ЗК}} - \frac{f_{ЗК}}{f_0} \right| Q_{ЗК} \right)^2} \quad (6)$$

$$\sigma_{П} = \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot F_{\epsilon}}{f_0} Q_n \right)^2} \quad (7)$$

ЛИТЕРАТУРА

- 1.Справочник. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы. /Под ред. А. В. Голомедова. М. : Радио и связь, 1995
2. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна М.: Связь, 2005.
3. Устройства генерирования и формирования радиосигналов.2-е издание/ Под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского - М.: Радио и связь, 1994.
4. Проектирование радиопередающих устройств / Под ред. В.В.Шахгильдяна - М.: Радио и связь, 1993.
5. Радиопередающие устройства / Под ред. В.Н. Каганов М.: Связь, 2002
6. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1984.
7. Радиоприёмные устройства. Учебник для вузов/ Н.Н.Фомин, Н.Н.Буга, О.В.Головин и др.; Под ред.Н.Н. Фомина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.
8. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.: ил.
9. Онищук А.Г., Забеньков И.И., Амелин А.М. Радиоприёмные устройства. Уч. пособие. Минск, ООО «Новые знания», 2005. – 240 с.
10. А.Абдуазизов, Д.Давронбеков. Радиоузатишвақабулқилиш қурилмалари. Ўқув қўлланма. –Т.: “Фан ва технология”, 2011, 272 б.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
<i>Практическая работа №1</i> Выбор транзистора при проектировании усилителя	5
<i>Практическая работа №2</i> Выбор напряжения питания в транзисторных усилителях	10
<i>Практическая работа №3</i> Выбор схемы сложения мощности в транзисторных усилителях ...	12
<i>Практическая работа № 4</i> Расчет транзисторного генератора, собранного по схеме с общим эмиттером и общей базой	20
<i>Практическая работа № 5</i> Расчет коллекторной и входной согласующей цепей	28
<i>Практическая работа № 6</i> Расчет согласующей цепи на основе отрезков длинных линий, несимметричной полосковой линии	34
<i>Практическая работа № 7</i> Детектирование амплитудно-модулированных сигналов	43
<i>Практическая работа № 8</i> Расчет основных технических характеристик радиоприемного устройства	49
Приложение 1	56
Приложение 2	57
Приложение 3	58
Приложение 3	59
ЛИТЕРАТУРА	60

**«Приемо-передающие устройства в
телерадиовещании»
Методические указания
по выполнению практических работ**

Рассмотрено на заседании кафедры ТМС
«___» _____ 2016 года (протокол №___)
и рекомендовано к печати

Рекомендовано к печати научно-методическим
советом ТУИТ (протокол №___ от _____ г.)

Составитель: Алимджанов Х.Ф.

Ответственный редактор: к.т.н., доцент
Корректор: Давронбеков Д.А.
Султонова М.О.