

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ  
Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

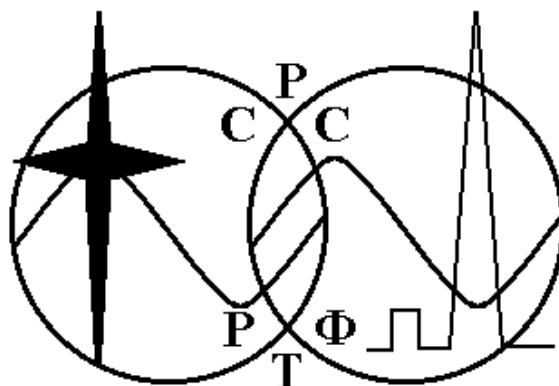
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой, проф., д.т.н.

\_\_\_\_\_ Мелихов С.В.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2015 г.



## РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

СБОРНИК ЗАДАЧ И УПРАЖНЕНИЙ

Разработчики:

проф. каф. СРС

\_\_\_\_\_ С.В. Мелихов

доц. каф. СРС

\_\_\_\_\_ В.П. Пушкарёв

доц. каф. СРС

\_\_\_\_\_ Г.Н. Якушевич

Томск – 2015

## АННОТАЦИЯ

Целью сборника задач и упражнений является получение студентами навыков и закрепление в процессе выполнения индивидуальных заданий теоретических знаний по расчету структурных схем и основных узлов и элементов радиоприемных устройств.

Сборник совместно с учебными и учебно-методическими пособиями составляет учебно-методический комплект по изучению дисциплин «Устройства приема и обработки радиосигналов в системах подвижной радиосвязи», «Устройства приема и преобразования сигналов», «Радиоприемные устройства» и других родственных дисциплин радиотехнического профиля.

Сборник задач и упражнений содержит краткие сведения из теории, необходимые для выполнения индивидуальных заданий.

В разделе 1 приведен материал, предназначенный для закрепления основных определений и параметров элементов, определяющих избирательные свойства радиоприемного устройства.

Разделы 2–6 содержат материал по расчету основных узлов радиоприемных устройств, обеспечивающих избирательные и усилительные свойства по заданным параметрам качества.

Раздел 7 содержит основные сведения об обработке импульсных и радиоимпульсных сигналов.

В разделе 8 представлен материал, позволяющий провести оценку чувствительности радиоприемного устройства с учетом внутренних и внешних источников шума.

В приложении приведены основные справочные данные, необходимые для выполнения индивидуальных заданий.

## СОДЕРЖАНИЕ

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ....	5
ВВЕДЕНИЕ .....	6
1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ.....	7
1.1. Краткие сведения из теории колебательных контуров.....	7
1.2. Задачи к разделу 1 .....	12
2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ .....	19
2.1. Краткие сведения по расчету входных цепей.....	19
2.2. Задачи к разделу 2.....	20
3. СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ .....	27
3.1. Краткие сведения из теории усилителей высокой частоты ...	27
3.2. Краткие сведения из теории анализа усилителей промежуточной частоты.....	30
3.3. Фильтр сосредоточенной селекции на LC-звеньях.....	33
3.4. Задачи к разделу 3 .....	36
4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ .....	49
4.1. Краткие сведения из теории преобразования частоты .....	49
4.2. Задачи к разделу 4.....	51
5. ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ .....	55
5.1. Краткие сведения из теории .....	55
5.2. Задачи к разделу 5.....	57
6. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ.....	61
6.1. Краткие сведения из теории детектирования .....	61
6.2. Задачи к разделу 6.....	62
7. ПРИЕМ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ .....	69
7.1. Краткие сведения из теории приема импульсных сигналов ..	69
7.2. Задачи к разделу 6.....	70
8. ШУМЫ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКОВ ....	74
8.1. Краткие сведения из теории шумов и чувствительности радиоприемников .....	74
8.2. Задачи к разделу 8.....	78
ЛИТЕРАТУРА.....	82
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Выбор избирательных систем .....	83
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Минимально достижимые затухания контуров и значения коэффициента шунтирования .....	84
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Значения коэффициента различимости.....	85

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Частотная зависимость относительной шумовой температуры антенны для атмосферных, промышленных и космических помех .....	86
ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Частотная зависимость напряженности поля помех возле антенны .....	87
ПРИЛОЖЕНИЕ 6. Коэффициенты разложения косинусоидального импульса.....	88
ПРИЛОЖЕНИЕ 7. Значения функций Бесселя 1-го рода мнимого аргумента не нулевого и первого порядков.....	88
ПРИЛОЖЕНИЕ 8. Справочные данные по ультразвуковым фильтрам .....	89

## ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

АД	- амплитудный детектор
АМ	- амплитудная модуляция
АПЧ	- автоматическая подстройка частоты
АРУ	- автоматическая регулировка усиления
АЧХ	- амплитудно-частотная характеристика
АЭ	- активный элемент
ВАХ	- вольтамперная характеристика
ВЦ	- входная цепь
Г	- гетеродин
ДВ	- диапазон длинных волн
ДД	- динамический диапазон
ИД	- импульсный детектор
КВ	- диапазон коротких волн
СВ	- диапазон средних волн
УВЧ	- усилитель высокой частоты
УКВ	- ультракоротковолновый диапазон
УМ	- угловая модуляция
УПЧ	- усилитель промежуточной частоты
УРЧ	- усилитель радиочастоты
ФМ	- фазовая модуляция
ЧМ	- частотная модуляция
ЧД	- частотный детектор
$L_k$	- индуктивность контура
$\Delta f$	- абсолютная расстройка
$f$	- текущая частота
$f_0$	- резонансная частота
$C_k$	- емкость контура
$r_k$	- сопротивление потерь в контуре
$Q_k$	- добротность контура
$Q_{\text{Э}}$	- эквивалентная добротность контура
$\rho_k$	- волновое сопротивление контура
$d_{\text{Э}}$	- эквивалентное затухание
$d_k$	- конструктивное затухание
$g_{\text{Э}}$	- эквивалентная проводимость
$m$	- коэффициент включения в контур
$n$	- коэффициент трансформации
$\rho$	- волновое сопротивление контура
$\zeta$	- обобщенная расстройка контура

## **ВВЕДЕНИЕ**

Основной целью сборника задач и упражнений является закрепление теоретических знаний, получаемых в процессе выполнения индивидуальных заданий. Основное внимание уделяется особенностям расчета и проектирования как основных узлов, так радиоприемного устройства в целом. Сборник задач и упражнений составлен с учетом подготовки студентов к будущему курсовому проектированию радиоприёмных устройств по заданными техническим требованиям. В сборнике приведены варианты схмотехнических решений отдельных узлов радиоприемного устройства. При изучении отдельных узлов радиоприёмного устройства предложена возможность поиска ошибок в представленных электрических принципиальных схемах.

Сборник может быть полезен не только для студентов специальностей направления «Радиотехника», но и для студентов других специальностей, изучающих основы построения радиоприемных устройств.

Сборник задач условно сформирован из 8 основных разделов дисциплин: основные энергетические соотношения в колебательных контурах, входные цепи радиоприемных устройств, селективные усилители, преобразование частоты, амплитудные детекторы, прием импульсных сигналов, шумы и чувствительность радиоприемников.

# 1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

## 1.1. Краткие сведения из теории колебательных контуров

Колебательные контуры могут быть выполнены в виде последовательного или параллельного соединений  $r_k$ ,  $L_k$ ,  $C_k$  - элементов. Эквивалентная схема последовательного колебательного контура представлена на рисунке (Рис. 1. 1а).

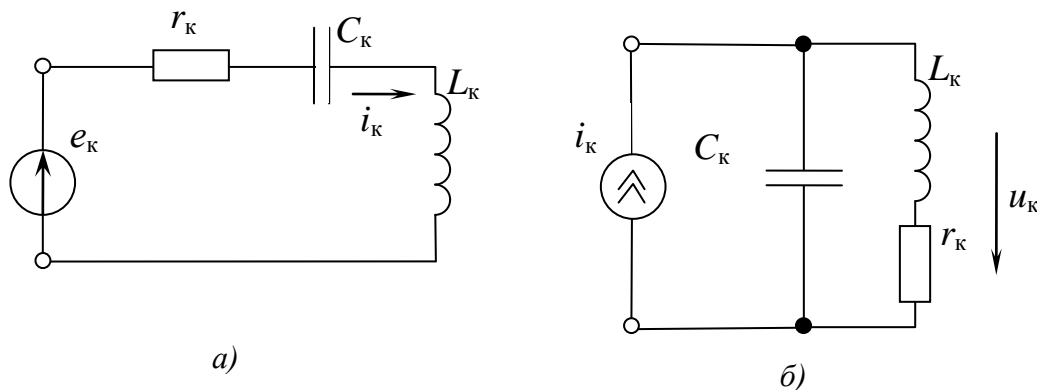


Рис. 1. 1. Эквивалентная схема последовательного (а) и параллельного (б) колебательного контура

Сопротивление  $r_k$ , представляет собой эквивалент потерь в реактивных элементах на рабочей частоте. Принимается условие, что потери присущи для индуктивности  $L_k$ , а в емкости  $C_k$ , потери отсутствуют. Источником энергии является идеальный источник с синусоидальным напряжением  $e_k$  (тока  $i_k$ ).

*Добротностью* (качеством) резонансного контура  $Q_k = \frac{2\pi\mathcal{E}_{\text{зап}}}{\mathcal{E}_{\text{потр}}}$

называется отношение энергии запасенной  $\mathcal{E}_{\text{зап}}$  в течение одного колебания к энергии  $\mathcal{E}_{\text{потр}}$ , потребляемой от источника за тот же

период синусоидального напряжения. Энергия  $\mathcal{E}_{\text{зап}} = \frac{I_m^2 \cdot L_k}{2}$ , запа-

сенная на резонансной частоте  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k \cdot C_k}}$ , определяется ам-

плитудой синусоидального тока  $I_m$ . Энергия, рассеиваемая сопро-

тивлением  $r_k$  в течение одного периода,  $\mathcal{E}_{\text{потр}} = \frac{I_m^2 \cdot r_k}{2 \cdot f_0}$ . Таким образом, добротность контура при резонансе имеет вид:

$$Q_k = \frac{2\pi f_0 L_k}{r_k} = \frac{1}{2\pi f_0 C_k r_k} = \frac{1}{r_k} \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = \frac{\rho_k}{r_k},$$

где  $\rho_k = 2\pi f_0 L_k = \frac{1}{2\pi f_0 C_k} = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$  - характеристическое (волновое) сопротивление колебательного контура.

Для параллельного контура потери удобно представлять параллельно включенной эквивалентной проводимостью  $G_k$ .

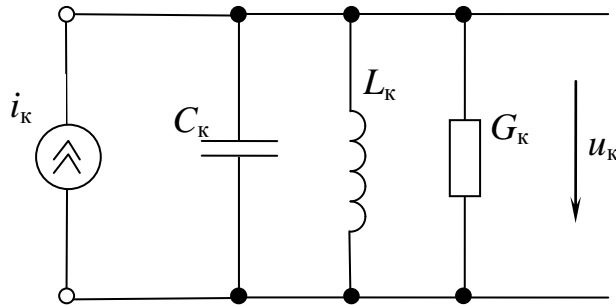


Рис. 1. 2. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура с эквивалентной проводимостью  $G_k$

В этом случае добротность контура будет иметь вид

$$Q_k = \frac{1}{\rho_k \cdot G_k} = \frac{2\pi f_0 C_k}{G_k} = \frac{1}{2\pi f_0 L_k G_k},$$

а его затухание  $d_k = \frac{1}{Q_k}$ .

Для описания свойств контура применяются следующие параметры:

*абсолютная расстройка* частоты источника входного гармонического сигнала  $f$  относительно резонансной частоты  $f_0$ , определяемая по формуле

$$\Delta f = |f - f_0| \text{ или } \Delta \omega = |\omega - \omega_0|;$$

*относительная расстройка* частоты источника входного гармонического сигнала  $f$  относительно резонансной частоты  $f_0$ , определяемая по формуле



$$x = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega};$$

обобщенная расстройка частоты источника входного гармонического сигнала  $f$  относительно резонансной частоты  $f_0$ , определяемая по формуле [1]

$$\xi = \frac{1}{r_k} \left( 2\pi f L_k - \frac{1}{2\pi f C_k} \right) = Q_k \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_k \cdot x.$$

Последовательный контур (Рис. 1. 1а) с индуктивностью  $L_k$ , ёмкостью  $C_k$  и сопротивлением потерь  $r_k$  на текущей частоте  $f$  имеет комплексное сопротивление

$$\dot{Z} = Z e^{j\varphi} = r_k (1 + j\xi). \quad (1.1)$$

Амплитудно-частотная характеристика контура

$$y = \frac{r_k}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (1.2)$$

Фазо-частотная характеристика контура

$$\varphi = \arg \dot{Z} = \arctg \xi. \quad (1.3)$$

Для малых абсолютных расстроек  $\Delta f = |f - f_0| \ll f_0$  относительная расстройка  $x \cong \frac{2\Delta f}{f_0}$ .

Для параллельного колебательного контура активные потери удобно отображать параллельно включенной эквивалентной проводимостью  $G_k$  (Рис. 1. 2).

Комплексная проводимость параллельного контура

$$\dot{Y} = Y e^{j\varphi} = G_k (1 + j\xi), \quad (1.4)$$

частотная характеристика контура

$$y = \frac{G_k}{Y} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (1.5)$$

фазовая характеристика контура

$$\varphi = \arg \frac{1}{\dot{Y}} = -\arctg \xi, \quad (1.6)$$

где  $G_k = \frac{1}{R_k}$  – резонансная проводимость контура;

$R_k = \frac{\rho^2}{r_k} = Q_k \rho = Q^2 r_k = \frac{L_k}{r_k C_k}$  – резонансное сопротивление контура.

При малых изменениях одного знака индуктивности и емкости на величины  $\Delta L$  и  $\Delta C$  абсолютная расстройка контура равна

$$|\Delta f| \cong 0,5 f_0 \left( \frac{\Delta L_k}{L_k} + \frac{\Delta C_k}{C_k} \right). \quad (1.7)$$

Допустимой считается расстройка, не превышающая половины полосы пропускания контура

$$\Pi = \frac{f_0}{Q} = f_0 d. \quad (1.8)$$

Перекрываемый контуром диапазон частот характеризуется коэффициентом перекрытия диапазона

$$K_{\Pi} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} = \sqrt{\frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}}}, \quad (1.9)$$

где индексы соответствуют максимальным и минимальным значениям резонансной частоты и полной контурной емкости.

Обеспечение требуемого перекрытия диапазона достигается включением в контур добавочных параллельных и последовательных емкостей (Рис. 1. 3)

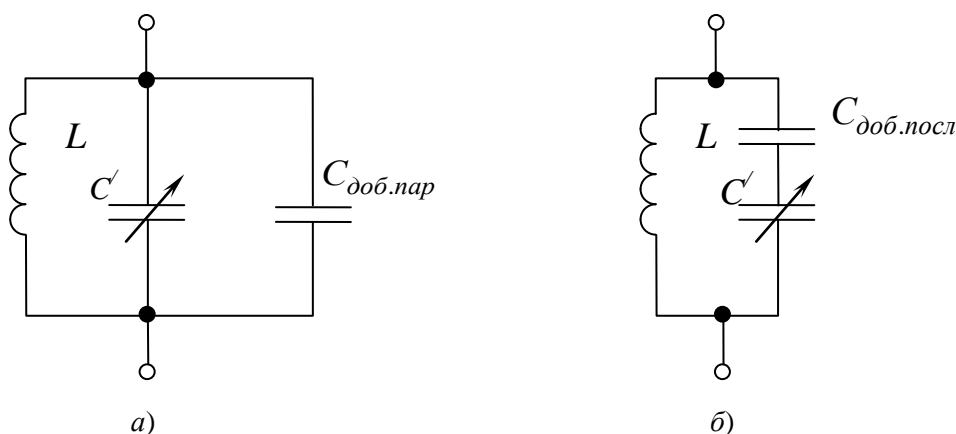


Рис. 1. 3. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура с параллельной (а) и последовательной (б) добавочной емкостью

Величины добавочных емкостей могут быть рассчитаны по формулам

$$C_{\text{доб.пар}} = \frac{C'_{\text{макс}} - \kappa_{\text{П}}^2 C'_{\text{мин}}}{\kappa_{\text{П}}^2 - 1}; \quad (1.10)$$

$$C_{\text{доб.посл}} = \frac{C'_{\text{макс}} C'_{\text{мин}} (\kappa_{\text{П}}^2 - 1)}{C'_{\text{макс}} - \kappa_{\text{П}}^2 C'_{\text{мин}}}, \quad (1.11)$$

где  $C'_{\text{макс}} = C_{\text{Кмакс}} + C_{\text{сх}}$ ;  $C'_{\text{мин}} = C_{\text{Кмин}} + C_{\text{сх}}$  – емкости контура с учетом емкости схемы  $C_{\text{сх}}$  соответственно при максимальной и минимальной емкости переменного конденсатора  $C_{\text{к}}$ .

Для проведения преобразования цепи колебательного контура из параллельно соединенных, индуктивности  $L$  (Рис. 1.4) или емкости  $C$  (Рис. 1.5) с сопротивлением  $R$  в последовательное их соединение, необходим расчет схем замещения.

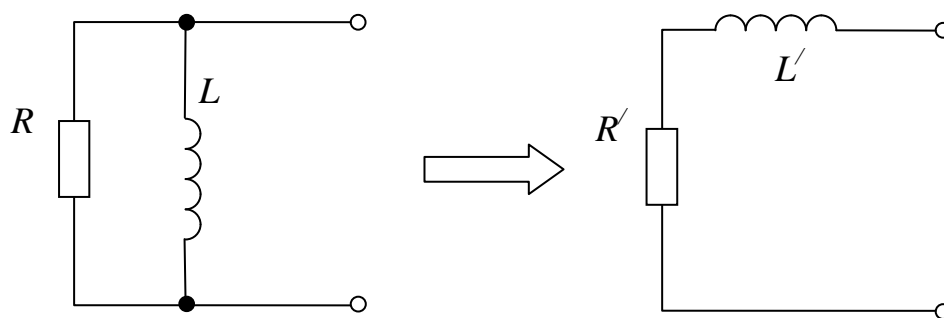


Рис. 1. 4. Преобразование параллельного соединения индуктивности  $L$  и  $R$  в последовательное соединение

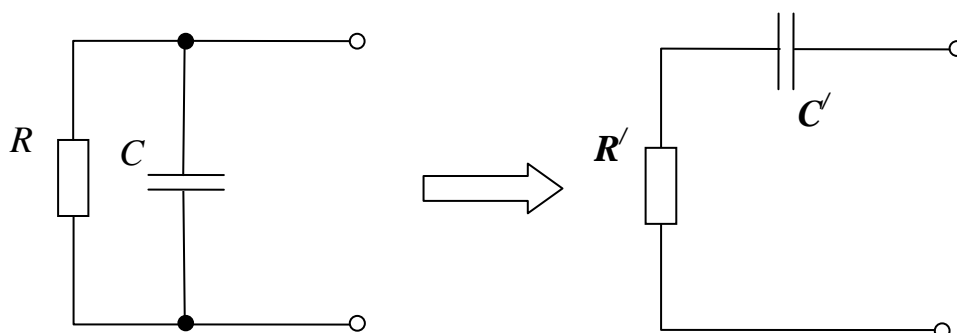


Рис. 1. 5. Преобразование параллельного соединения емкости  $C$  и  $R$  в последовательное соединение

Параллельному включению индуктивности  $L$  и сопротивления  $R$ , а также ёмкости  $C$  и сопротивления  $R$  соответствуют последовательные схемы замещения с параметрами соответственно

$$R' = \frac{R}{1 + \frac{R^2}{X_L^2}}, \quad L' = \frac{L}{1 + \frac{X_L^2}{R^2}} \quad (1.12)$$

и

$$R' = \frac{R}{1 + \frac{R^2}{X_C^2}}, \quad C' = C \left( 1 + \frac{X_C^2}{R^2} \right), \quad (1.13)$$

где  $X_L = \omega L$  и  $X_C = \frac{1}{\omega C}$  – реактивные сопротивления на данной частоте  $\omega$ .

При подключении к контуру шунтирующей проводимости  $g_{ш}$  его эквивалентная проводимость возрастает до величины

$$g_{\text{Э}} = g_{\text{К}} + m^2 g_{\text{ш}}, \quad (1.14)$$

а эквивалентное затухание равно

$$d_{\text{Э}} = d_{\text{К}} \left( 1 + m \frac{g_{\text{ш}}}{g_{\text{К}}} \right), \quad (1.15)$$

где  $m$  – коэффициент включения шунтирующей проводимости;  
 $d_{\text{К}}$  – конструктивное затухание контура.

Подключение к контуру добавочной емкости  $C_{\text{доб}}$  увеличивает емкость контура на величину

$$\Delta C = m^2 C_{\text{доб}}, \quad (1.16)$$

где  $m$  – коэффициент включения добавочной емкости.

Избирательность колебательного контура

$$\sigma = \frac{1}{y} = \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (1.17)$$

## 1.2. Задачи к разделу 1

1.2.1. Для радиовещательного приемника рассчитать простой параллельный контур так, чтобы на верхней частоте средневолнового диапазона  $f_g = 1605$  кГц его сопротивление было активным и равным 20 кОм, а на частоте  $f = 1445$  кГц модуль полной проводимости контура составлял  $10^{-3}$  См (Ответ: 2,2 Ом; 20,8 мкГн; 475 пФ).

1.2.2. Источник э.д.с. с амплитудой 0,1 В подключён к последовательному контуру, имеющему индуктивность 80 мкГн и ёмкость 320 пФ и настроенному на частоту э.д.с. Определить амплитуду напряжения на конденсаторе, если измеренная полоса пропускания составляет 12,5 кГц. (*Ответ: 8 В*).

1.2.3. В катушке индуктивности параллельного колебательного контура наводится э.д.с. резонансной частоты с амплитудой 0,2 В. Параметры контура:  $L = 1,25$  мГн,  $C = 400$  пФ,  $r = 12,5$  Ом. Найти амплитуду напряжения на контуре. (*Ответ: 28,4 В*).

1.2.4. В последовательный колебательный контур включён источник э.д.с.  $e = \cos(\omega \cdot t)$  В с внутренним сопротивлением 4 Ом. На резонансной частоте 100 кГц амплитуда тока в контуре равна 100 мА, а при расстройке на 1 кГц - 71 мА. Определить параметры контура: сопротивление собственных потерь, индуктивность, ёмкость, а также конструктивную добротность. (*Ответ: 6 Ом; 0,8 мГн; 3180 пФ; 83*).

1.2.5. Источник э.д.с. с амплитудой 10 В и внутренним сопротивлением 0,1 кОм подключён к параллельному контуру с индуктивностью 200 мкГн и добротностью 50, настроенному в резонанс с частотой э.д.с 160 кГц. Найти выделяющуюся в контуре мощность. (*Ответ: 4,9 мВт*).

1.2.6. К последовательному колебательному контуру подключены два источника э.д.с. одинаковой амплитуды. Частота э.д.с. одного источника совпадает с резонансной частотой контура, частота э.д.с. другого источника в  $n$  раз больше ( $n=2, 3, 4, \dots$ ). Найти отношение между токами, протекающими в контуре при воздействии этих э.д.с. (*Ответ:  $Q(n^2 - 1)/n$* ).

1.2.7. В лаборатории исследовался последовательный колебательный контур с сопротивлением собственных потерь 20 Ом, подключенный к источнику э.д.с. с амплитудой 1 В и с пренебрежимо малым внутренним сопротивлением. Амплитуда напряжения на конденсаторе, измеренная при резонансе вольтметром с бесконечно большим входным сопротивлением, равна 100 В. Какое напряжение покажет вольтметр с  $R_{\text{вх}} = 50$  кОм? (*Ответ: 20 В*).

1.2.8. В параллельном контуре с параметрами  $L = 2,5$  мГн,  $C = 400$  пФ,  $r = 25$  Ом наводится э.д.с. резонансной частоты с амплитудой 0,1 В. Напряжение на контуре измеряется вольтметром с

входным сопротивлением 1 МОм. Определить показания прибора. Какова относительная точность измерения? (*Ответ: 8В; 20%*).

1.2.9. К последовательному контуру с индуктивностью 20 мкГн и ёмкостью 80 пФ подключён источник э.д.с. с амплитудой 0,4 В. На резонансной частоте напряжение на контурном конденсаторе равно 25 В. Определить выделяющуюся в контуры мощность, если внутреннее сопротивление источника э.д.с. равно сопротивлению собственных потерь контура. (*Ответ: 5 мВт*).

1.2.10. Для перестройки контура в диапазоне частот от 0,8 до 1,6 МГц используется конденсатор переменной ёмкости  $C_K$ , изменяющейся в пределах 15-450 пФ. Определить индуктивность контура и ёмкость добавочного, конденсатора, подключённого параллельно  $C_K$ . (*Ответ: 68 мкГн; 130 пФ*).

1.2.11. Требуемый коэффициент перекрытия диапазона контура равен 2. Вычислить ёмкость добавочного конденсатора, включённого последовательно с конденсатором переменной ёмкости, если последняя изменяется в пределах от 20 до 500 пФ. (*Ответ: 71 пФ*).

1.2.12. Для перестройки контура в заданном диапазоне частот с коэффициентом перекрытия  $\kappa_{\Pi} = 3$  параллельно конденсатору переменной ёмкости  $C_K$  подключён добавочный конденсатор ёмкостью 30 пФ. Определить величину  $C_{K_{\max}}$ , если  $C_{K_{\min}} = 20$  пФ. (*Ответ: 420 пФ*).

1.2.13. Перекрытие диапазона частот от 500 кГц до 1500 кГц осуществляется изменением ёмкости конденсатора  $C_K$  в пределах 20 - 500 пФ. Определить индуктивность контура и ёмкость добавочного конденсатора, включенного последовательно с  $C_K$ . (*Ответ: 0,6 мГн; 250 пФ*).

1.2.14. В диапазоне частот 1 - 3 МГц контур перестраивается конденсатором переменной ёмкости  $C_K$ , параллельно которому подключен добавочный конденсатор ёмкостью 15 пФ. Определить индуктивность контура и крайние значения ёмкости конденсатора  $C_K$ , если известно отношение

$$\frac{C_{K_{\max}}}{C_{K_{\min}}} = 15.$$

(*Ответ: 0,83 мГн; 20 – 300 пФ*).

1.2.15. Какой коэффициент перекрытия частот контура, имевшего конденсатор переменной ёмкости  $C_K$ , изменяющейся в пределах 15 - 400 пФ, и последовательно включенный с  $C_K$  добавочный конденсатор ёмкостью 300 пФ? (Ответ: 3,46).

1.2.16. Определить величину индуктивности и коэффициент перекрытия диапазона контура, имеющего конденсатор переменной ёмкости  $C_K$ , изменяющейся от 20 до 470 пФ и параллельно подключенный к  $C_K$  добавочный конденсатор ёмкостью 10 пФ. Нижняя частота диапазона равна 400 кГц. (Ответ: 0,33 мГн; 4).

1.2.17. Какой величины следует взять ёмкость добавочного конденсатора  $C_{доб}$ , чтобы коэффициент диапазона  $K_{\Pi}$  контура был одним и тем же, как при последовательном, так и при параллельном включении  $C_{доб}$  к конденсатору переменной ёмкости, изменяющейся от 15 до 240 пФ? Во сколько раз изменится величина  $K_{\Pi}$  при включении  $C_{доб}$ ? (Ответ: 60 пФ; в 2 раза).

1.2.18. Параллельный колебательный контур, перестраиваемый в диапазоне частот 2 – 6 МГц конденсатором  $C_K$  с начальной ёмкостью 20 пФ, включён на вход следующего каскада, имеющего на нижней частоте диапазона входную ёмкость  $C_{BX} = 50 \text{ пФ}$ . Коэффициент включения каскада к контуру  $m = 0,316$ . Определить максимальную ёмкость конденсатора  $C_K$ , если величина  $C_{BX}$  пропорциональна частоте. (Ответ: 310 пФ).

1.2.19. Резонансная частота колебательного контура равна 465 кГц. Рассчитать ёмкость контура, если её изменение на 1 пФ расстраивает контур на 2,5 кГц. (Ответ: 93 пФ).

1.2.20. Параллельный колебательный контур с ёмкостью 40 пФ настроен на длину волны 300 м. Рассчитать коэффициент включения в контур входа следующего каскада исходя из того, что изменение входной ёмкости каскада на 2 пФ расстраивает контур не более чем на 1 кГц. (Ответ: 0,2).

1.2.21. При включении колебательного контура с добротностью  $Q = 100$  и сопротивлением потерь  $r = 5$  Ом в схему его ёмкость изменилась на 4 пФ, при этом относительная расстройка составила 1%. Определить резонансную частоту контура, ёмкость конденсатора и индуктивность катушки. (Ответ:  $10^7$  рад/с; 200 пФ; 50 мкГн).

1.2.22. Точность исполнения индуктивности катушек равна  $\pm 9\%$ , а контурные ёмкости  $C = 50$  пФ изменяются на величину  $\pm 1$  пФ. Определить точность подстройки контуров способом перемещения внутри латунного сердечника, если при этом индуктивность изменяется на  $\pm 3\%$ . (Ответ:  $\pm 4\%$ ).

1.2.23. Параллельный контур с ёмкостью контурного конденсатора 76 пФ включён в цепь следующего каскада, имеющего входную ёмкость 25 пФ. Рассчитать коэффициент включения каскада в контур так, чтобы изменение входной ёмкости на 1 пФ вызывало относительную расстройку контура не более чем на 0,1%. (Ответ: 0,4).

1.2.24. Для подстройки колебательных контуров серийного изделия предлагается использовать подстроечные конденсаторы КПК-1, ёмкость которых может изменяться в пределах 2-7, 4-15, 6-20, 8-30 пФ. Ёмкости контуров и индуктивности катушек имеют 5-процентный разброс. Выбрать подстроечный конденсатор с возможно меньшей начальной ёмкостью. Полную ёмкость контура считать равной 40 пФ. (Ответ: КПК -1 – 4/15).

1.2.25. Колебательные контуры предполагается подстраивать в резонанс перемещением медного сердечника в катушке индуктивности, изменяющейся при этом на  $\pm 8\%$ . Приемлем ли такой способ подстройки, если контуры изготавливаются из катушек индуктивности величиной  $40 \pm 1 \text{ мкГ}$  и конденсаторов 1 класса точности? (Ответ: Да).

1.2.26. Первоначально предполагалось, что изменение контурной ёмкости невелико, при этом расстройка контура составит половину допустимой. В дальнейшем оказалось, что изменение ёмкости контура больше предполагавшегося ранее в 4 раза. Приемлема ли величина расстройки контура: Если нет, то как следует изменить ёмкость и индуктивность контура, сохраняя неизменным номинальное значение резонансной частоты, чтобы расстройка контура не превышала допустимую? (Ответ: Нет, следует в 2 раза увеличить ёмкость и уменьшить индуктивность).

1.2.27. В серийном изделии используются контуры с добротностью  $Q = 25$ , имеющие ёмкость  $C = 30 \pm 1,5 \text{ нФ}$  и индуктивность  $L = 100 \pm 8 \text{ мкГ}$ . Определить среднее значение ёмкости подстроечного конденсатора и пределы её изменения, если:



а) требуется точная подстройка контуров на резонансную частоту 2,6 МГц;

б) допускается расстройка контуров на величину половины полосы пропускания.

(Ответ: 7.5 нФ; а) 3-12 нФ; б) 4.5 – 10.5 нФ).

1.2.28. В проектируемой серийной аппаратуре колебательные контуры не содержат подстроечных элементов, так как допускаются значительный разброс резонансной частоты в пределах  $\pm 20\%$ . Какого класса точности должны быть выбраны контурные конденсаторы, если величина индуктивности катушек имеет разброс  $\pm 10\%$ , а вносимая в контур ёмкость схемы в 10 раз меньше ёмкости контурного конденсатора и может изменяться в 2 раза? (Ответ: 2 класс точности).

1.2.29. Контур с ёмкостью 500 пФ настроен на частоту 150 кГц. При каком сопротивлении потерь контура его полоса пропускания равна 15 кГц? (Ответ: 212 Ом).

1.2.30. Колебательный контур перестраивается конденсатором переменной ёмкости в диапазоне длинных волн 735-3000 м. На минимальной частоте диапазона полоса пропускания контура равна 8 кГц. Найти полосу пропускания на максимальной частоте диапазона, если потери контура пропорциональны  $\sqrt{f}$ . (Ответ: 16.2 кГц).

1.2.31. Резонансное сопротивление параллельного контура равно 40 кОм, затухание  $d = 0,025$ , ёмкость  $C = 20$  нФ. Определить индуктивности, сопротивление потерь, резонансную частоту и полосу пропускания контура. (Ответ: 20 мкГн; 25 Ом;  $5 \cdot 10^7$  рад/с; 200 кГц).

1.2.32. Найти полосу пропускания одиночного контура, определив её как разность частот между точками резонансной кривой, в которых крутизна кривой максимальна (по модулю). Контур настроен на частоту  $f_0$  и имеет затухание  $d$ .

Указание. Обобщённую расстройку полагать равной

$$\xi = \frac{2(f - f_0)}{f_0 d}$$

(Ответ:  $\frac{f_0 \cdot d}{\sqrt{2}}$ ).

1.2.33. Простой параллельный колебательный контур с ёмкостью 250 пФ и добротностью 100 является нагрузкой пентода,

имеющего внутреннее сопротивление 100 кОм. Определить полосу пропускания нагруженного контура на резонансной частоте 320 кГц. (Ответ: 9.6 кГц).

1.2.34. Определить индуктивность контура и резонансную частоту, на которой полоса пропускания равна ширине спектра АМ сигнала с верхней частотой модуляции 8 кГц, если резонансное сопротивление контура в 2500 раз больше сопротивления потерь, равного 10 Ом. (Ответ: 0.1 мкГн; 0.8 МГц).

1.2.35. Источник э.д.с, имеющий внутреннее сопротивление 25 кОм, с коэффициентом включения  $m = 0,25$  подключён к контуру, полная ёмкость которого 500 пФ, добротность на холостом ходу  $Q_K = 50$ , резонансная частота  $\omega_0 = 10^6 \text{ рад/с}$ .

Определить полосу пропускания нагруженного контура и избирательность на частоте  $\omega = 2\omega_0$ . (Ответ: 4 кГц; 60).

1.2.36. Какому уровню отсчёта соответствует полоса пропускания контура, определённая как разность частот между точками резонансной кривой, в которых её крутизна (по модулю) максимальна? Контур имеет затухание  $d$  и настроен на частоту  $f_0$ .

Указание. Обобщённую расстройку полагать равной

$$\xi = \frac{2(f - f_0)}{f_0 d}.$$

(Ответ: 0.82).

1.2.37. На минимальной частоте диапазона 10 МГц избирательность контур равна 20 при расстройке  $\Delta f = +1 \text{ МГц}$ . При той же расстройке определить избирательность контур на максимальной частоте диапазона, если коэффициент перекрытия диапазона равен 2, а добротность контура пропорциональна  $\frac{1}{\sqrt{f}}$ . (Ответ: 7.5).

## 2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

### 2.1. Краткие сведения по расчету входных цепей

Коэффициент передачи входной цепи с внешнеёмкостной связью с антенной

$$K_0 \approx \omega_0 \cdot C_{св} \cdot R_{\mathcal{E}}, \quad (2.1)$$

где  $\omega_0$  - резонансная частота;

$C_{св}$  - ёмкость связи антенны с входным контуром;

$R_{\mathcal{E}}$  - эквивалентное сопротивление контура входной цепи на частоте  $\omega_0$ .

Коэффициент передачи входной цепи, при индуктивной связи антенны с входным контуром в случае приёма на удлинённую антенну

$$K_0 = \frac{\omega_0 \cdot C_A \cdot m \cdot R_{\mathcal{E}}}{x_A^2 - 1}, \quad (2.2)$$

в случае приёма на укороченную антенну

$$K_0 = \omega_0 \cdot C_A \cdot m \cdot R_{\mathcal{E}}, \quad (2.3)$$

- где  $C_A$  - ёмкость антенны;

$m$  - взаимная индуктивность, нормированная по индуктивности контура входной цепи;

$x_A = \frac{\omega_0}{\omega_A}$ , а  $\omega_A$  - собственная частота антенного контура.

Предельно допустимая степень связи антенного и входного контуров с точки зрения допустимой расстройки

$$K_{св} = 2 \sqrt{\frac{d_{\mathcal{E}} \cdot (x_{A\max}^2 - 1)(x_{A\min}^2 - 1)}{x_{A\max}^2 - x_{A\min}^2}}. \quad (2.4)$$

Здесь  $d_{\mathcal{E}}$  - эквивалентное затухание контура входной цепи;

$$x_{A\max} = \frac{\omega_{0\max}}{\omega_{A\min}}; \quad x_{A\min} = \frac{\omega_{0\min}}{\omega_{A\max}},$$

где  $\omega_{0\max}$ ,  $\omega_{0\min}$  и  $\omega_{A\max}$ ,  $\omega_{A\min}$  - максимальные и минимальные частоты принимаемого диапазона и настройки антенного контура соответственно.

Полная проводимость контура входной цепи

$$g_{\mathcal{E}} = g_K + g_{ш} + m_1^2 g_A + m_2^2 g_{вх}, \quad (2.5)$$

где  $g_K$  - собственная проводимость контура входной цепи;

$g_A$  - выходная проводимость антенны как антенного фидера;

$g_{ВХ}$  - входная проводимость первого усилительного прибора приёмника;

$g_{ш}$  - проводимость шунта к контуру;

$m_1, m_2$  - коэффициенты включения в контур входной цепи, антенны и усилительного прибора соответственно.

Максимальный коэффициент передачи достигается при согласовании настроенной антенны с контуром входной цепи и равен

$$K_{0\text{макс}} = \frac{m_2}{2m_{1C}}, \quad (2.6)$$

при этом согласующий коэффициент включения

$$m_{1C} = \sqrt{\frac{g_K + g_{ш} + m_2^2 g_{ВХ}}{g_A}}. \quad (2.7)$$

Для произвольной связи настроенной антенны с входной цепью коэффициент передачи составляет

$$K_0 = K_{0\text{макс}} \frac{2a}{1+a^2}, \quad (2.8)$$

т.е. определяется обобщённым параметром связи, равным отношению реализуемого коэффициента включения  $m_1$  к согласующему  $m_{1C}$

$$a = \frac{m_1}{m_{1C}}.$$

Рабочее затухание контура входной цепи

$$d_{Э} = d_{K1}(1+a^2), \quad (2.9)$$

где  $d_{K1}$  - затухание входной цепи при отключённой антенне;

$a$  - обобщённый параметр связи.

Избирательность входных цепей определяется по уравнениям амплитудно-частотных характеристик колебательных систем, использованных во входных цепях (см. тексты в задачах по темам 1, 3, 4, 6).

## 2.2. Задачи к разделу 2

2.2.1. Определить величину добавочной ёмкости в контуре входной цепи, обеспечивающей заданный коэффициент перекрытия

$\kappa_{\Pi} = 1,5$ . Ёмкость переменного конденсатора изменяется в пределах  $(8 \div 140)$  пФ; ёмкость схемы принять равной 30 пФ.

Расчёт провести как для случая, когда добавочная ёмкость подключается параллельно полной ёмкости контура, так и для случая последовательного включения (*Ответ: 68 пФ; 95,5 пФ*).

Для обоих случаев изобразить на оси частот сдвиг крайних частот настройки относительно первоначальных границ диапазона.

2.2.2. Для входной цепи с внешнеёмкостной связью определить коэффициент передачи на нижней частоте СВ диапазона. Диапазон перестройки  $500 \div 1500$  кГц входной цепи обеспечивается переменным конденсатором и параллельной добавочной ёмкостью. Ёмкость переменного конденсатора изменяется в пределах  $(15 \div 450)$  нФ; ёмкость схемы  $C_{CX} = 15$  нФ; ёмкость антенны  $C_A = 200$  нФ; ёмкость связи контура с антенной  $C_{CB} = 22$  нФ. Эквивалентная добротность контура  $Q_{\Sigma} = 40$  (*Ответ: 1,64*).

2.2.3. Определить величину индуктивности связи для входной цепи, работающей с удлинённой антенной в диапазоне СВ  $(500 \div 1600)$  кГц, при условии, что неравномерность коэффициента передачи по диапазону должна быть не хуже 2. Ёмкость антенны  $C_A = 150$  нФ. Перестройка входной цепи производится изменением ёмкости контура (*Ответ: 1,28 мГн*).

2.2.4. Определить неравномерность коэффициента передачи входной цепи приёмника, работающего с укороченной антенной в диапазоне длинных волн  $(150 \div 420)$  кГц. Собственная частота антенной цепи  $f_A = 1$  МГц. Перестройка входной цепи производится изменением контурной ёмкости (*Ответ: 9,3*).

2.2.5. Определить величину ёмкости связи входного контура с антенной, исходя из условия обеспечения полосы пропускания входной цепи  $\Pi_{0,7} = 15$  кГц на частоте 300 кГц. Известно, что затухание контура без учёта влияния антенной цепи равно 0,04, ёмкость антенны  $C_A = 200$  нФ, активное сопротивление антенны  $R_A = 400$  Ом, полная ёмкость контура равна 267 пФ

(*Ответ: 88 пФ*).

2.2.6. Для входной цепи с удлинённой антенной вычислить величину индуктивности катушки связи, значение коэффициента свя-

зи, исходя из допустимой расстройки входного контура, а также неравномерность коэффициента передачи по диапазону.

Известно, что:

ёмкость антенны может изменяться в пределах  $(50 \div 200) \text{ нФ}$ ;  
контур входной цепи перестраивается ёмкостью в пределах  $(1,5 \div 3) \text{ МГц}$  и добротность его при этом остаётся неизменной;

полоса пропускания входного контура в начале диапазона равна 30 кГц;

коэффициент удлинения антенны равен 0,67.

Собственной индуктивностью антенны пренебречь.

(Ответ: 0,5 мГн; 0,23; 1,09...1,6).

2.2.7. Рассчитать входную цепь с внешнеёмкостной связью с антенной, работающую в длинноволновом диапазоне  $(150 \div 420) \text{ кГц}$ . Входная цепь должна перестраиваться с помощью переменного конденсатора, ёмкость которого изменяется от 15 пФ до 150 пФ и иметь полосу пропускания на нижнем конце диапазона 9 кГц.

Параметры антенны:

активное сопротивление  $R_A = 200 \text{ Ом}$ ;

ёмкость, антенны минимальная - 50 пФ, максимальная - 200 пФ.

При расчёте входной цепи принять ёмкость схемы равной 30 пФ считать добротность контура в диапазоне перестройки постоянной. (Ответ: 2,2 мкГн; 20 пФ; 0,61).

2.2.8. Определить коэффициент передачи и полосу пропускания входной цепи приёмника, работающего с настроенной и согласованной антенной.

Параметры входного контура:

затухание холостого хода  $d_K = 0,008$ ;

резонансная частота  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ ;

полная ёмкость контура  $C = 25 \text{ нФ}$ ;

коэффициент включения входа транзистора к контуру  $m_2 = 0,1$ .

Входную проводимость транзистора принять равной  $10 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , а волновое сопротивление антенного фидера - равным 75 Ом.

Оценить влияние потерь в контуре на величину коэффициента передачи (Ответ: 0,386; 2,9 МГц; 0,575).

2.2.9. Определить избирательность входной цепи приёмника, работающего с настроенной антенной в режиме согласования, если частота помехи  $f_{II} = 100 \text{ МГц}$ .

Известно, что:

индуктивность контурной катушки равна  $0,1 \text{ мкГн}$ ;

полная ёмкость контура  $C = 50 \text{ нФ}$ ;

затухание холостого хода  $d_K = 0,01$ ;

коэффициент включения входа транзистор к контуру равен  $0,3$ ;

входная проводимость транзистора  $g_{вх} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ;

сопротивление антенны  $R_A = 750 \text{ Ом}$ . (Ответ:  $17 \text{ дБ}$ ).

2.2.10. Рассчитать входную цепь так, чтобы отклонение частоты настройки её от  $70 \text{ МГц}$  при серийном изготовлении приёмника не превышало половины полосы пропускания.

Разброс входной ёмкости используемых в преселекторе транзисторов (разность между максимальным и минимальным значениями) равен  $30 \text{ пФ}$ .

Известно также, что:

затухание холостого хода  $d_K = 0,01$ ;

полная ёмкость контура  $C = 50 \text{ нФ}$ ;

входное сопротивление транзистора равно  $500 \text{ Ом}$ ;

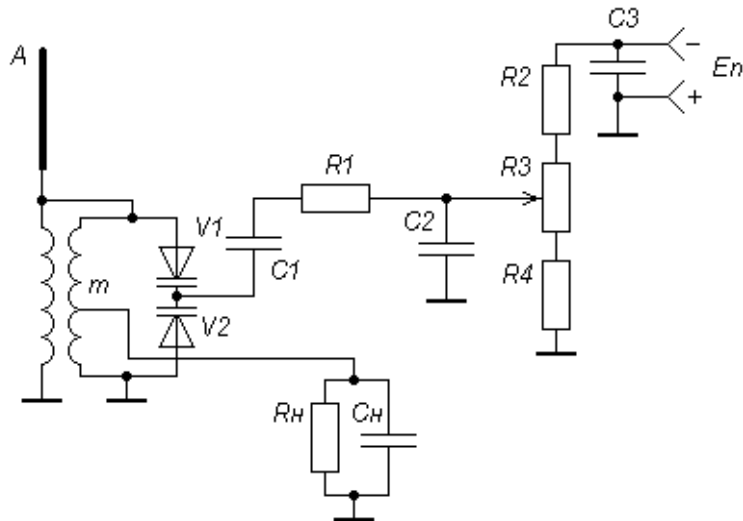
сопротивление антенны  $R_A = 750 \text{ Ом}$ ;

полоса пропускания входной цепи равна  $3,5 \text{ МГц}$ .

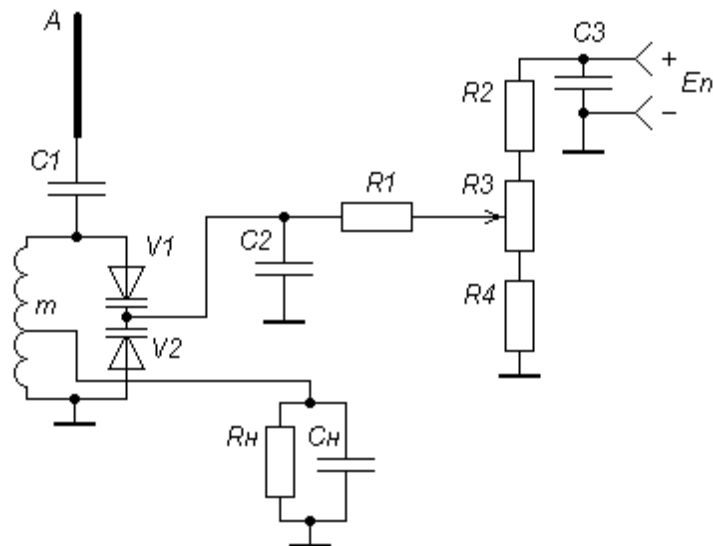
Антенна согласована с входной цепью.

(Ответ:  $0,2$ ;  $0,29$ ;  $0,71$ ).

2.2.11. Найдите и исправьте три ошибки в схеме входной цепи (ВЦ) с электронной перестройкой и индуктивной связью с антенной, работающей от ненастроенной антенны в режиме удлинения. Рассчитайте величину отношения резонансных коэффициентов передачи ВЦ на верхней и нижней частотах настройки  $n = k_o(f_{o\max}) / k_o(f_{o\min})$ , если:  $f_{o\min} = 500 \text{ кГц}$ ;  $f_{o\max} = 1500 \text{ кГц}$ ; резонансная частота антенной цепи  $f_A = 200 \text{ кГц}$ ; добротность контура ВЦ при перестройке остается постоянной.

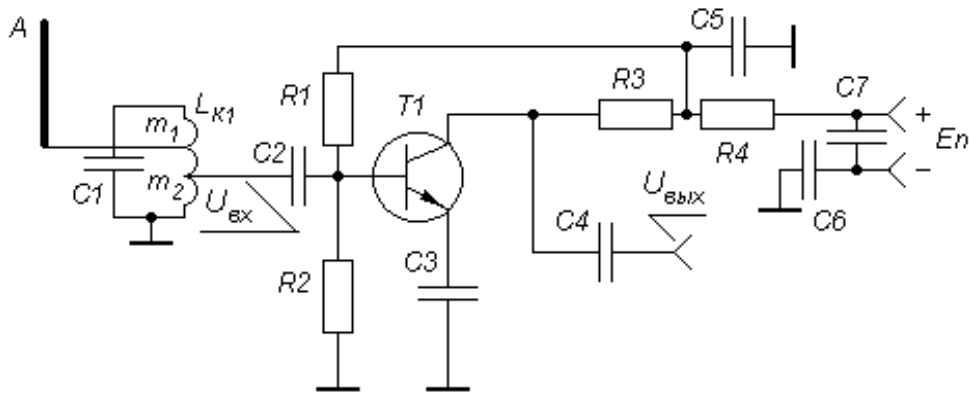


2.2.12. Найдите и исправьте две ошибки в схеме входной цепи (ВЦ) с электронной перестройкой, работающей от малоэффективной ненастроенной антенны. Определите коэффициент диапазона ВЦ, если: емкость антенны  $C_a = 10 \text{ нФ}$ ; емкость связи с антенной  $C1 = 0,5 \text{ нФ}$ ; межвитковая емкость катушки  $C_0 = 2 \text{ нФ}$ ; емкость нагрузки (с учетом емкости монтажа)  $C_n = 30 \text{ нФ}$ ; емкость каждого варикапа при изменении управляющего напряжения меняется от  $C_{v \text{ min}} = 80 \text{ нФ}$  до  $C_{v \text{ max}} = 180 \text{ нФ}$ ; коэффициент включения нагрузки в контур ВЦ  $m = 0,5$ .

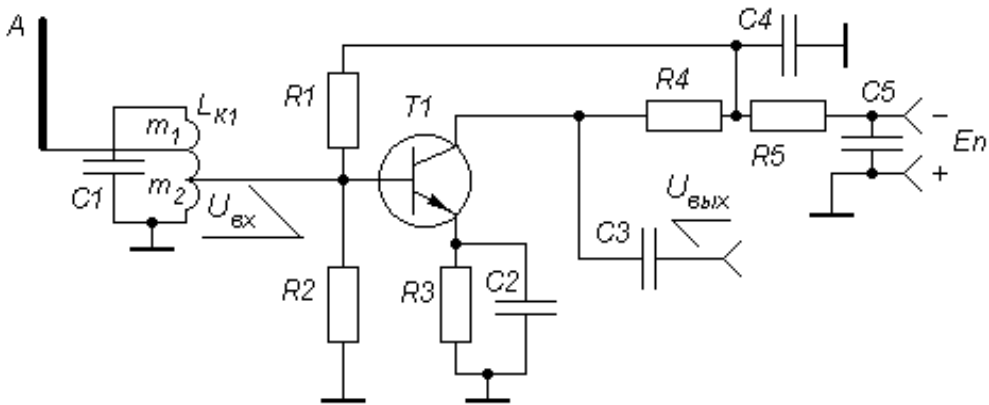


2.2.13. Найдите и исправьте две ошибки в схеме преселектора. Определите избирательность преселектора по зеркальному каналу, если: частота настройки входной цепи (ВЦ)  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ ; полоса пропускания ВЦ по уровню  $d = 0,5$   $\Pi_{0,5} = 2 \text{ МГц}$ ;  $f_z = 110 \text{ МГц}$ .

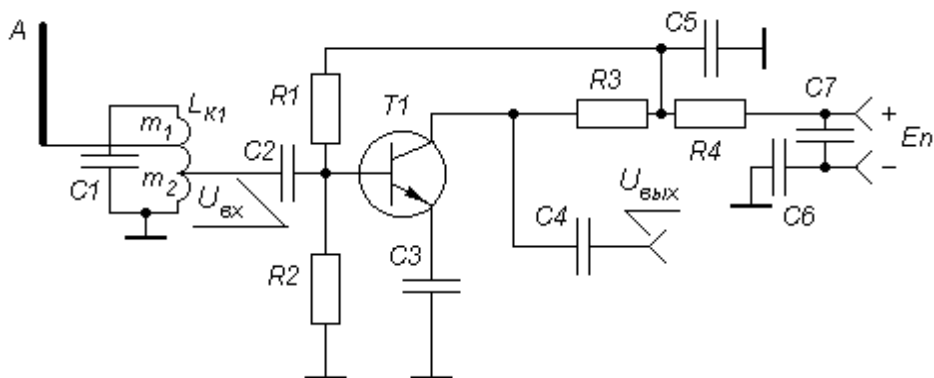




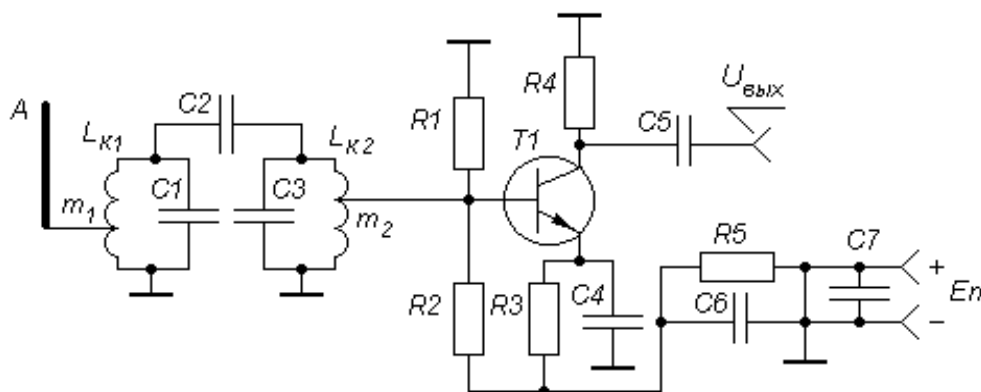
2.2.14. Найдите и исправьте две ошибки в схеме преселектора. Определите полосу пропускания преселектора по уровню  $d = 0,7$ , если: частота настройки входной цепи (ВЦ)  $f_0 = 80 \text{ МГц}$ ; избирательность по зеркальному каналу  $\sigma_3 = 20 \text{ дБ}$ ; промежуточная частота супергетеродина  $f_{np} = 10 \text{ МГц}$ ;  $f_2 > f_0$ .



2.2.15. Найдите и исправьте две ошибки в схеме преселектора. Определите избирательность преселектора по зеркальному каналу, если: частота настройки входной цепи (ВЦ)  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ ; полоса пропускания ВЦ по уровню  $d = 0,5$   $\Pi_{0,5} = 2 \text{ МГц}$ ;  $f_2 = 110 \text{ МГц}$ .



2.2.16. Найдите и исправьте три ошибки в схеме преселектора. Определите избирательность преселектора по первому и второму зеркальному каналу, если: супергетеродин настроен на частоту сигнала  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ ; первая промежуточная частота  $f_{np1} = 20 \text{ МГц}$ ; вторая промежуточная частота  $f_{np2} = 5 \text{ МГц}$ ;  $f_{21} > f_c$ ,  $f_{22} > f_{np1}$ ; эквивалентная добротность контуров преселектора  $Q_9 = 25$ ; фактор связи между контурами  $\beta = 1$ .



### 3. СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

#### 3.1. Краткие сведения из теории усилителей высокой частоты

Основными показателями УВЧ, подлежащими расчёту в подавляющем большинстве случаев, являются усиление, избирательность, полоса пропускания, коэффициент шума. Оценке шумов посвящена тема 9. Ниже приведены некоторые соотношения для расчёта основных показателей УВЧ, используемые в решении, задачи темы 3.

Резонансное усиление одноконтурного УВЧ

$$K_0 = m_1 m_2 \frac{|Y_{21}|}{g_K + m_1^2 g_{22} + m_2^2 g_{11}}, \quad (3.1)$$

где  $m_1, m_2$  - коэффициенты включения в контур выхода транзистора, рассматриваемого каскада и входа последующего соответственно;

$|Y_{21}|$  - модуль прямой проводимости транзистора рассматриваемого каскада на резонансной частоте;

$g_K$  - резонансная проводимость контура (без учета шунтирования транзисторами);

$g_{22}, g_{11}$  - выходная и входная проводимости транзисторов рассматриваемого каскада и последующего соответственно.

Максимально возможное усиление на усилительных приборах данного типа при  $g_k \ll g_{22}$  и  $g_k \ll g_{11}$ :

$$K_{0\max} = \frac{0,5|Y_{21}|}{\sqrt{g_{11}g_{22}}}. \quad (3.2)$$

В (3.2) все величины характеризуют транзистор рассматриваемого каскада.

При согласовании со входом следующего транзистора резонансное усиление (с учётом данного  $g_k$ )

$$K_{0\text{согл}} = \frac{0,5|Y_{21}|m_1}{\sqrt{(g_{22} \cdot m_1^2 + g_k)g_{11}}}. \quad (3.3)$$

Величины, входящие в (3.3), аналогичны, что и в (3.1).

Коэффициент включения входа следующего транзистора к контуру для обеспечения  $K_{0\text{согл}}$  из (3.3) определяется выражением

$$m_{2\text{согл}}^2 \cdot g_{22} = g_{11} \cdot m_1^2 + g_k. \quad (3.4)$$

Максимальный коэффициент усиления при заданной полосе пропускания каскада  $\Pi_1$

$$K_{0\text{max}} = \frac{0,5|Y_{21}|}{\sqrt{g_{11}g_{22}}} \left(1 - \frac{d_K}{d_{\text{Э}}}\right), \quad (3.5)$$

где  $d_K$  - собственное (конструктивное) затухание контура;

$d_{\text{Э}}$  - эквивалентное затухание контура, обеспечивающее заданную полосу пропускания  $\Pi_1$ .

При обеспечении максимального усиления (3.5) коэффициенты включения связаны соотношением

$$m_1^2 g_{22} = m_2^2 g_{11} = 2\pi f_0 C_{\text{Э}} (d_{\text{Э}} - d_K), \quad (3.6)$$

где  $f_0$  - резонансная частота, а  $C_{\text{Э}}$  - полная емкость контура.

Коэффициент усиления каскада в режиме согласования при заданной полосе пропускания  $\Pi_1$

$$K_{0\text{согл}} = \frac{0,5|Y_{21}|}{\sqrt{g_{11}g_{22}}} \sqrt{1 - \frac{2d_k}{d_{\text{Э}}}}, \quad (3.7)$$

где все величины имеют тот же смысл, что и в (3.5).

Коэффициенты включения, обеспечивающие усиление в (3.7), определяются выражениями:

$$m_{1\text{согл}} = \sqrt{\frac{d_{\text{Э}}}{2g_{22}} 2\pi f_0 C_{\text{Э}}}; \quad (3.8a)$$

$$m_{2\text{согл}} = \sqrt{\frac{d_{\text{Э}} - 2d_k}{2g_{11}} 2\pi f_0 C_{\text{Э}}}. \quad (3.8б)$$

Усиление УВЧ при отстройке от резонансной частоты на  $\Delta f$  определяется выражением

$$K(f) = K_0 \cdot y(f), \quad (3.9)$$

где  $f = f_0 \pm \Delta f$ ;  $y(f)$  - выражение для нормированного коэффициента усиления

$$y(f) = \frac{K(f)}{K_0}. \quad (3.10)$$

Для одноконтурного каскада

$$y(f) = \frac{I}{\sqrt{1 + \left[ \frac{f_0}{\Pi_1} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right]^2}} \frac{f}{f_0}, \quad (3.11)$$

где  $\Pi_1$  - полоса пропускания усилителя.

Ограничения на величину усиления, накладываемые по соображениям устойчивости, для каскада с общим эмиттером, истоком или катодом определяется выражением

$$K_0 = K_{уст} \sqrt{2k_y (1 - k_y) \left| \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right|}, \quad (3.12)$$

где  $Y_{21}$  и  $Y_{12}$  - прямая и обратная взаимные проводимости в эквивалентной схеме усилительного прибора;

$k_y$  - коэффициент устойчивости.

Коэффициент устойчивости

$$k_y = \frac{g_{\mathcal{E}} - g_{вн.ос.макс}}{g_{\mathcal{E}}}. \quad (3.13)$$

В (3.13)  $g_{\mathcal{E}}$  - суммарная проводимость контура без учёта влияния обратной связи;

$g_{вн.ос.макс}$  - максимальная вносимая в контур проводимость, обусловленная действием обратной связи при положительном характере обратной связи.

Усиление каскада по мощности определяется выражением

$$K_p = K_0^2 \frac{g_{11.след}}{g_{11.рассм}}, \quad (3.14)$$

где  $K_0$  - резонансное усиление по напряженно;

$g_{11.след}$  - проводимость транзистора следующего каскада;

$g_{11.рассм}$  - входная проводимость транзистора рассматриваемого каскада.

Полоса пропускания одноконтурного каскада определяется суммарной проводимостью

$$g_{\mathcal{E}} = 2\pi C_{\mathcal{E}} \Pi_1 = g_k + m_1^2 g_{22} + m_2^2 g_{11} + g_{ш}, \quad (3.15)$$

где  $g_{ш}$  - проводимость шунтирующего резистора;

$g_k$  - собственная проводимость контура;

$g_{11}$  и  $g_{22}$  - входная и выходная проводимости транзисторов, подключённых к контуру с коэффициентами включения  $m_2$  и  $m_1$  соответственно;

$C_{\mathcal{E}}$  - полная ёмкость контура.

Минимально достижимое эквивалентное затухание при требуемом усилении  $K_{0\text{треб}}$  определяется выражением

$$d_{\mathcal{E}\text{мин}} = \frac{d_k}{1 - 2K_{0\text{треб}} \frac{\sqrt{g_{22}g_{11}}}{|Y_{21}|}}. \quad (3.16)$$

Избирательность усилителя высокой частоты оценивается по выражению для амплитудно-частотной характеристики. Для одно-контурного УВЧ выражение для АЧХ даётся соотношением (3.11). Для УВЧ со сложными колебательными системами используются отношения для каскадов аналогичной структуры в усилителях промежуточной частоты, либо графики обобщённых АЧХ, приводимые в различных литературных источниках.

При рассмотрении УВЧ, работающих в диапазоне частот, необходимо учитывать частотную зависимость параметров, входящих в выражения для основных показателей УВЧ. Частотная зависимость параметров усилительных приборов находится по справочным данным.

### 3.2. Краткие сведения из теории анализа усилителей промежуточной частоты

Показатели и характеристики многокаскадного усилителя зависят от числа каскадов  $n$  и от типа избирательных систем в нагрузке усилительных каскадов.

Полоса пропускания одного каскада  $\Pi_1$  связана с полосой пропускания всего усилителя  $\Pi$  соотношением

$$\Pi_1 = \Pi \cdot \Psi(n), \quad (3.17)$$

где  $\Psi(n)$  - функция расширения полосы.

Эквивалентное затухание контура определяется по формуле

$$d_{\mathcal{E}} = \frac{\Pi_1}{f_0} = d_{e0} \Psi(n), \quad (3.18)$$

где  $d_{e\partial} = \frac{\Pi}{f_0}$  - единичное затухание;

$f_0$  - резонансная частота.

Коэффициент усиления усилителя вычисляется по формуле

$$K_0 = \frac{K_{\ell\partial}^n}{\Phi(n)}, \quad (3.19)$$

где  $K_{\ell\partial} = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{2\pi C_{\text{Э}} \Pi}$  - единичное усиление;

$m_1$  и  $m_2$  - коэффициенты включения в контур собственного усилительного прибора и входа следующего каскада;

$|Y_{21}|$  - крутизны усилительного прибора;

$C_{\text{Э}}$  - полная (эквивалентная) ёмкость контура;

$\Phi(n) = [c \cdot \Psi(n)]^n$ ;

$c$  - коэффициент, зависящий от типа избирательных систем.

Избирательные свойства всего усилителя характеризуется коэффициентом прямоугольности, который зависит, кроме того, от заданного уровня отсчёта

$$K_{ny}(n) = \frac{\Pi_y}{\Pi}, \quad (3.20)$$

где  $\Pi_y$  - полоса пропускания усилителя на заданном уровне  $y$ .

В зависимости от типа резонансных систем в нагрузке каскадов нормированные амплитудно-частотные характеристики  $y(f)$  и фазочастотные характеристики  $\varphi(f)$ , а также функции  $\psi(n)$ ,  $\Phi(n)$  и  $K_{ny}(n)$  имеют вид:

для усилителя, содержащего каскады с одиночными настроенными контурами:

$$y(f) = \left(1 + \xi^2\right)^{-\frac{n}{2}}; \quad (3.21)$$

$$\varphi(f) = -n \cdot \text{arctg} \xi; \quad (3.22)$$

$$\Psi(n) = \left(2^{\frac{1}{n}} - 1\right)^{-\frac{1}{2}}; \quad (3.23)$$

$$\Phi(n) = [\Psi(n)]^n = \left(2^{\frac{1}{n}} - 1\right)^{-\frac{n}{2}}; \quad (3.24)$$

$$K_{ny}(n) = \left( y^{-2/n} - 1 \right)^{1/2} \left( 2^{1/n} - 1 \right)^{-1/2}; \quad (3.25)$$

где  $\xi$  - обобщенная расстройка;

для усилителя, содержащего пары расстроенных каскадов при критической расстройке:

$$y(f) = 2^{n/2} \left( 4 + \xi^4 \right)^{-n/4}; \quad (3.26)$$

$$\varphi(f) = -\frac{\pi}{2} \operatorname{arctg} \frac{2\xi}{2 - \xi^2}; \quad (3.27)$$

$$\Psi(n) = \left[ 4 \left( 4^{1/n} - 1 \right) \right]^{-1/4}; \quad (3.28)$$

$$\Phi(n) = \left[ \sqrt{2} \Psi(n) \right]^n = \left( 4^{1/n} - 1 \right)^{-n/4}; \quad (3.29)$$

$$K_{ny}(n) = \left( y^{-4/n} - 1 \right)^{1/4} \left( 4^{1/n} - 1 \right)^{-1/4}; \quad (3.30)$$

для усилителя, содержащего каскады с двумя связанными контурами при критической связи:

$$y(f) = 2^n \left( 4 + \xi^4 \right)^{-n/2}; \quad (3.31)$$

$$\varphi(f) = -n \cdot \operatorname{arctg} \frac{2\xi}{2 - \xi^2}; \quad (3.32)$$

$$\Psi(n) = \left[ 4 \left( 2^{1/n} - 1 \right) \right]^{-1/4}; \quad (3.33)$$

$$\Phi(n) = \left[ 2\Psi(n) \right]^n = 2^{n/2} \left( 2^{1/n} - 1 \right)^{-n/4}; \quad (3.34)$$

$$K_{ny}(n) = \left( y^{-2/n} - 1 \right)^{1/4} \left( 2^{1/n} - 1 \right)^{-1/4}; \quad (3.35)$$



Значения функций  $\Psi(n)$ ,  $\Phi(n)$ , а также  $K_{ny}(n)$  для уровней отсчёта  $y = 0,1$ ,  $y = 0,01$ ,  $y = 0,001$ , приведены в приложении 1.

### 3.3. Фильтр сосредоточенной селекции на LC-звеньях

Одним из наиболее распространенных фильтров сосредоточенной селекции (ФСС) являются фильтры на LC-звеньях (рис. 3.1). При этом число звеньев  $n$  равно числу емкостей  $C_1$  и на единицу меньше числа параллельных контуров.

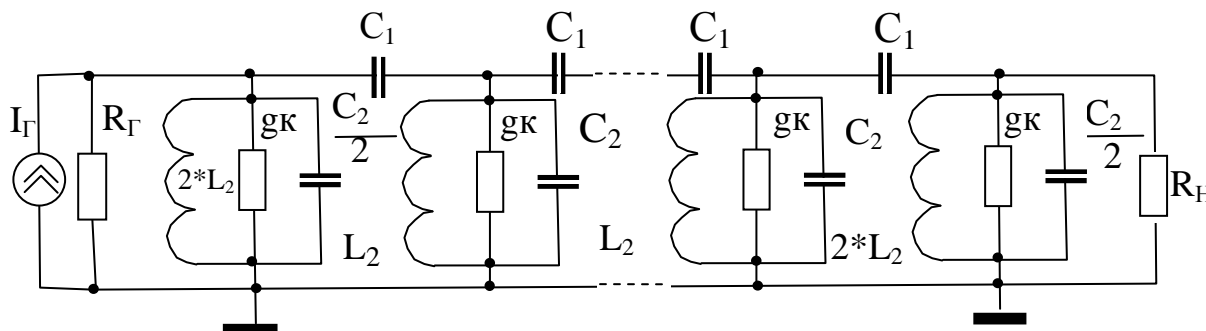


Рис. 3. 1. Принципиальная схема  $n$ -звенного ФСС

На рис. 3.2а приведены зависимости коэффициента расширения  $\psi(n)$  ФСС для числа LC-звеньев  $n$  от 1 до 9 и потерь  $L_0$  одного звена ФСС на номинальной частоте  $f_0$  равных 0.25, 0.5, 0.75 дБ. На рис 3.2б приведены зависимости избирательности  $\sigma_\Phi$  ФСС для числа LC-звеньев  $n$  от 1 до 9, коэффициентов прямоугольности  $K_\Pi$  равного 1.5, 2, 3, 5 и потерь  $L_0$  одного звена ФСС на номинальной частоте  $f_0$  равных 0.25, 0.5, 0.75 дБ.

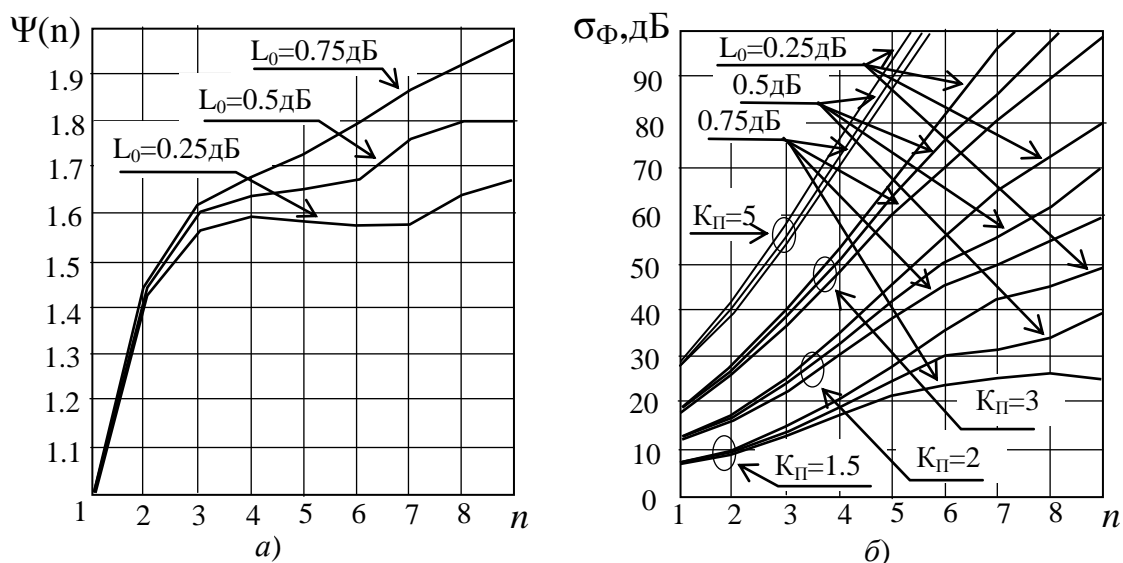


Рис. 3. 2. Зависимости коэффициента расширения  $\psi(n)$  (а) и избирательности  $\sigma_\Phi$  (б) ФСС

Исходными данными для расчета ФСС являются: характеристическое сопротивление  $R_0$ ; центральная частота  $f_0$ ; полоса пропускания  $P_{0.7}$  по уровню 0.707; расстройка, соответствующая соседнему каналу  $\Delta f_{СК}$ ; ослабление сигнала соседнего канала  $\sigma_{СК}$  (в децибелах); потери одного звена ФСС на номинальной частоте  $L_0$ .

Порядок расчета элементов ФСС (Рис. 3.1):

1. По рассчитанному коэффициенту прямоугольности  $K_{П}=P_{0.7}/(2\Delta f_{СК})$ , заданных потерь  $L_0$  для одного звена и требуемому ослаблению соседнего канала  $\sigma_{СК}$  на рис 3.2б определяем число  $n$  LC-звеньев ФСС.

2. По найденному числу звеньев  $n$  и коэффициенту прямоугольности  $K_{П}$  по рис. 3.2а находим коэффициент расширения  $\psi(n)$ .

3. Вычисляем добротность  $Q=(f_0\sqrt{2})/(P_{0.7}\psi(n))$ , емкости  $C_1=1/(R_0\omega_0)$  и  $C_2=2C_1(Q-1)$ , индуктивность  $L_2=1/(\omega_0^2(C_2+2C_1))$ , проводимость  $g_K=2(\sqrt{2L_0-1}-1)$ , где  $\omega_0=2\pi f_0$ .

При проектировании ФСС радиоприемных устройств УКВ ЧМ вещания необходим расчет уровня нелинейных искажений ЧМ – сигнала, обусловленных неравномерностью амплитудно-частотной и фазовой характеристик радиотракта приема-передатчика. Неравномерность амплитудно-частотной характеристики радиотракта передатчик-приемник приводит к появлению паразитной АМ, которая устраняется двусторонним ограничением ЧМ – сигнала. Полоса частот радиосигнала широкополосной ЧМ  $\Delta f_{ЧМ}$  при монофоническом вещании равна

$$\Delta f_{ЧМ} = 2 \cdot F_B \cdot (M + 1), \quad (3.36)$$

где  $F_B$  – верхняя частота АМ сигнала,  $M$  – индекс частотной модуляции равный  $M=f_{ДМАХ}/F_B$ , где  $f_{ДМАХ}$  – максимальная девиация несущей частоты передатчика.

Нелинейность фазовой характеристики радиотракта передатчик-приемник может вызвать существенные нелинейные искажения вследствие изменения закона модуляции частоты сигнала.

Резонансные системы (одиночные контуры, двухконтурные фильтры, ФСС), широко применяемые в радиоприемниках, являются минимально-фазовыми цепями. В минимально-фазовых цепях амплитудно-частотная и фазовая характеристики однозначно связаны между собой. Это позволяет определить необходимую полосу

радиотракта приемника (в пределах которой фазовая характеристика радиотракта квазилинейна) исходя из заданного коэффициента нелинейных искажений  $k_{\Gamma}$  ЧМ-сигнала.

Для УПЧ, имеющего  $n$  одноконтурных резонансных систем:

$$P_{0,7} = f_{D \text{ MAX}} \left( \sqrt[n]{4-1} \right) \left( \sqrt[3]{2n/(M \cdot k_{\Gamma})} \right) \quad (3.37)$$

Для УПЧ с  $n$  двухконтурными системами:

$$P_{0,7} = f_{D \text{ MAX}} \left( \sqrt[4]{\sqrt[n]{4^{n+1}-4}} \right) \left( \sqrt[3]{n/(M \cdot k_{\Gamma})} \right) \quad (3.38)$$

Для радиотракта с ФСС коэффициент нелинейных искажений может быть рассчитан с использованием следующих формул:

$$k_{\Gamma} = \frac{n}{M} \frac{(\xi \cdot q)^3}{4 + (\xi \cdot q)^2}; \quad q = \frac{2f_{D \text{ MAX}}}{P_d}; \quad \xi = \sqrt{\frac{1}{\sqrt[n]{d^2}} - 1}, \quad (3.39)$$

где  $n$  – число связанных одиночных контуров в ФСС;  $d$  – уровень на котором отсчитывается полоса пропускания ФСС  $P_d$ ;  $\xi$  – обобщенная расстройка, соответствующая границе полосы пропускания ФСС.

Найдем коэффициент нелинейных искажений  $k_{\Gamma}$  ЧМ-сигнала при условии, что  $P_{0,7} = \Delta f_{D \text{ MAX}} N$ , где  $N$  – определяет соотношение между необходимой полосой частот для радиосигнала из выражения (3.35) и полосой радиотракта приемника из выражений (3.36)-(3.39).

Для УПЧ, имеющего  $n$  одноконтурных резонансных систем:

$$k_1 = \left( \frac{M}{2N(M+1)} \sqrt[n]{4-1} \right)^3 \frac{2n}{M} \quad (3.40)$$

Для УПЧ с  $n$  двухконтурными системами:

$$k_2 = \left( \frac{M}{2N(M+1)} \sqrt[4]{\sqrt[n]{4^{n+1}-4}} \right)^3 \frac{n}{M} \quad (3.41)$$

Для радиотракта с ФСС коэффициент нелинейных искажений может быть рассчитан с использованием следующих формул:

$$k_{\text{ФСС}} = \frac{n \left( \sqrt[n]{2-1} \right)^3 M^2}{N(M+1) \{ [(2N(M+1))^2 + (\sqrt[n]{2-1} M)^2] \}} \quad (3.42)$$

В таблице приведены значения коэффициентов нелинейных искажений рассчитанных по выражениям (3.40)-(3.42) для  $n=1-9$ ,  $M=3.33$  и  $N=1$ .

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$k_1, \%$	17,74	6,83	4,61	3,64	3,08	2,71	2,45	2,25	2,09
$k_2, \%$	11,00	9,66	9,72	9,97	10,26	10,55	10,82	11,08	11,33
$k_{\Phi CC}, \%$	2,98	1,72	1,31	1,09	0,96	0,86	0,79	0,73	0,67

### 3.4. Задачи к разделу 3

3.3.1. Преселектор, состоящий из одноконтурных, настроенных на частоту 60 МГц входной цепи и УВЧ, обеспечивает усиление сигнала в 20 раз и подавление помех на частоте 30 МГц в 50 раз. Контур преселектора идентичны, полные ёмкости контуров равны 40 пФ. Известно также, что в фидерной линии, соединяющей преселектор с антенной и имеющей волновое сопротивление 75 Ом, обеспечен режим бегущей волны, и к входу усилительного прибора входной контур подключён полностью.

Определить усиление каскада УВЧ на частоте сигнала (*Ответ: 14*).

3.3.2. Контур УВЧ, собранный по схеме с двойным автотрансформаторным включением имеет следующие параметры: частота настройки - 30 МГц, полная емкость - 40 пФ, конструктивное затухание - 0,01. Выходная проводимость транзистора равна  $10^{-4} \text{ См}$ , входная проводимость следующего каскада -  $10^{-2} \text{ См}$ . Коэффициенты включения выхода и входа транзистора в контур, равные 0,707 и 0,5, соответственно, обеспечивают полосу пропускания каскада 10,5 кГц.

Определить величину добавочной ёмкости, подключение которой к контуру позволит получить полосу пропускания 8 кГц, не изменяя коэффициенты включения (*Ответ: 13 пФ*).

3.3.3. Определить ослабление, которое обеспечивает каскад УВЧ приемника КВ диапазона на частоте помехи 465 кГц. Параметры усилителя: рабочая частота каскада - 7,5 МГц, коэффициент усиления на частоте настройки - 15, модуль прямой проводимости транзистора - 30 мСм, полная ёмкость контура - 150 пФ, коэффици-

енты включения входа и выхода транзистора в контур - 0,5 и 0,2.  
(*Ответ: 46,5 дБ*)

3.3.4. Обеспечить устойчивый режим работы каскада УВЧ, собранного по схеме с ОЭ на транзисторе П410.

Параметры каскада: частота настройки - 30 МГц, полоса пропускания - 10 МГц, полная ёмкость контура - 40 пФ.

Параметры транзистора на частоте 30 МГц:

модуль прямой проводимости - 25 мСм,

модуль обратной проводимости - 0,94 мСм.

Коэффициент включения входа транзистора в контур принять равным 1 (*Ответ: 0,232*).

3.3.5. Рассчитать максимально возможное усиление одноконтурного УВЧ на транзисторе ГТ313А и обеспечить его реализацию.

Рабочая частота усилителя - 50 МГц. Требуемая эквивалентная добротность контура, равная 10, обеспечивается непосредственным включением коллектора в контур и неполным включением с коэффициентом 0,2 входа следующего каскада. Предварительное значение волнового сопротивления контура - 60 Ом.

Модуль прямой проводимости транзистора на частоте 50 МГц равен  $72 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , величина ёмкости внутренней обратной связи равна 2,5 пФ (*Ответ: 4*).

3.3.6. Для верхней частоты длинноволнового диапазона 415 кГц рассчитать одноконтурный УВЧ.

Требуемая полоса пропускания усилителя равна 15 кГц.

Конструктивное затухание контура принять равным 0,01, полную ёмкость контура - равной 60 пФ.

Усилитель предлагается выполнить на транзисторе П402, имеющем параметры: модуль прямой проводимости - 30 мСм, модуль обратной проводимости - 20 мкСм входная проводимость - 0,6 мСм.

Влиянием выходной проводимости транзистора в расчёте пренебречь. (*Ответ: 16,2; 0,037; 0,0825*).

3.3.7. Рассчитать диапазонный УВЧ, собранный по схеме с двойным автотрансформаторным включением на транзисторе ГТ313. На нижней частоте диапазона 30 МГц усилитель должен иметь полосу пропускания 1,2 МГц. Коэффициент перекрытия диапазона частот в усилителе должен быть равен 1,67.

В усилителе предлагается использовать переменный конденсатор, ёмкость которого меняется в пределах  $7 \div 100 \text{ пФ}$ . Известно также, что ёмкость схемы равна  $13 \text{ пФ}$ , собственное затухание контура на нижней частоте диапазона равно  $0,01$  и изменяется с частотой  $f$  пропорционально  $\sqrt{f}$ .

Параметры транзистора на нижней и верхней частотах диапазона соответственно равны: модуль прямой проводимости -  $76 \cdot 10^{-3} \text{ См}$  и  $72 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ .

входная проводимость -  $7,1 \cdot 10^{-3}$  и  $10,3 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ,

выходная проводимость -  $0,59 \cdot 10^{-3}$  и  $1,37 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ .

Величина ёмкости внутренней обратной связи транзистора равна  $2,5 \text{ пФ}$ . (Ответ:  $33 \text{ пФ}$ ;  $0,23$ ;  $0,34$ ).

3.3.8. Для одноконтурного каскада УВЧ, собранного на транзисторе ГТ313, включённом по схеме с общим эмиттером, определить максимально возможный коэффициент усиления при согласовании и сравнить его с устойчивым.

Рабочая частота усилителя -  $30 \text{ МГц}$ .

Параметры транзистора:

модуль прямой проводимости -  $76 \text{ мСм}$ ,

выходная проводимость -  $0,59 \text{ мСм}$ ,

входная проводимость -  $7,1 \text{ мСм}$ ,

ёмкость коллекторного перехода -  $2,5 \text{ пФ}$ .

Влиянием собственной проводимости контура в расчёте пренебречь. (Ответ:  $5,8$ ;  $18,6$ ).

3.3.9. Одноконтурный усилитель, собранный на транзисторе ГТ313, работает на частоте  $30 \text{ МГц}$ . Модуль прямой проводимости транзистора равен  $76 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , выходная проводимость равна  $0,59 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , входная -  $7,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ . Обеспечить режим согласования, рассчитать максимально возможный коэффициент усиления, а также полосу пропускания усилителя при условии, что полная ёмкость контура равна  $146 \text{ пФ}$  и конструктивное затухание контура  $0,01$ . (Ответ:  $0,35$ ;  $15,3$ ;  $1,88 \text{ МГц}$ ).

3.3.10. Одноконтурный усилитель, собранный на транзисторе ГТ313, работает на частоте  $30 \text{ МГц}$ . Модуль прямой проводимости транзистора -  $76 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , выходная проводимость -  $0,59 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , входная проводимость -  $7,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ . Обеспечить режим согласова-

ния, определить максимально возможный коэффициент усиления и полосу пропускания усилителя при условии, что полная ёмкость контура равна 60 пФ, а конструктивное затухание - 0,01.

Сравнить результаты расчётов в задачах 3.9 и 3.10. (*Ответ: 0,314; 17; 3,73*).

3.3.11. Одноконтурный усилитель, собранный на транзисторе ГТ313, работает на частоте 30 МГц, Модуль прямой проводимости транзистора -  $76 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , выходная проводимость -  $0,59 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , входная проводимость -  $7,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ . Полная ёмкость контура усилителя равна 146 пФ, а конструктивное затухание контура - 0,01.

Обеспечить согласование в усилителе и полосу пропускания 1,2 МГц. Определить коэффициент усиления. Сравнить результаты расчетов в задачах 3.9 и 3.11. (*Ответ: 0,685; 0,278; 13,1*).

3.3.12. В условиях задачи 3.11 изменить полную ёмкость контура, приняв её равной 60 пФ. Выполнить все расчёты, предусмотренные условием, и сопоставить результаты расчётов в задачах 3.9, 3.10, 3.11 и 3.12. (*Ответ: 0,437; 0,178; 13,1*).

3.3.13. В условии задача 3.11 считать полную ёмкость контура неизвестной, а коэффициент включения выхода транзистора в контур принять равным 1. Определить усиление усилителя, полную ёмкость контура, коэффициент включения входа транзистора к контуру, величину контурной индуктивности.

Сопоставить результаты расчётов в задачах 3.11 ÷ 3.13, сделать выводы. (*Ответ: 314 пФ; 0,406; 13,1*).

3.3.14. Одноконтурный усилитель, собранный на транзисторе ГТ313, работает на частоте 30 МГц. Модуль прямой проводимости транзистора -  $76 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ ; выходная проводимость -  $0,59 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , входная проводимость -  $7,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ . Полная ёмкость контура равна 146 пФ, конструктивное затухание - 0,01, требуемая от усилителя полоса пропускания - 1,2 МГц.

Обеспечить максимально возможный коэффициент усиления усилителя. Результаты расчётов сопоставить с результатами задач 3.9 и 3.11. (*Ответ: 0,836; 0,241; 14*).

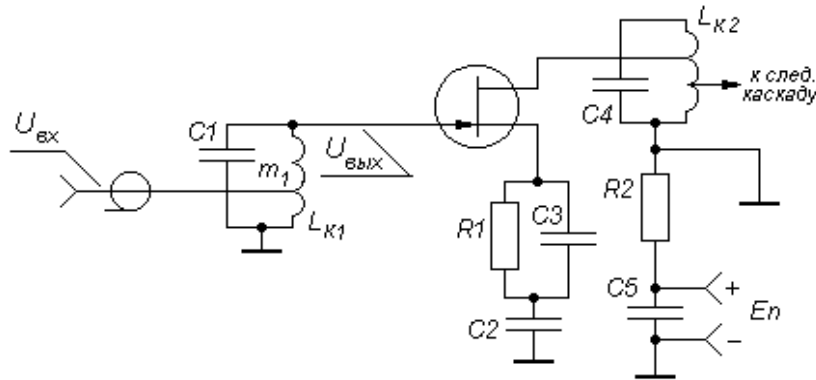
3.3.15. В условии задачи 3.14 изменить полную ёмкость контура, приняв её равной 60 пФ. Выполнить все расчёты, предусмотренные условием, и сравнить с результатами задачи 3.14. (*Ответ: 0,537; 0,155, 14*).

3.3.16. В условии задачи 3.14 считать полную ёмкость контура неизвестной, а коэффициент включения выхода транзистора в контур принять равным 1.

Обеспечить максимально возможный коэффициент усиления усилителя. Результаты расчётов сопоставить с результатами задач 3.14 и 3.15. (Ответ: 209 нФ; 0,289; 14).

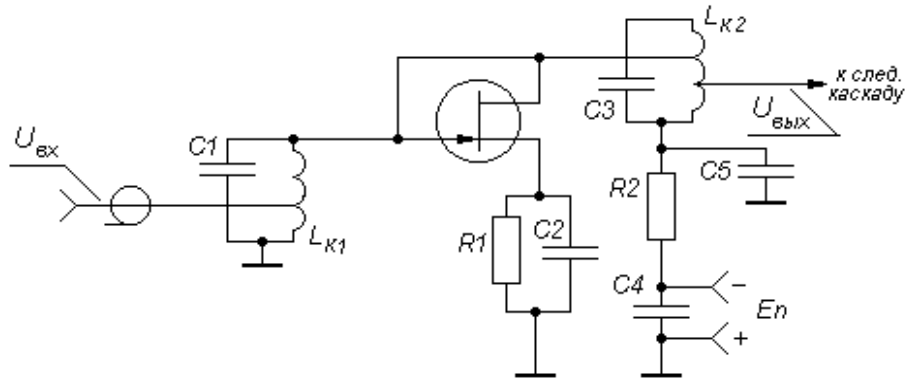
3.3.17. Определить минимально достижимое эквивалентное затухание контура резонансного усилителя, собранного на транзисторе ГТ 313 и работающего на частоте 30 МГц. Модуль прямой проводимости транзистора -  $76 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , выходная проводимость -  $0,59 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ , входная проводимость -  $7,1 \cdot 10^{-3} \text{ См}$ . Минимально приемлемое усиление каскада - 4, собственное затухание контура - 0,007. Усилитель нагружается входом следующего каскада, также собранного на транзисторе ГТ 313. (Ответ: 0,009).

3.3.18. Найдите и исправьте две ошибки в схеме преселектора. Определите коэффициент передачи входной цепи (ВЦ)  $K_0 = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$ , если: ко ВЦ подключена настроенная антенна, имеющая сопротивление  $R_a = 50 \text{ Ом}$ ; эквивалентная емкость контура ВЦ  $C_3 = 16 \text{ нФ}$ ; эквивалентная добротность ВЦ  $Q_3 = 10$  на резонансной частоте  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ .

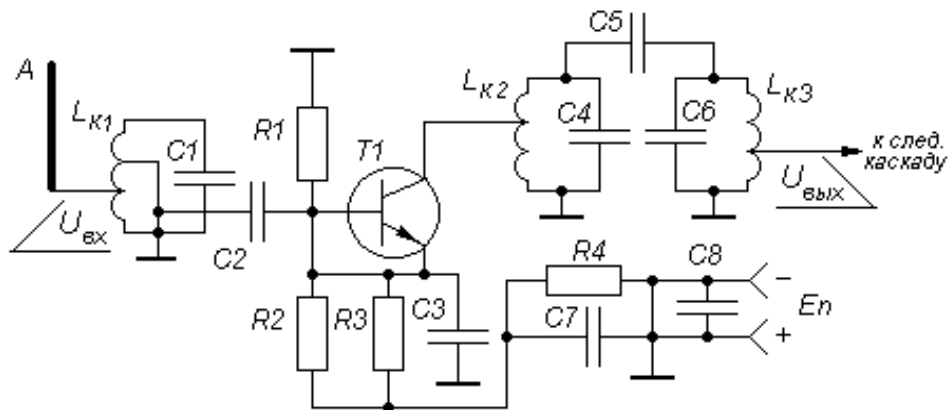


3.3.19. Найдите и исправьте две ошибки в схеме преселектора. Определите избирательность преселектора по зеркальному каналу приема, если: частота настройки преселектора  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ ; промежуточная частота приемника  $f_{\text{пр}} = 10,7 \text{ МГц}$  при «верхней» настройке гетеродина; добротность контура входной цепи (ВЦ)  $Q_{\text{ВЦ}} = 10$ ; добротность контура усилителя радиочастоты (УРЧ)  $Q_{\text{УРЧ}} = 15$ .

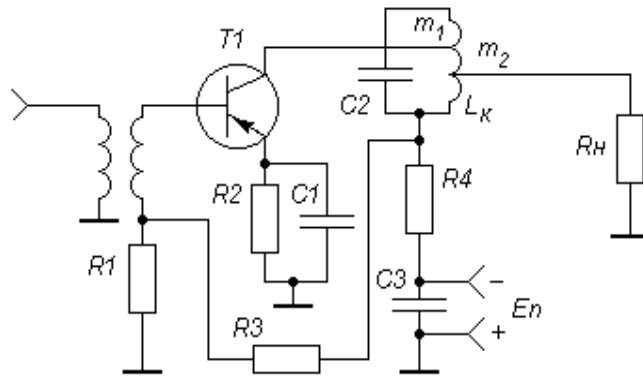




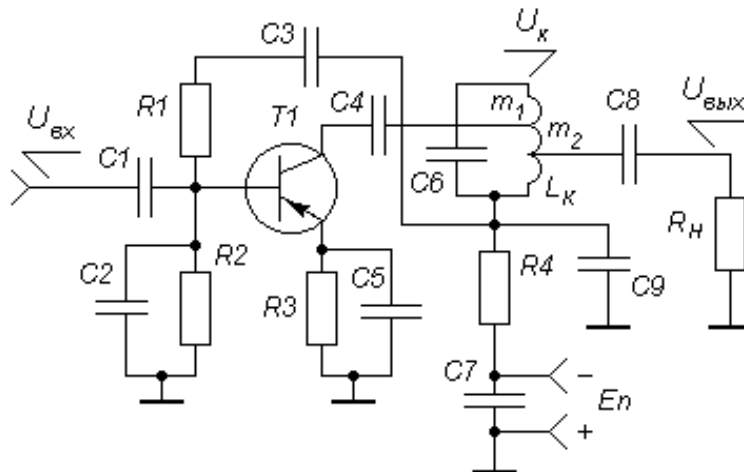
3.3.20. Найдите и исправьте две ошибки в схеме преселектора супергетеродина. Определите избирательность преселектора по соседним каналам приема, если: супергетеродин настроен на частоту сигнала  $f_0 = 100 \text{ МГц}$ ; промежуточная частота  $f_{np} = 10 \text{ МГц}$ ; расстройка до соседних каналов  $\Delta f_{coc} = \pm 0,5 \text{ МГц}$ ; эквивалентная добротность всех контуров преселектора  $Q_3 = 10$ ; фактор связи между контурами усилителя радиочастоты (УРЧ)  $\beta = 1$ .



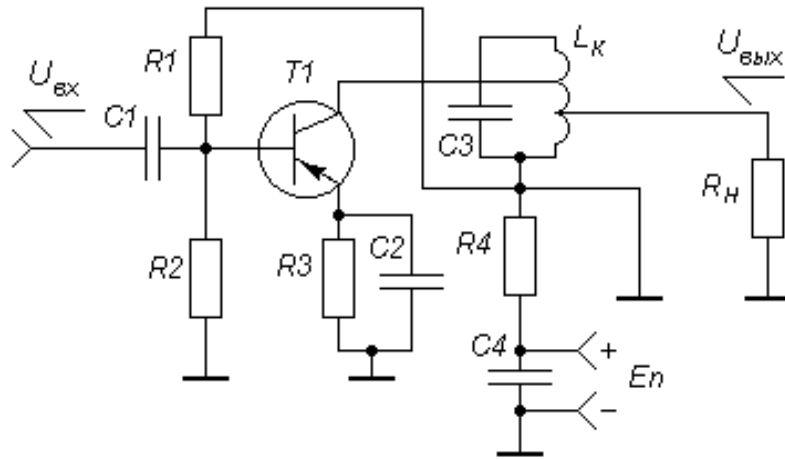
3.3.21. Найдите и исправьте три ошибки в схеме усилителя радиочастоты (УРЧ). Определите полосу пропускания УРЧ по уровню  $d = 0,7$ , если: частота настройки  $f_0 = 500 \text{ кГц}$ ;  $m_1 = 0,5$ ;  $m_2 = 0,3$ ;  $L_k = 200 \text{ мкГ}$ ;  $Q_k = 100$ ;  $R_{вых T1} = 10 \text{ кОм}$ ;  $R_n = 1 \text{ кОм}$ .



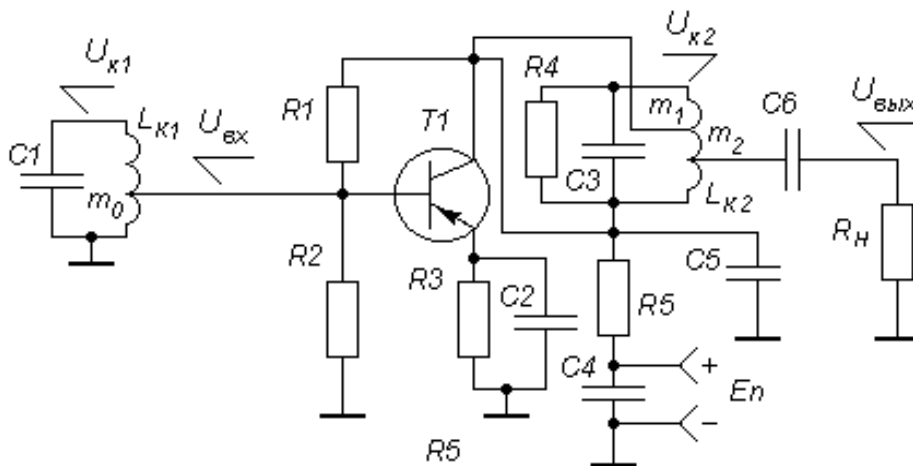
3.3.22. Найдите и исправьте три ошибки в схеме усилителя радиочастоты (УРЧ). Определите резонансный коэффициент передачи  $K_0$  на частоте  $f_0 = 500 \text{ кГц}$ , если:  $m_1 = 0,8$ ;  $m_2 = 0,4$ ;  $|Y_{21}| = 40 \text{ мСм}$ ;  $L_k = 200 \text{ мкГ}$ ;  $\Pi_{0,7} = 40 \text{ кГц}$ .



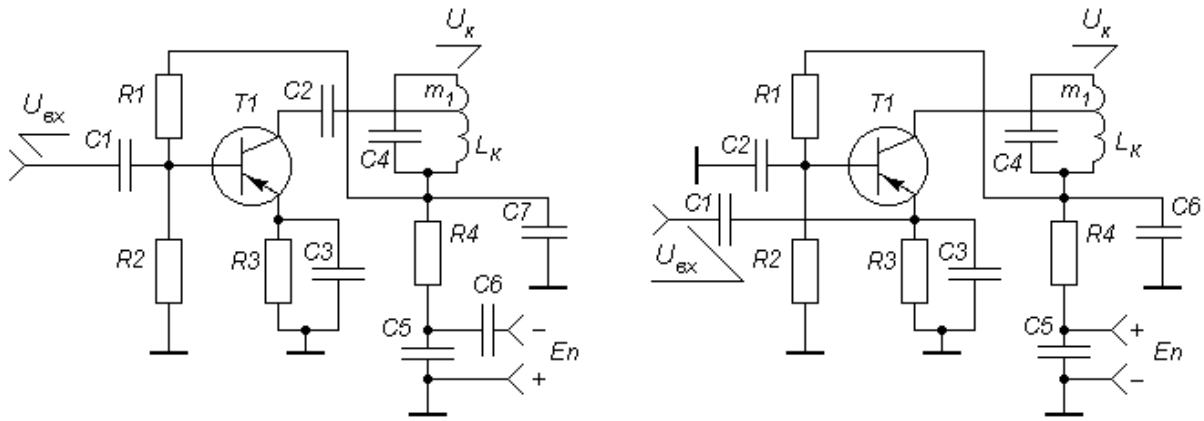
3.3.23. Найдите и исправьте три ошибки в схеме усилителя радиочастоты (УРЧ) супергетеродинного приемника. Определите избирательность УРЧ по соседним каналам приема, если: промежуточная частота  $f_{np} = 450 \text{ кГц}$ ; расстройка до соседних каналов  $\Delta f_{cos} = \pm 9 \text{ кГц}$ ; эквивалентная добротность контура УРЧ  $Q_9 = 50$ ; 1) супергетеродин настроен на частоту длинноволнового диапазона (ДВ)  $f_0 = 150 \text{ кГц}$ ; 2) супергетеродин настроен на частоту средневолнового диапазона (СВ) сигнала  $f_0 = 1000 \text{ кГц}$ .



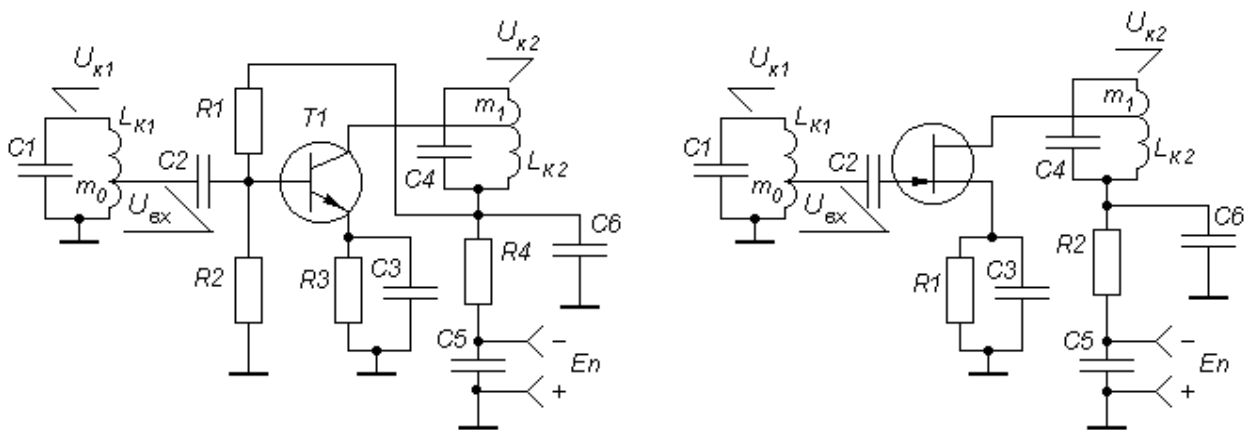
3.3.24. Найдите и исправьте три ошибки в схеме усилителя радиочастоты (УРЧ). Найдите максимально возможный резонансный коэффициент передачи УРЧ ( $K_0 = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ ), если:  $|Y_{21}| = 50 \text{ мСм}$ ;  $|Y_{12}| = 0,5 \text{ мСм}$ ;  $m_0 = 0,1$ ;  $m_2 = 0,2$ . Резонансное сопротивление выходного контура не зависит от величин  $m_1$  и  $m_2$  и определяется сопротивлением шунта  $R4 = 1 \text{ кОм}$ .



3.3.25. Найдите и исправьте две ошибки в первой схеме и две ошибки во второй схеме усилителей радиочастоты (УРЧ). Найдите, у какой схемы и во сколько раз резонансный коэффициент передачи ( $K_0 = U_{\text{к}}/U_{\text{вх}}$ ) больше, если: собственная проводимость контура  $g_{\text{к}} \ll m_1^2 g_{\text{вых T1}}$ ; эквивалентная емкость контура  $C_{\text{кэ}} \gg m_1^2 C_{\text{вых T1}}$ ;  $g_{\text{вых T1 OЭ}} / g_{\text{вых T1 OБ}} = 4$ ; добротности контуров должны быть одинаковы.



3.3.26. Найдите и исправьте одну ошибку в первой схеме и две ошибки во второй схеме усилителей радиочастоты (УРЧ). Найдите коэффициенты устойчивого усиления каскадов ( $K_{0V} = U_{k2} / U_{k1}$ ), если на частоте  $f_0 = 10 \text{ МГц}$  у транзистора первой схемы  $|Y_{21}| = 35 \text{ мСм}$ ,  $|Y_{12}| = 0,35 \text{ мСм}$ , а у транзистора второй схемы  $|Y_{21}| = 6,28 \text{ мСм}$ ,  $C_{12} = 1 \text{ нФ}$ . Найдите коэффициент усиления схем ( $K_0 = U_{k2} / U_{ex}$ ), если  $m_0 = 0,1$ ,  $R_{кэ} = 10 \text{ кОм}$ .



3.3.27. Четырёхкаскадный транзисторный УПЧ с одиночными настроенными контурами имеет резонансный коэффициент усиления  $K_0 = 10^4$  и полосу пропускания  $\Pi = 100 \text{ кГц}$ .

Определить величину ёмкости контуров, если крутизна транзисторов  $|Y_{21}| = 100 \text{ мА/В}$ , коэффициенты включения транзисторов в контуры  $m_1 = 0,5$ ,  $m_2 = 0,2$ . (Ответ:  $694 \text{ нФ}$ ).

3.3.28. УПЧ транзисторного приёмника содержит два одноконтурных каскада, настроенных на промежуточную частоту  $1 \text{ МГц}$ ,

Полоса пропускания УПЧ  $\Pi = 15,4 \text{ кГц}$ , крутизна транзисторов  $|Y_{21}| = 50 \text{ мА/В}$ , коэффициент усиления УПЧ  $K_0 = 3600$ , коэффициента включения транзисторов в контуры  $m_1 = 1, m_2 = 0,4$ . Определить величину индуктивности контуров. (Ответ: 11,5 мкГн).

3.3.29. Определить эквивалентное затухание контура трёхкаскадного УПЧ с одиночными контурами, настроенными на частоту 2 МГц, если резонансный коэффициент усиления УРЧ  $K_0 = 8 \cdot 10^3$ , ёмкости контуров  $C = 160 \text{ нФ}$ , усилительные приборы имеют крутизну  $2 \text{ мА/В}$  и полностью включены в контуры. (Ответ: 0.05).

3.3.30. УПЧ радиолокационного приёмника содержит пять одноконтурных каскадов, настроенных на частоту 50 МГц. Эквивалентная добротность контуров равна 25, контурные ёмкости  $C = 16 \text{ нФ}$ , крутизна усилительных приборов  $|Y_{21}| = 10 \text{ мА/В}$ , коэффициенты включения усилительных приборов в контуры  $m_1 = 1, m_2 = 0,2$ .

Определить коэффициент усиления и полосу пропускания УПЧ. (Ответ: 100000; 775 кГц).

3.3.31. Полоса пропускания четырёхкаскадного УПЧ с одиночными настроенными контурами равна 130 кГц, промежуточная частота  $f_{np} = 9,6 \text{ МГц}$ , полная ёмкость контуров  $C = 47 \text{ нФ}$ , коэффициенты включения усилительных приборов в контуры  $m_1 = 1, m_2 = 0,44$ .

Найти величину конструктивной добротности контуров, если усилительные приборы имеют  $R_{ex} = 5 \text{ кОм}, R_{вых} = 50 \text{ кОм}$ . (Ответ: 95).

3.3.32. Полоса пропускания тракта промежуточной частоты, состоящего из смесителя и УПЧ с одиночными настроенными контурами, в 3,1 раза меньше полосы пропускания каждого из каскадов и составляет 2 МГц.

Определить резонансный коэффициент усиления всего тракта, если полные ёмкости контуров  $C = 32 \text{ нФ}$ , коэффициенты включения усилительных приборов в контуры  $m_1 = 1, m_2 = 0,1$ , крутизна характеристики приборов в усилительном режиме  $|Y_{21}| = 40 \text{ мА/В}$ , в режиме преобразования частоты - в 3,7 раза меньше. (Ответ: 1000).

3.3.33. Четырёхкаскадный УРЧ с одиночными контурами настроен на частоту 9.34 МГц.

Определить коэффициенты включения усилительных приборов в контуры, при которых усилитель имел бы коэффициент усиления  $10^4$  и полосу пропускания 200 кГц. Конструктивная добротность контуров - 50, контурные ёмкости равны 31 пФ. Усилительные приборы имеют  $|Y_{21}| = 25 \cdot \frac{mA}{B}$ ,  $R_{вх} = 1k\Omega$ ,  $R_{вых} = 10k\Omega$ . (Ответ: Задача имеет два решения – 0,72; 0,05 и 0,16; 0,23).

3.3.34. Двухкаскадный УРЧ с одиночными настроенными контурами имеет полосу пропускания 5 кГц.

Какова неравномерность коэффициента усиления УРЧ в полосе частот, вдвое превышающей полосу пропускания? (Ответ: 0,38).

3.3.35. Полоса пропускания двухкаскадного УРЧ с одиночными настроенными контурами составляет 500 кГц по уровню отсчёта  $y = 0,5$ .

Определить избирательность усилителя при расстройке  $\Delta f = 750k\Gamma$ . (Ответ: 10).

3.3.36. Усилитель, состоящий из двух каскадов с одиночными настроенными контурами, имеет на частоте мешающей станции избирательность  $\sigma = 2$ . Во сколько раз изменится избирательность усилителя, если эквивалентную добротность его контуров утроить? (Ответ: В пять раз).

3.3.37. При каком числе каскадов  $n$  полоса пропускания  $n$ -каскадного УПЧ с одиночными настроенными контурами, отсчитанная по уровню  $y = 0,25$ , равняется полосе пропускания одного каскада на уровне  $y = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ? (Ответ: 4 каскада).

3.3.38. На каком уровне отсчета полоса пропускания двухкаскадного УПЧ с одиночными настроенными контурами равняется полосе пропускания одного каскада на уровне  $y = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . (Ответ: 0,5).

3.3.39. УПЧ содержит два одноконтурных каскада, настроенных на частоту  $f_0$ . Найти полосу пропускания УПЧ, определив её как разность частот между точками резонансной кривой УПЧ, в которых крутизна кривой (по модулю) максимальна. Затухания контуров одинаковы и равны  $d$ .

Указание. Обобщённую расстройку полагать равной  $\xi = \frac{2(f - f_0)}{f_0 d}$ . (Ответ:  $\xi = \frac{d \cdot f_0}{\sqrt{3}}$ ).

3.3.40. Полоса пропускания одного каскада с одиночным контуром равна 2 МГц. Определить, полосу пропускания на уровне  $y = 0,54$  усилителя, состоящего из четырех таких каскадов. (Ответ: 1,2 МГц).

3.3.41. Каково различие в величинах ослабления помехи на частоте  $f_n$ , даваемых однокаскадным УПЧ с одиночным контуром и усилителем, имеющим  $n$  таких каскадов? Контур настроен на

частоту  $f_0$  и имеют добротность  $Q$ . (Ответ:  $\left[ 1 + \left( \frac{f_n^2 - f_0^2}{f_n \cdot f_0} \right)^2 \right]^{\frac{n-1}{2}}$ ).

3.3.42. УПЧ содержит два одноконтурных каскада, настроенных на частоту  $f_0$ . Какому уровню отсчёта соответствует полоса пропускания усилителя, определённая как разность частот между точками резонансной кривой, в которых её крутизна (по модулю) максимальна? Затухания контуров одинаковы и равны  $d$ .

Указание. Обобщённую расстройку полагать равной  $\xi = \frac{2(f - f_0)}{f_0 d}$ . (Ответ: 0,75).

3.3.43. Рассчитать ФСС со следующими характеристиками: характеристическое сопротивление  $R_0=20$  кОм, центральная частота  $f_0=465$  кГц, полоса пропускания по уровню 0.707  $\Pi_{0,7}=10$  кГц; расстройка, соответствующая соседнему каналу  $\Delta f_{CK}=10$  кГц; ослабление сигнала соседнего канала  $\sigma_{CK}=40$  дБ; потери одного звена ФСС на номинальной частоте  $L_0=0.25$  дБ.

3.3.44. Рассчитать ФСС со следующими характеристиками: характеристическое сопротивление  $R_0=2$  кОм, центральная частота  $f_0=10.7$  МГц, полоса пропускания по уровню 0.707  $\Pi_{0,7}=200$  кГц; расстройка, соответствующая соседнему каналу  $\Delta f_{CK}=200$  кГц; ослабление сигнала соседнего канала  $\sigma_{CK}=40$  дБ; потери одного звена ФСС на номинальной частоте  $L_0=0.25$  дБ.

3.3.45. Рассчитать входной ФСС для УКВ-ЧМ приемника со следующими характеристиками: диапазон частот 65.8-73 МГц, характеристическое сопротивление  $R_0=500$  Ом, промежуточная частота

та  $f_0=10.7$  МГц, ослабление сигнала по зеркальному каналу  $\sigma_{СК}=40$  дБ; потери одного звена ФСС на номинальной частоте  $L_0=0.25$  дБ.

3.3.46. Для условий задачи 3.4.45 рассчитать коэффициент нелинейных искажений  $k_{Г}$ , полученных после прохождения ЧМ – сигнала через ФСС при  $N=0.75, 1, 1.5$ .

3.3.47. Для верхней части диапазона FM 100-107 МГц ( $F_B=15$ кГц,  $f_{Д МАХ}=75$ кГц) рассчитать коэффициент нелинейных искажений  $k_{Г}$ , полученных после прохождения ЧМ – сигнала через 5-и звенный ФСС при  $N=1$ .



## 4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

### 4.1. Краткие сведения из теории преобразования частоты

Крутизна преобразования

$$S_{np} = \frac{1}{2} S_n, \quad (4.1)$$

где  $S_n$  - амплитуда  $n$ -й гармоники крутизны.

При синусоидальном изменении крутизны с отсечкой

$$S_n = S_{\max} \cdot d_n(\theta). \quad (4.2)$$

Здесь  $S_{\max}$  - максимальное значение косинусоидального импульса крутизны;

$d_n(\theta)$  - коэффициент разложения для  $n$ -й гармоники косинусоидального импульса (коэффициент А.И. Берга, см. приложение 6);

$\theta$  - угол отсечки крутизны.

Выходная проводимость преобразователя частоты

$$G_{inp} = G_{i0}, \quad (4.3)$$

где  $G_{i0}$  - постоянная составляющая выходной проводимости электронного или полупроводникового прибора  $G_i$ , изменяющейся под действием напряжения гетеродина.

При синусоидальном изменении  $G_i$  с отсечкой

$$G_{inp} = G_{i\max} \cdot \alpha_0(\theta), \quad (4.4)$$

где  $G_{i\max}$  - максимальное значение косинусоидального импульса выходной проводимости;

$\alpha_0(\theta)$  - коэффициент разложения для постоянной составляющей косинусоидального импульса (приложение 7).

Внутренний коэффициент усиления преобразователя частоты

$$\mu_{np} = \frac{S_{np}}{G_{inp}}. \quad (4.5)$$

Для транзисторных и кристаллических смесителей линейно-ломанная аппроксимация зависимости крутизны от напряжения да-

ёт низкую точность при расчёте параметров. Экспоненциальная аппроксимация и выражения (5.2), (5.4) принимают вид

$$S_{np} = I_0 a J_n(aU_{m2}); \quad (4.6)$$

$$G_{inp} = I_0 a J_n(aU_{m2}). \quad (4.7)$$

Здесь  $I_0$  и  $a$  - постоянные величины, определяемые по экспериментальным вольтамперным характеристикам (в большинстве случаев  $I_0 \approx 0,25 \text{ мА}$ ,  $a = 5 \text{ 1/В}$ );

$J_n(aU_{m2})$  - функция Бесселя первого рода мнимого аргумента  $n$  - ого порядка (см. приложение 7);

$J_0(aU_{m2})$  - функция Бесселя первого рода мнимого аргумента нулевого порядка (см. приложение 7);

$U_{m2}$  - амплитуда напряжения гетеродина.

Коэффициент передачи преобразователя частоты (по напряжению)

$$K_{np} = \frac{\mu_{np} R_n}{R_{inp} + R_n}, \quad (4.8)$$

где  $R_{inp} = \frac{1}{G_{inp}}$ ;

$R_n$  - эквивалентное сопротивление смесителя, определяемое входным сопротивлением первого каскада УПЧ с учётом его входной цепи.

В режиме согласования на входе и на выходе кристаллического смесителя входная  $G_{вх}$  и выходная  $G_{вых}$  проводимости равны характеристической (полное согласование)

$$G_{хар} = G_{вх} = G_{вых} = \sqrt{G_{inp}^2 - S_{np}^2}. \quad (4.9)$$

Коэффициент передачи кристаллического смесителя в режиме полного согласования

$$K_{np} = \frac{\mu_{np}}{1 + \sqrt{1 - \mu_{np}^2}}. \quad (4.10)$$

Постоянная составляющая тока через кристаллический смеситель

$$I_n = I_0 [J_0(aU_{m2}) - 1]. \quad (4.11)$$

Здесь расшифровка правой части, как и в (5.7).

Амплитуда тока первой гармоники частоты гетеродина

$$I_{m1} = I_0 \cdot J_1(aU_{m2}), \quad (4.12)$$

где  $J_1(aU_{m2})$  - функция Бесселя первого рода мнимого аргумента 1-го порядка (ПРИЛОЖЕНИЕ 7).

Мощность, потребляемая смесителем от гетеродина:

$$P = 0,5U_c \cdot I_0 \cdot J_1(aU_{m2}). \quad (4.13)$$

## 4.2. Задачи к разделу 4

4.2.1. Усилитель высокой частоты на пентоде вместе с преобразователем частоты обеспечивает усиление сигнала в 100 раз. Усиление УВЧ на промежуточной частоте равно 0,5. Емкость контура УВЧ  $C = 25 \text{ нФ}$ , индуктивность  $L = 0,4 \text{ мкГ}$ , затухание холостого хода  $d = 0,01$ . Контур УВЧ шунтируется сопротивлением шунта  $R_{ш} = 4 \text{ кОм}$  и входным сопротивлением преобразователя частоты  $R_{ex} = 4 \text{ кОм}$ . Известно также, что полоса пропускания УВЧ в десять раз шире полосы пропускания преобразователя частоты, ёмкость контура преобразователя частоты равна 100 пФ, а частота зеркального канала равна 70 МГц.

Определить крутизну УВЧ и амплитуду первой гармоники крутизны преобразователя частоты. (*Ответ: 18,9 мСм; 1,5 мСм*).

4.2.2. Зависимость крутизны проходной характеристики транзистора от напряжения между эмиттером и базой аппроксимируется выражением

$$S[e_m] = 1,5|U_{эб}|[B] - 0,45$$

справедливым в активной области транзистора при  $|U_{эб}| \leq 0,34 \text{ В}$ .

Выбрать режим работы преобразователя частоты на данном транзисторе, обеспечивающим максимальную крутизну преобразования при минимальной числе дополнительных каналов приёма.

(*Ответ: 0,52 В; 0,02 В; 0,015 См*).

4.2.3. В условиях задачи 4.2.2 выбрать режим работы преобразователя частоты, обеспечивающий максимально возможное значение крутизны преобразования.

Определить крутизну преобразования.

(Ответ: 0,313 В; 0,027 В; 0,016 См).

4.2.4. В условиях задачи 4.2.2 выбрать режим работы преобразователя частоты, обеспечивающий максимальную крутизну преобразования при комбинационном преобразовании на второй гармонике.

Определить крутизну преобразования.

(Ответ: 0,26 В; 0,08 В; 0,0013 См).

4.2.5. Для транзистора ГТ313А зависимость тока коллектора от напряжения между эмиттером и базой при коллекторном напряжении 3 В аппроксимируется выражением

$$i_k = 0,056U_{эб} - 0,427U_{эб}^2 + 1,35U_{эб}^3, \text{ А.}$$

В точке  $U_{эб} = 0,256\text{В}$  определить крутизну усиления, постоянную составляющую крутизны, крутизну простого преобразования и амплитуду второй гармоники крутизны. Амплитуда напряжения гетеродина при преобразовании частоты равна 0,128.

(Ответ: 103 мСм; 136 мСм; 78 мСм; 33 мСм).

4.2.6. Рабочая частота приемника - 1500 кГц, промежуточная - 465 кГц. Крутизна смесителя  $S$  изменяется во времени по закону

$$S(t) = 136 + 156 \cos \omega_2 t + 33,2 \cos 2\omega_2 t,$$

где  $\omega_2$  - частота гетеродина и  $S(t)$  - в мА/В.

Определить частоты основных дополнительных каналов приёмника. Найти, для какого из этих каналов коэффициент передачи преобразователя частоты больше и во сколько раз. (Ответ: 1,75).

4.2.7. Нагрузкой преобразователя частоты является контур с эквивалентным сопротивлением 2 кОм. Крутизна смесителя представляет собой последовательность косинусоидальных импульсов, следующих с частотой гетеродина. Максимальное значение импульса крутизны - 60 мА/В, угол отсечки -  $120^\circ$ . Определить коэффициент передачи преобразователя частоты по дополнительному каналу на частоте  $2f_2 - f_{np}$ . (Ответ: 5,52).

4.2.8. Зависимость тока коллектора смесителя  $i_k$  от приращения напряжения на базе  $U$  в окрестности рабочей точки задана выражением

$$i_k = 0,009 + 0,103U + 0,61U^2 + 1,35U^3,$$

где  $i_k$  - в А, а  $U$  - в В.

Определить, какой из паразитных каналов приёма представляет большую опасность: канал прямого прохождения или канал с частотой  $2f_c - f_{np}$ , если известно, что амплитуда напряжения первого на входе преобразователя в 10 раз меньше второго, а амплитуда напряжения гетеродина равна 0,1 В.

Изменится ли соотношение между ними, если амплитуда напряжения гетеродина станет равной 0,15 В? (*Ответ: прямой; да*).

4.2.9. Используя выражения для коллекторного тока, приведённое в задаче 4.2.8, сравнить коэффициенты передачи преобразователя частоты для зеркального канала и канала прямого прохождения. Амплитуду напряжения гетеродина принять равной 0,1 В.

(*Ответ: 2*).

4.2.10. Приёмник КВ диапазона принимает сигнал с частотой 7,5 МГц при верхней настройке гетеродина. Промежуточная частота приёмника - 465 кГц. Преселектор приёмника состоит из одноконтурных входной цепи и каскада УВЧ. Эквивалентная добротность каждого контура преселектора равна 20.

Зависимость тока коллектора смесителя от приращения напряжения на базе и в окрестности рабочей точки задана выражением

$$i_k = 0,009 + 0,103U + 0,61U^2 + 1,35U^3,$$

где  $i_k$  - в А, а  $U$  - в В.

Амплитуда напряжения гетеродина, поступающего на смеситель равна 0,1 В.

Определить соотношение помех от зеркального канала и канала прямого прохождения на входе детектора, если на входе приёмника интенсивности помех одинаковы. (*Ответ: 2200*).

4.2.11. Статическая характеристика смесительного диода аппроксимируется выражением  $i = 0,25(e^{5u} - 1)$ ,

где  $i$  - ток анода, мА, а  $u$  - напряжение между анодом и катодом диода, В.

Амплитуда напряжения гетеродина, подводимого к диоду, равна 0,5 В. Сопротивление автосмещения в схеме смесителя отсутствует.

Определить крутизну преобразования и коэффициент передачи диодного преобразователя частоты при согласовании.

(*Ответ: 3,14 мСм; 0,47*).

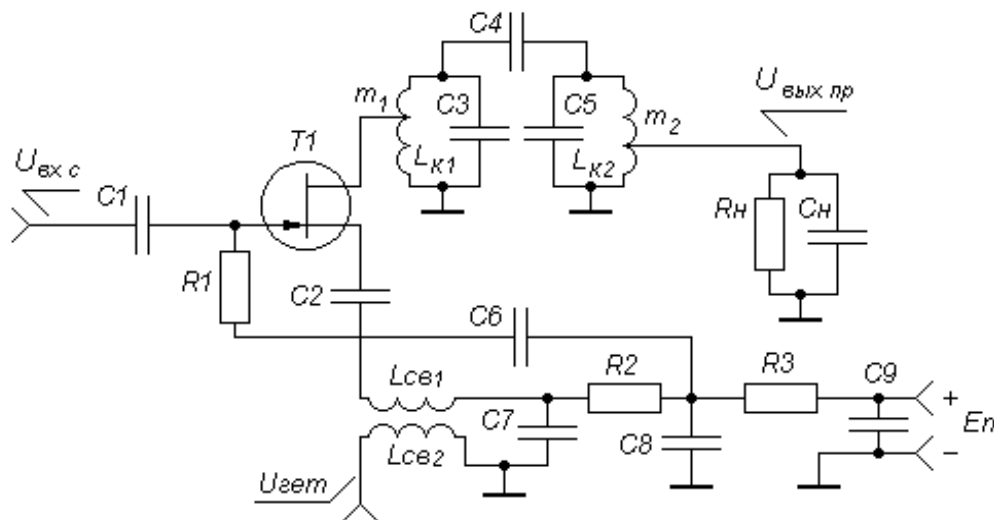
4.2.12. Статическая характеристика смесительного диода аппроксимируется выражением

$$i = I_0(e^{au} - 1), \text{ где } I_0 = 0,2 \text{ мА}, \quad a = 5 \text{ 1/В}.$$

Определить выходное сопротивление диодного преобразователя частоты при согласовании, если его внутренняя проводимость равна  $7,33 \text{ мСм}$ . (Ответ:  $200 \text{ Ом}$ ).

4.2.13. Рассчитать мощность, потребляемую диодным преобразователем частоты от гетеродина, если постоянная составляющая тока диода равна  $0,32 \text{ мА}$ , амплитуда напряжения гетеродина равна  $0,4 \text{ В}$ , а статическая характеристика диода аппроксимируется выражением  $i = I_0(e^{5u} - 1)$  (напряжение в вольтах). (Ответ:  $0,159 \text{ мВт}$ ).

4.2.14. Найдите и исправьте три ошибки в схеме преобразователя частоты (ПЧ). Определите максимальное значение крутизны полевого транзистора, если: под действием напряжения гетеродина крутизна меняется по гармоническому закону; минимальное значение крутизны  $S_{\min} = 1 \text{ мА/В}$ ; резонансный коэффициент передачи ПЧ  $K_0 = 2$ ; эквивалентное резонансное сопротивление двухконтурного полосового фильтра для тока промежуточной частоты  $R_p = 10 \text{ кОм}$ ; величина фактора связи между контурами  $\beta = 1$ ; коэффициенты включения  $m_1 = 0,8$ ,  $m_2 = 0,5$ .



## 5. ВЫБОР ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

### 5.1. Краткие сведения из теории

В реальном проектировании выбор промежуточной частоты является сложной задачей, решение которой основывается на сведениях из различных разделов курса и смежных радиотехнических дисциплин.

Выбор производится путём сопоставления оценок, полученных по соображениям удовлетворения ряду требований.

1. Обеспечение воспроизведения сообщения при детектировании сигнала.

Предельные требования здесь формулируются на основе теоремы отсчетов, а реальные - на базе технических возможностей выделения сообщения при детектировании.

2. Возможность реализации требуемой полосы пропускания.

В основе проверки такой возможности лежит сравнение требуемого эквивалентного затухания контуров УВЧ  $d_{\mathcal{E}}$  с минимально возможным эквивалентным затуханием контуров в схеме  $d_{\mathcal{E} \text{ мин}}$ . Необходимо, чтобы

$$d_{\mathcal{E} \text{ мин}} \leq d_{\mathcal{E}} \leq \frac{П\Psi(n)}{f_{np}}; \quad (5.1)$$

Здесь  $П$  - полоса пропускания УПЧ на уровне 0,7;

$f_{np}$  - проверяемое значение промежуточной частоты;

$\Psi(n)$  - функция, зависящая от числа каскадов  $n$  и типа схемы.

Величина  $d_{\mathcal{E} \text{ мин}}$  может быть взята ориентировочно для рассматриваемого диапазона частот в приложении 2. Точное же её значение может быть получено только при конструктивном расчёте конкретной схемы.

3. Обеспечение требуемых величин избирательностей.

В простых случаях избирательность проверяется расчётными соотношениями. Для случая использования усилительных каскадов с одиночными колебательными контурами:

$$\sigma_{TP} \geq \sigma = \left\{ \sqrt{1 + \left[ \frac{1}{d_{\text{Э}}} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right]^2} \right\}^n \cdot \frac{f}{f_0}, \quad (5.2)$$

где  $\sigma$  – избирательность усилительных каскадов;

$n$  – число усилительных каскадов;

$f_0$  и  $f$  – рабочая частота и частота, на которой определяется избирательность.

Избирательность усилительных каскадов с парами связанных контуров при критической связи или с плоско расстроенными парами

$$\sigma_{TP} \geq \sigma = \left\{ \sqrt{4 + \left[ \frac{1}{d_{\text{Э}}} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right]^4} \right\}^{\frac{n}{2}} \cdot 2^{-\frac{n}{2}}. \quad (5.3)$$

В более сложных ситуациях (неодинаковые каскады, многоконтурные колебательные системы и т.д.) проверка обеспечения избирательности может быть приблизительно выполнена по таблицам коэффициентов прямоугольности (см. приложение 1) или по нормированным амплитудно-частотным характеристикам, приводимым в ряде пособий ([2] с. 124, 161, 268 ÷ 274; [3] - с. 67 ÷ 70, 74 и др.).

4. Обеспечение отсутствия интерференционных свистов, обусловленных взаимодействием  $n$ -й гармоники частоты гетеродина  $f_2$  и  $m$ -й гармоники частоты сигнала  $f_c$ .

Выбор промежуточной частоты  $f_{np}$  определяется для случая, когда опасные частоты  $f$  не попадают в диапазоны принимаемых сигналов. Опасные частоты определяется соотношениями:

$$f = \frac{n \pm 1}{m - n} \cdot f_{np} \pm \frac{F}{m - n}, \quad \frac{n \pm 1}{m - n} > 0 \text{ для } f_2 > f_c \quad (5.4)$$

и

$$f = \frac{n \pm 1}{n - m} \cdot f_{np} \pm \frac{F}{n - m}, \quad \frac{n \pm 1}{n - m} > 0 \text{ для } f_2 < f_c, \quad (5.5)$$

где  $F$  - верхняя граничная частота низкочастотного тракта приёмника;  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;  $m = 1, 2, 3, \dots$



5. Обеспечение минимального числа каскадов приемника, реализующих требуемое усиление.

Уменьшение промежуточной частоты сопровождается увеличением устойчивого усиления каскадов УПЧ. Пока устойчивое усиление (см. например (3.12)) не превзойдёт максимально возможного для выбранного типа усилительного прибора (см. (3.2)), в узкополосных приёмниках можно одновременно с уменьшением промежуточной частоты уменьшать и число каскадов УПЧ.

## 5.2. Задачи к разделу 5

5.2.1. Каково предельное минимально допустимое значение величины промежуточной частоты в приёмнике, предназначенном для приёма амплитудно-модулированных сигналов с верхней частотой модуляции 8 кГц? (*Ответ: 16 кГц*).

5.2.2. Чему равно практически минимально допустимое значение величины промежуточной частоты в приёмнике, предназначенном для приёма амплитудно-модулированных сигналов с верхней частотой модуляции 8 кГц? (*Ответ: 35...70 кГц*).

5.2.3. Выбрать промежуточную частоту таким образом, чтобы неопределённость временного положения фронта, протектированного одноктактным детектором импульса за счёт конечной величины промежуточной частоты, не превышала 0,1 мкс.

(*Ответ: больше 5 МГц*).

5.2.4. Выбрать промежуточную частоту приёмника импульсного радиодальномера таким образом, чтобы неопределённость измеренной дальности за счёт конечной величины промежуточной частоты при одноктактном детектировании не превышала 5 метров. (*Ответ: больше 15 МГц*).

5.2.5. Определить минимально допустимое значение величины промежуточной частоты в приёмнике, предназначенном для приёма частотно-модулированного сигнала, девиация частоты в котором 75 кГц, индекс модуляции 5? (*Ответ: приблизительно 1,5 МГц*).

5.2.6. Чему приблизительно должна быть равна величина промежуточной частоты в приёмнике импульсного сигнала: а) при одноктактном детектировании и б) при двухтактном детектировании, если на выходе радиочастотного тракта передний фронт импульса равен 0,2 мкс? (*Ответ: а) не менее 25...30 МГц; б) не менее 12...15 МГц*).

5.2.7. Выбрать максимально допустимую рабочую частоту однокаскадного резонансного усилителя, если известно, что полоса пропускания усилителя не должна превышать 30 кГц, а минимально достижимое эквивалентное затухание контура в схеме равно 0,015. (Ответ: 2 МГц).

5.2.8. Определить максимально допустимую промежуточную частоту для УПЧ, состоящего из 6-и одинаковых каскадов. Полоса пропускания УПЧ равна 100 кГц. Минимально достижимое эквивалентное затухание контуров в схеме - 0,0125. (Ответ: 23,1 МГц).

5.2.9. Определить максимально допустимую промежуточную частоту для шестикаскадного УПЧ с парами связанных контуров при критической связи. Полоса пропускания УПЧ - 100 кГц. Минимально допустимое затухание контуров в схеме - 0,0125. (Ответ: 9,75 МГц).

5.2.10. Определить максимально допустимую промежуточную частоту для УПЧ из трех плоскорасстроенных пар. Полоса пропускания УПЧ - 100 кГц. Минимально допустимое затухание контуров в схеме - 0,0125. (Ответ: 7,8 МГц).

5.2.11. Как изменится максимально допустимая промежуточная частота приёмника при замене  $n$  - каскадного УПЧ 1-го типа на - УПЧ с таким же числом каскадов с парами связанных контуров при критической связи, если считать, что минимальное эквивалентное затухание контуров в последнем случае может быть получено в два раза меньше? Ответ дать для  $n = 2; 4; 6$ . (Ответ: увеличится в 1,13 раза; уменьшится в 1,063 раз).

5.2.12. Выбрать промежуточную частоту и частоту гетеродина так чтобы в преселекторе обеспечивалась одинаковая избирательность по зеркальному и промежуточному каналам.

Какие критические соображения можно высказать по полученному результату? (Ответ:  $f_{np} = f_c/3$ ).

5.2.13. По условиям работы радиокомплекса промежуточная частота приёмника может иметь одно из следующих значений: 9,10,15,25, 40 МГц. Принимаемая частота равна 50 МГц, ширина спектра сигнала - 2 МГц. Каким величинам разрешённых промежуточных частот можно отдать предпочтение на основании сопоставления приведённых величин? (Ответ: 15 МГц).

5.2.14. Проверить обеспечение заданной избирательности 80 дБ по зеркальному и промежуточному каналам и дать рекоменда-

ции по выбору частоты гетеродина в приёмнике, преселектор которого состоит из одноконтурных входной цепи и каскада УВЧ. Полоса пропускания каждого контура преселектора равна 5 МГц, частота принимаемого сигнала - 100 МГц, промежуточная частота приёмника – 30 МГц. *(Ответ: избирательность не обеспечивается, предпочтительней случай  $f_2 < f_c$ ).*

5.2.15. Приёмник должен принимать сигналы с частотой 100 МГц в полосе частот 90 кГц. Минимальное затухание контуров в схемах преселектора и УПЧ равно 0,0125. По некоторым соображениям преселектор может содержать не более 2 одиночных настроенных контуров (входная цепь и каскад УВЧ). Выбрать промежуточную частоту и дать рекомендации по построению структурной схемы приёмника, если требуемая избирательность по зеркальному каналу равна 80 дБ, а при расстройке на  $\pm 120 \text{ кГц}$  от принимаемой частоты избирательность должна быть не хуже 40 дБ. *(Ответ:  $f_2 = f_c/3$ ).*

5.2.16. Приёмник с преселектором в виде одноконтурной входной цепи предназначен для приёма радиовещательных сигналов с амплитудной модуляцией в диапазоне  $7 \div 10 \text{ МГц}$ . Верхняя частота модуляции принимаемого сигнала равна 8 кГц. Добротность контура преселектора в принимаемом диапазоне частот равна 100. Выбрать промежуточную частоту приёмника из условия обеспечения избирательности по промежуточной частоте 36,9 дБ, по зеркальной частоте - 32,9 дБ и отсутствия интерференционных свистов за счёт гармоник частот сигнала и гетеродина с номерами меньше четырёх. *(Ответ: 15 МГц).*

5.2.17. Преселектор приёмника, принимающего сигнал с частотой 96 МГц, выполнен в виде одноконтурной входной цепи. Требуемое ослабление по зеркальному каналу 40 дБ обеспечивается при промежуточной частоте 25 МГц до какой величины позволит уменьшить промежуточную частоту введение в преселектор режекторного контура, дающего дополнительное ослабление на метающей частоте в 10 раз? *(Ответ: Приемник с двойным преобразованием частоты, либо с использованием преобразования с подавлением зеркального канала. В последнем случае  $f_{np} \leq 9 \text{ МГц}$ ).*

5.2.18. Преселектор приёмника, принимающего сигнал с частотой 96 МГц, выполнен в виде одноконтурной входной цепи. Требуемое ослабление по зеркальной, каналу 40 дБ обеспечивается при

промежуточной частоте 25 МГц. До какой величины позволит уменьшить промежуточную частоту замена одноконтурной входной цепи двухконтурной при критической связи между контурами? В расчётах исходить из предположения, что контуры в двухконтурной входной цепи одинаковы и обеспечивают прежнюю полосу пропускания преселектора. (*Ответ: до 2,1 МГц при  $f_2 > f_c$ , до 3,9 МГц при  $f_2 < f_c$ .*)

5.2.19. Усилитель промежуточной частоты, состоящий из 6 одинаковых каскадов, собранных по схеме с общим эмиттером, обеспечивает усиление  $10^6$  при реализации устойчивого усиления в каждом каскаде. Найти новую промежуточную частоту (выразив её через первоначальную), позволившую сэкономить 2 каскада. (*Ответ: новая промежуточная частота в 10 раз меньше первоначальной.*)

5.2.20. Преселектор приёмника содержит два одинаковых одиночных контура, настроенных на частоту 120 МГц, и при полосе пропускания 4 МГц обеспечивает требуемое ослабление по зеркальному каналу 60 дБ. В УПЧ приёмника, состоящем из 6 одинаковых каскадов, в каждом каскаде реализуется устойчивое усиление  $K_{уст} = 7$ .

Найти выигрыш в числе каскадов УПЧ, если в преселекторе при обеспечении первоначальной полосы пропускания использовать две пары связанных контуров при критической связи. (Считать, что устойчивое усиление реализуется всегда.). (*Ответ: на два каскада.*)

## 6. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

### 6.1. Краткие сведения из теории детектирования

Для линейного диодного детектора угол отсечки  $\theta$  тока диода определяется выражением

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{SR_i}, \quad (6.1)$$

где  $R_H$  - сопротивление нагрузки;

$S = \frac{1}{R_i}$  - крутизна характеристики диода;

$R_i$  - внутреннее сопротивление диода в прямом направлении.

При малых  $\theta < 35^\circ$  ( $SR_H > 50-100$ )

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_H}}. \quad (6.2)$$

Коэффициент передачи детектора

$$K_d = \cos\theta. \quad (6.3)$$

Входное сопротивление детектора для последовательной схемы

$$R_{вх.посл} = \frac{\pi R_i}{\theta - \sin\theta \cos\theta}, \quad (6.4)$$

при малых  $\theta$

$$R_{вх.посл} \approx 2R_i + 0,5R_H, \quad (6.5)$$

в случае  $R_H \gg R_i$

$$R_{вх.посл} = 0,5R_H, \quad (6.6)$$

для параллельной схемы

$$R_{вх.пар} = \frac{R_{вх.посл} \cdot R_H}{R_{вх.посл} + R_H}, \quad (6.7)$$

при малых  $\theta$  и  $R_H \gg R_i$

$$R_{вх.пар} = \frac{1}{3}R_H. \quad (6.8)$$

Коэффициент частотных искажений в области высших модулирующих частот  $\Omega_\theta$  (влияние ёмкости нагрузки  $C_H$ )

$$M_\theta = \sqrt{1 + (\Omega_\theta C_H R_H)^2}, \quad (6.9)$$

где  $R_{\mathcal{E}} = \frac{R_{ид} R_H}{R_{ид} + R_H}$  - эквивалентное сопротивление;

$R_{ид} = \frac{\pi}{S\theta}$  - внутреннее сопротивление детектора;

в области низших модулирующих частот  $\Omega_H$  (влияние  $CR$  - цепи на выходе детектора)

$$M_H = \sqrt{1 + \frac{1}{(\Omega_H CR)^2}}. \quad (6.10)$$

Условия отсутствия нелинейных искажений:  
из-за инерционности нагрузки детектора

$$\Omega_{\mathcal{E}} C_H R_H \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m}, \quad (6.11)$$

из-за различия нагрузки детектора току с частотой модуляции и постоянному току (влияние  $CR$  - цепи на выходе детектора)

$$R \geq \frac{m}{1 - m} R_H, \quad (6.12)$$

из-за нелинейности начального участка детекторной характеристики

протяжённостью  $0 \div U'_{ex}$

$$U_{ex} \geq \frac{U'_{ex}}{1 - m}, \quad (6.13)$$

где  $U_{ex}$  и  $m$  - амплитуда несущей и глубина модуляции сигнала на входе детектора.

## 6.2. Задачи к разделу 6

6.2.1. Определить коэффициент передачи и входное сопротивление линейного диодного детектора по последовательной и параллельной схемам, если заданы крутизна характеристики диода  $S = 2 \text{ mA/V}$ , сопротивление нагрузки  $R_H = 50 \text{ k}\Omega$ . (Ответ: 0.9; 26.2 kΩ; 17.2 kΩ).

6.2.2. На нагрузке диодного детектора требуется получить напряжение звуковой частоты с амплитудой 1,2 В. Определить амплитуду напряжения несущей частоты на входе детектора, если глубина модуляции составляет 50% и известна величина произведения кру-

тизны диода на сопротивление нагрузки, равная  $SR_n = 100$  (Ответ: 2.67 В).

6.2.3. На вход диодного детектора подано напряжение  $u = 4 \cdot [1 + 0,6 \cos(\Omega t)] \cdot \cos(\omega t)$  В. Определить сопротивление нагрузки детектора и амплитуду напряжения звуковой частоты на нагрузке, если угол отсечки  $\theta = 16,5^\circ$ , а крутизна характеристики диода  $S = 2,5 \text{ мА/В}$ . (Ответ: 158 кОм; 2.3 В).

6.2.4. Для измерения постоянной составляющей выпрямленного напряжения на нагрузке диодного детектора используется вольтметр постоянного тока со шкалой 10 В при токе 0,1 мА на всю шкалу. Какое напряжение покажет вольтметр, если на вход детектора подан АМ сигнал  $u = [1 + m \cos(\Omega t)] \cdot \cos(\omega t)$  В. Известна величина сопротивления нагрузки детектора  $R_n = 200$  кОм, крутизна диода  $S = 2 \text{ мА/В}$ . (Ответ: 0.916 В).

6.2.5. Во сколько раз различаются величины входного сопротивления диодного детектора по последовательной и параллельной схемам, если в обоих случаях угол отсечки тока диода равен  $60^\circ$ ? (Ответ: В 2.12 раза).

6.2.6. Последовательный диодный детектор имеет коэффициент передачи  $K = 0,866$ . Во сколько раз изменится входное сопротивление детектора при коротком замыкании его нагрузки? (Ответ: В 17.5 раза).

6.2.7. Постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке последовательного диодного детектора измеряется вольтметром постоянного тока со шкалой 10 В при токе 0,1 мА на всю шкалу. Крутизна характеристики диода равна  $S = 2 \text{ мА/В}$ , а угол отсечки тока при отключенном вольтметре составляет  $\theta = 20,7^\circ$ . Как изменится входное сопротивление детектора при подключении вольтметра? (Ответ: Уменьшится в двое).

6.2.8. Входное сопротивление последовательного диодного детектора равно 7 кОм, при этом угол отсечки тока диода составляет  $\theta = 45^\circ$ . Определить входное сопротивление детектора, собранного по параллельной схеме. (Ответ: 4 кОм).

6.2.9. Последовательный диодный детектор полностью подключен к контуру с характеристическим сопротивлением  $\rho = 580$  Ом и вносит в контур затухание  $d_{\text{вн}} = 0,01$ . Определить

крутизну характеристики диода, если угол отсечки тока диода  $\theta = 20^\circ$ . (Ответ: 2 мА/В).

6.2.10. Во сколько раз сопротивление нагрузки последовательного диодного детектора больше его входного сопротивления, если коэффициент передачи детектора равен  $1/\sqrt{2}$ ? (Ответ: 1.32 раза).

6.2.11. В диодном детекторе ламповый диод с крутизной 2 мА/В заменили на кристаллический с такой же крутизной, при этом коэффициент передачи детектора снизился с 0,94 до 0,9. Найти обратное сопротивление кристаллического диода. (Ответ: 97 кОм).

6.2.12. Во сколько раз различаются величины, входного сопротивления последовательного диодного детектора в момент подачи на его вход радиосигнала и в установившемся режиме, если крутизна характеристики диода  $S = 2 \text{ мА/В}$ , сопротивление нагрузки  $R_n = 100 \text{ кОм}$ ? (Ответ: В 50 раз).

6.2.13. Могут ли быть равными сопротивление нагрузки и входное сопротивление диодного детектора, собранного:

а) по последовательной схеме;

б) по параллельной схеме?

(Ответ: а) да; б) нет).

6.2.14. При коротком замыкании нагрузки последовательного диодного детектора его входное сопротивление оказалось равным 1 кОм. Найти входное сопротивление детектора при отсутствии короткого замыкания, если коэффициент передачи равен 0,94. (Ответ: 56 кОм).

6.2.15. На выходе диодного детектора, имеющего  $R_n = 50 \text{ кОм}$ , выделяется сигнал с амплитудой 1,8 В. Определить глубину модуляции входного сигнала, если амплитуда несущего колебания равна 2,5 В, а внутреннее сопротивление диода  $R_i = 500 \text{ кОм}$ . (Ответ: 0,8).

6.2.16. При сопротивлении нагрузки детектора  $R_n = 50 \text{ кОм}$  найти максимальную величину ёмкости нагрузки, обеспечивающего отсутствие нелинейных искажений на верхней частоте модуляции  $F_g = 10 \text{ кГц}$  при глубине модуляции  $m = 0,8$ . (Ответ: 239 пФ).



6.2.17. Из условия отсутствия нелинейных искажений из-за различия нагрузки детектора переменному и постоянному току определить величину  $R_n$  детектора, нагруженного:

- а) ламповым УНЧ с входным сопротивлением 1 МОм;
- б) транзисторным УНЧ с входным сопротивлением 10 кОм.

Коэффициент модуляции  $m = 0,8$ . В обоих случаях найти коэффициент передачи детектора, если крутизна диода  $S = 4 \text{ mA/V}$ . (Ответ: а) 250 кОм; 0.98; б) 2.5 кОм; 0.65).

6.2.18. Нелинейные искажения, обусловленные инерционностью нагрузки детектора, наблюдались при значениях коэффициента модуляции  $m > 0,8$ . До какого значения коэффициента модуляции указанные искажения будут отсутствовать, если частоту модуляции удвоить? (Ответ: 0.555).

6.2.19. При подаче на вход детектора сигнал

$$u = U [1 + m \cos(16\pi 10^3 t)] \cos(\omega t)$$

нелинейные искажения из-за инерционности нагрузки наблюдались при значениях коэффициента модуляции  $m > 0,6$ . При каких значениях частоты модуляции эти искажения будут отсутствовать, если коэффициент модуляции  $m = 0,8$ ? (Ответ: 4.5 кГц).

6.2.20. Для каких значений частоты модуляции сигнала на входе диодного детектора нелинейные искажения из-за инерционности нагрузки и из-за разделительной  $RC$  - цепи возникают при одной и той же глубине модуляции, если схема имеет параметры:

$R_n = 20 \text{ кОм}$ ,  $C_n = 750 \text{ пФ}$ ,  $R = 80 \text{ кОм}$  (Ответ: 7.95 кГц).

6.2.21. На вход диодного детектора подан сигнал

$$u = [1 - m \cos(\Omega t)] \cdot \cos(\omega t) \text{ В.}$$

Определить сопротивление нагрузки, при котором искажения из-за нелинейности начального участка детекторной характеристики протяжённостью 0,2 В и из-за разделительной цепи с сопротивлением  $R = 80 \text{ кОм}$  наступают при одном и том же значении коэффициента модуляции. (Ответ: 20 кОм)

6.2.22. При ёмкости нагрузки диодного детектора  $C = 300 \text{ пФ}$  нелинейные искажения из-за инерционности нагрузки отсутствуют для значений коэффициента модуляции  $m < 0,4$ . Какой должна быть ёмкость нагрузки, чтобы искажения отсутствовали для  $m = 0,8$  при неизменной частоте модуляции? (Ответ: 100 пФ).

6.2.23. До какого значения коэффициента модуляции будут отсутствовать нелинейные искажения из-за инерционности нагрузки детектора при сопротивлении нагрузки  $R_n = 10 \text{ кОм}$ , если при вдвое меньшем сопротивлении искажения отсутствовали до значения  $m = 0,6$ ? (Ответ: 0.35).

6.2.24. Определить амплитуду несущей сигнала на входе диодного детектора, при которой нелинейные искажения из-за нелинейности начального участка детекторной характеристики протяжённостью 0,2 В и из-за разделительной цепи с сопротивлением  $R = 40 \text{ кОм}$  появляется при одной и той же глубине модуляции. Нагрузка детектора содержит  $R_n = 10 \text{ кОм}$ . (Ответ: 1 В).

6.2.25. На вход диодного детектора подан сигнал с амплитудой несущей 1 В и частотой модуляции 5 кГц. Определить постоянную времени нагрузки детектора, при которой нелинейные искажения из-за инерционности нагрузки и из-за нелинейности начального участка детекторной характеристики протяжённостью 0,1 В возникают при одной и той же глубине модуляции. (Ответ: 15.4 мкс).

6.2.26. Как следует изменить сопротивление разделительной цепи на выходе диодного детектора, чтобы нелинейные искажения из-за этой цепи возникали бы при коэффициенте модуляции не менее 0,8, если первоначально искажения появлялись уже при  $m = 0,5$ ? (Ответ: Увеличить в 4 раза).

6.2.27. Диодный детектор через разделительный конденсатор подключается к усилителю низкой частоты с входным сопротивлением 40 кОм. Определить коэффициент передачи детектора, если нелинейные искажения из-за различия нагрузки детектора постоянному и переменному токам появляются при коэффициенте модуляции  $m = 0,8$ , а внутреннее сопротивление диода равно 200 Ом. (Ответ: 0.84).

6.2.28. Какое максимальное значение коэффициента модуляции должен иметь сигнал  $u = 0,5[1 + m \cos(2\pi 10^4 t)] \cos(\omega t)$  В, на входе детектора, при котором детектирование происходит без нелинейных искажений? Параметры схемы:  $R_n = 25 \text{ кОм}$ ,  $C_n = 200 \text{ пФ}$ , сопротивление разделительной цепи  $R = 100 \text{ кОм}$ . Детекторная характеристика нелинейная на участке  $0 \div 0,2 \text{ В}$ . (Ответ: 0.6).

6.2.29. Нелинейные искажения из-за разделительной цепи на выходе диодного детектора появляются при значениях коэффици-

ента модуляции входного сигнала  $m > 0,6$ . До каких значений указанные искажения будут отсутствовать, если сопротивление разделительной цепи увеличить вдвое? (Ответ: 0.75).

6.2.30. Определить величины элементов разделительной цепи на выходе диодного детектора, если на нижней частоте модуляции  $F_n = 80$  Гц коэффициент частотных искажений равен  $M_n = 1.22$ , а нелинейные искажения из-за разделительной цепи отсутствуют при значениях коэффициента модуляции  $m = 0,8$ . Известно так же, что входное сопротивление детектора  $R_{ex} = 35,5$  кОм, а коэффициент передачи близок к 1. (Ответ: 284 кОм; 10 нФ).

6.2.31. Рассчитать величины элементов нагрузки детектора, собранного на диоде с внутренним сопротивлением 300 Ом, угол отсечки тока диода  $\theta = 18,2^\circ$ , коэффициент частотных искажений не более  $M_g = 1,05$  на верхней модулирующей частоте  $F_g = 12$  кГц, а нелинейные искажения из-за инерционности нагрузки на этой частоте должны отсутствовать для глубины модуляции 60%.

(Ответ: 88 кОм; 200 нФ).

6.2.32. Нелинейные искажения из-за разделительной цепи на выходе детектора возникают при коэффициенте модуляции  $m = 0,5$ , при этом коэффициент частотных искажена на нижней частоте модуляции составляет  $M_n = \sqrt{2}$ . Каким будет значение  $M_n$  на той же частоте модуляции, если сопротивление разделительной цепи изменено так, что нелинейные искажения появляются при глубине модуляции 75%? (Ответ: 1.054).

6.2.33. В интервале модулирующих частот 40 - 8000 Гц при максимальной глубине модуляции 70% диодный детектор работает без нелинейных искажений, обусловленных инерционностью нагрузки и разделительной цепью на его выходе. Известно, что при коротком замыкании выхода детектора входное сопротивление составляет  $1,7 \cdot 10^{-3}$  часть сопротивления нагрузки, а внутреннее сопротивление детектора  $R_{ид} = 5,35$  кОм. На частоте 40 Гц коэффициент частотных искажений  $M_n = 1,05$ . Требуется:

- 1) определить коэффициент передачи детектора;
- 2) рассчитать величины элементов нагрузки детектора и разделительной цепи;

3) найти коэффициент частотных искажений на верхней частоте модуляции.

(Ответ: 1) 0.98; 2) 400 кОм; 51 нФ; 1 мОм; 13.5 нФ; 3) 1.0001).

## 7. ПРИЕМ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

### 7.1. Краткие сведения из теории приема импульсных сигналов

Задачи темы можно разделить на два типа:

- а) Определение реакции узла приёмника (или всего приёмника) на заданное входное воздействие;
- б) Оценка параметров элементов схемы (узла, приёмника) по заданной реакции на воздействие.

Решение задач основывается на физических представлениях о процессах в узлах приёмника импульсных сигналов и на ряде соотношении, связывавших параметры аппаратуры с реакциями на воздействие (с допустимыми искажениями выходных сигналов).

Полоса пропускания приемника (линейной части РЧТ)

$$\Pi = \Delta F_{cn} + 2\Delta f_{нест}, \quad (7.1)$$

где  $\Delta F_{cn}$  - эффективная ширина спектра сигнала;

$2\Delta f_{нест}$  - суммарная нестабильность частот передатчика, гетеродина, настройки УПЧ приёмника.

Если форма импульса на выходе приемника не существенна, но важна чувствительность

$$\Delta F_{cn} \approx \frac{1}{\tau_u}, \quad (7.2)$$

где  $\tau_u$  - длительность принимаемого радиочастотного импульса с прямоугольной огибающей.

При ограничении на время установления фронта в приемнике (каскаде)

$$\Delta F_{cn} \approx 2 \frac{0,35 \div 0,5}{t_y}, \quad (7.3)$$

где  $t_y$  - допустимое время установления фронта импульса на выходе приёмника (каскада).

Максимальная величина выходного напряжения линейной части радиочастотного тракта  $U_{вых.мах}$  при  $\Pi \cdot \tau_u \ll 1$  приблизительно определяется соотношением

$$U_{\text{вых. max}} = a \cdot \Pi \cdot \tau_u, \quad (7.4)$$

где  $a$  - коэффициент пропорциональности, имеющий размерность напряжения.

Время на установления отдельных каскадов (узлов) приемника  $t_i$  с общим временем установления  $t_y$  при достаточно монотонных переходных характеристиках каскадов связаны соотношением

$$t_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n t_i^2}, \quad (7.6)$$

где  $n$  - общее число каскадов (узлов) приёмника, для которых известны (или определяется) времена установления  $t_i$ . Время установления переднего фронта на выходе детектора  $t_y$  определяется соотношением

$$t_y = 5 \cdot C \cdot \left( 2R_i + R_k' \right) \frac{\cos \theta_y}{1 + \frac{R_k'}{R_{\text{вх}y}}}. \quad (7.6)$$

здесь  $C$  - ёмкость нагрузки детектора;

$R_i$  - статическое внутреннее сопротивление диода;

$R_k'$  - сопротивление контура между точками подключения входа детектора;

$\theta_y$  - угол отсечки в установившемся режиме;

$R_{\text{вх}y}$  - входное сопротивление детектора в установившемся режиме.

## 7.2. Задачи к разделу 6

7.2.1. Определить полосу пропускания радиочастотного тракта приемника радиолокационной станции обнаружения и сформулировать требования к стабильности работы передатчика и гетеродина приёмника.

Длительность зондирующего импульса передатчика равна 0,5 мкс, рабочая частота - 300 МГц. (Ответ: 2.6 МГц;  $\Delta f_{\text{нест.}} \leq 0.3 \dots 0.4$  МГц).

7.2.2. Определить полосу пропускания приёмника импульсных сигналов, допустимое время установления фронта импульса на выходе приёмника равно 0,1 мкс. (*Ответ: 10 МГц для радиочастотного тракта*).

7.2.3. Импульсный радиодальномер должен обеспечить измерение дальности с точностью 30 метров.

Определить ориентировочно полосу пропускания приёмного устройства, позволяющую реализовать заданную точность. (*Ответ: 2.5 МГц с учетом видеотракта*).

7.2.4. Приемник с полосой пропускания 1 МГц принимает импульсные сигналы длительностью 0,1 мкс и обеспечивает при этом на выходе радиочастотного тракта амплитуду импульса 1 В. Как изменится амплитуда импульса на выходе, если полосу пропускания увеличить до 2 МГц, оставив неизменными остальные параметры? (*Ответ: Увеличится примерно в двое*).

7.2.5. Приёмник с полосой пропускания 1 МГц принимает импульсные сигналы длительностью 0,1 мкс и обеспечивает при этом на выходе радиочастотного тракта амплитуду импульсного напряжения 1 В.

Как изменится амплитуда выходного импульса, если длительность входного импульса станет равной а) 0.05 мкс; б) 0,2 мкс; в) 2 мкс? (*Ответ: а) 0.5 В; б) 2 В; в) 4.2 В*).

7.2.6. Допустимый выброс у импульса на выходе радиочастотного тракта приёмника – 10%. Определить максимально приемлемое число каскадов в радиочастотном тракте:

- а) настроенных на одну (центральную) частоту;
- б) попарно расстроенных с критической расстройкой;
- в) с парами связанных контуров при критической связи.

(*Ответ: Не ограничивается*).

7.2.7. Время установления импульса на выходе приёмника должна быть не более 0,1 мкс.

Преселектор обеспечивает время установления фронта 0,02 мкс, УПЧ - 0,08 мкс, видеоусилителя - 0,03 мкс.

Определить допустимое время установления фронта импульса в детекторе, если уже на входе приёмника импульс имеет фронт длительностью 0,026 мкс.

При каких условиях справедлива сделанная оценка?

(*Ответ: 0.04; справедливо при выбросе  $\leq 10\%$* ).

7.2.8. Фронт импульса на выходе линейной части радиочастотного тракта имеет длительность 0,085 мкс. Сопротивление нагрузки детектора равно 1 кОм, ёмкость нагрузки - 15 пФ.

Определить ориентировочно длительность спада импульса на выходе детектора. (*Ответ: 0.09 мкс*).

7.2.9. Фронт импульса на выходе линейной части радиочастотного тракта имеет длительность 0,085 мкс.

Определить длительность спада импульса на выходе детектора ёмкость нагрузки которого равна 15 пФ, а коэффициент передачи равен 0,9. Внутреннее сопротивление диода, используемого в детекторе, равно 0,1 кОм. (*Ответ: 0.45 мкс*).

7.2.10. Допустимое время установления в импульсном детекторе равно 0,04 мкс. Детектор собран по последовательной схеме с использованием диода с крутизной 5 мА/В.

Коэффициент передачи детектора - 0,8.

Контур на входе детектора имеет сопротивление 0,8 кОм.

Определить допустимую величину ёмкости нагрузки детектора. (*Ответ: 10 пФ*).

7.2.11. Определить коэффициент включения детектора в контур последнего каскада УПЧ по следующим данными: внутреннее сопротивление диода - 200 Ом, сопротивление нагрузки детектора - 24 кОм, ёмкость нагрузки детектора - 30 пФ, полоса пропускания контура при отключённом детекторе - 5 МГц, ёмкость контура УПЧ равна 36 пФ; допустимое время установления в детекторе - 0,04 мкс. (*Ответ: При заданных параметрах схемы допустимое время установления не достижимо*).

7.2.12. Приемник прямого усиления содержит одноконтурную входную цепь и 7 каскадов усиления. Все контуры, одинаковы, настроены на частоту 100 МГц и имеют эквивалентную добротность 25. Усиление радиочастотного тракта приёмника -  $10^6$ . ЭДС импульса помехи в антенне, поступающего на частоте 3 МГц, равна 1 В. Длительность импульса помехи - 10 мкс, длительность фронтов импульса помехи  $\leq 0,1$  мкс.

Показать ожидаемую форму мешающего напряжения на выходе радиочастотного тракта и оценить величину, мешающего напряжения в начале, в середине и в конце длительности мешающего импульса. (*Ответ: Два импульса длительностью около 0.7 мкс, разне-*



*сенные во времени на 10 мкс. Между импульсами существует малое (около  $10^{-4}$  В) напряжение с частотой 111 МГц).*

## 8. ШУМЫ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКОВ

### 8.1. Краткие сведения из теории шумов и чувствительности радиоприемников

Номинальная мощность теплового шума  $P_{ш}$  резистора (проводника) в радиочастотном диапазоне оценивается соотношением

$$P_{ш} = \kappa T \Delta f, \quad (8.1)$$

где  $\kappa = 1,37 \cdot 10^{-23}$  Дж/К - постоянная Больцмана;

$T$  - температура по Кельвину;

$\Delta f$  - полоса частот, в которой оценивается мощность теплового шума.

Величины шумовой ЭДС  $E_{ш}$  и шумового тока  $I_{ш}$  в эквивалентных шумовых схемах резисторов (проводников) определяется соотношениями:

$$E_{ш}^2 = 4\kappa T \int_{f_1}^{f_2} R(f) df; \quad (8.2)$$

$$I_{ш}^2 = 4\kappa T \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{R(f)} df. \quad (8.3)$$

Здесь  $R(f)$  - сопротивление резистора (проводника), зависящее от частоты  $f$ ;

$f_1$  и  $f_2$  - границы частотного интервала, в пределах которого учитывается тепловой шум.

Мощность шумов на выходе избирательного нешумящего четырехполосника при поступлении на его вход шума с постоянной спектральной плотностью определяется соотношением

$$P_{ш.вых} = \kappa T K_p \int_0^{\infty} y^2(f) df, \quad (8.4)$$

где  $K_p$  - коэффициент передачи четырёхполосника по мощности на частоте нормировки;

$y^2(f)$  - нормированный коэффициент передачи по мощности.

При расчёте шумов приёмника пользуется так называемой шумовой полосой

$$\Pi_{ш} = \int_0^{\infty} y^2(f) df. \quad (8.5)$$

Для одиночного колебательного контура  $\Pi_{ш} = \frac{\pi}{2} \Pi_1$ , для многокаскадного избирательного усилителя с любыми реальными колебательными системами

$$\Pi_{ш} \approx 1,1\Pi \quad (8.6)$$

( $\Pi_1$  и  $\Pi$  - полосы пропускания на уровне 0,7 для одного контура и для многокаскадного усилителя).

Шумы активных элементов схемы приёмника оценивают с помощью шумовых сопротивлений  $R_{ш}$  и относительных шумовых температур входных проводимостей  $t_{11}$ .

Для ламп  $t_{11} = 4 \div 6$

$$R_{ш} \approx \frac{2,5}{S} - \text{для триода}, \quad (8.7)$$

$$R_{ш}[\text{кОм}] = \frac{I_a}{I_a + I_{\text{Э}}} \left( \frac{2,5}{S} + \frac{20}{S^2} I_{\text{Э}} \right) - \text{для пентода}. \quad (8.8)$$

Здесь  $S$  - крутизна, мА/В;

$I_a, I_{\text{Э}}$  - анодный и экранный токи, мА.

Для биполярных транзисторов на частотах  $\leq 0,2f_T$  ( $f_T$  - предельная частота передачи тока в схеме с 0Э)

$$R_{ш} \approx \frac{l}{2kT} \cdot \frac{\alpha_0 I_{\text{Э}}}{|Y_{21}|^2}; \quad (8.9)$$

$$t_{11} \approx \frac{1}{g_{11}} \left[ \frac{l}{2kT} I_{\text{Э}} (1 - \alpha_0) + r'_o \omega^2 C_{11}^2 \right]. \quad (8.10)$$

Здесь  $l = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл - заряд электрона;

$\alpha_0$  - коэффициент передачи по току на низкой частоте в схеме с общей базой;

$I_{\text{Э}}$  - ток эмиттера;

$r_{\sigma}'$  - сопротивление базы транзистора;

$C_{11}$  - входная ёмкость транзистора;

$\omega$  - круговая частота;

$g_{11}$  - входная проводимость транзистора.

Для полевых транзисторов с  $p-n$  переходом и со структурой МОП  $t_{11} \approx 1$ ,

$$R_{ш} \approx \frac{0,6 \div 0,75}{S}. \quad (8.11)$$

Коэффициент шума усилительного каскада на лампе или транзисторе

$$N = 1 + \frac{g_k'}{g_u'} + \frac{t_{11} g_{11}'}{g_u'} + R_{ш} \frac{(g_u' + g_k' + g_{11}')^2}{g_u'}. \quad (8.12)$$

Здесь  $g_k'$  и  $g_u'$  - трансформированные к входным электродам усилительного прибора проводимости контура  $g_k$  и источника  $g_u$ .

При согласовании

$$N_c = 2 + \frac{t_{11}' - 1}{g_{исогл}'} g_{11}' + 4R_{ш} (g_k' + g_{11}'), \quad (8.13)$$

где  $g_{исогл}' = g_k' + g_{11}'$

Минимальный коэффициент шума (при согласовании по шумам)

$$N_{мин} = 1 + 2R_{ш} (g_k' + g_{11}') + 2R_{ш} (g_k' + g_{11}') \cdot \sqrt{1 + \frac{g_k' + t_{11}' g_{11}'}{R_{ш} (g_k' + g_{11}')^2}}. \quad (8.14)$$

Для многокаскадной схемы коэффициент шума

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots \quad (8.15)$$

Здесь  $N_i$  ( $i = 1, 2, \dots$ ) - коэффициент шума  $i$ -го каскада;

$K_{pi}$  - усиление по мощности  $i$ -го каскада.

Коэффициент шума пассивного четырёхполюсника равен обратной величине коэффициента передачи номинальной мощности  $K_{рн}$ , то есть

$$N = \frac{1}{K_{рн}}. \quad (8.16)$$

Чувствительность приёмного устройства  $P_{свх}$  определяется суммарным шумом на входе приёмника и минимальным требуемым превышением сигнала над шумом  $D_p$ , (наименьшие значения  $D_p$ , для некоторых видов приема даны в приложении 3):

$$P_{свх} = (P_{шA} + P'_{ш})D_p. \quad (8.17)$$

Здесь  $P'_{ш} = \kappa T_0 \Pi_{ш} (N - 1)$  - приведенная ко входу мощность собственных шумов приёмника;

$$T_0 = 293^0;$$

$P_{шA}$  - мощность внешних шумов приёмника.

Уровень внешних шумов приёмника в разных частотных диапазонах определяется различными источниками и рассчитывается несколькими способами.

В метровой и более коротковолновом диапазонах определяющим является космический шум

$$P_{шA} = \kappa T_0 \Pi_{ш} t_A, \quad (8.18)$$

где  $t_A$  - коэффициент шума, или относительная температура антенны, определяется по графикам, приведенным в приложении 4.

В диапазоне  $30 \div 100$  МГц,  $t_A \approx \frac{1,8 \cdot 10^6}{f^3 [\text{МГц}]}$ , а при  $f > 300$  МГц в

первом приближении  $t_A \approx 1$ .

ЭДС минимального сигнала на входе приёмника при согласовании

$$E_{свх} = 2\sqrt{P_{свх} \cdot R_\phi}, \quad (8.19)$$

где  $R_\phi$  - волновое сопротивление фидерной линии.

На умеренно высоких частотах определяющими являются атмосферные и промышленные помехи, расчёт интенсивности, которых можно провести по графикам, данным в приложении 4.

Поскольку на умеренно высоких частотах согласование с антенной осуществляется очень редко (только в специальных случаях), то учет внешних помех удобнее проводить через напряжённости поля помех в определённом интервале частот и действующую высоту антенны с помощью графиков, данных в приложении 5.

Квадрат напряжённости суммарного поля помех  $\varepsilon_{ш}^2$  в этом случае будет

$$\varepsilon_{ш}^2 = \sum_i \varepsilon_{ши}^2, \quad (8.20)$$

где  $\varepsilon_{ши}^2$  - напряженности поля тепловых, космических, промышленных и атмосферных помех.

ЭДС внешних шумов в антенне

$$E_{шA} = \varepsilon_{ш} \cdot h_0 \sqrt{\Pi_{ш}}, \quad (8.21)$$

где  $h_0$  - действующая высота антенны.

Минимальная ЭДС сигнала на входе приёмника

$$E_{свх} \approx E_{шA} \sqrt{D_p} \quad (8.22)$$

(без учёта внутренних шумов; при необходимости учесть внутренние шумы их необходимо пересчитать к антенне и сложить с внешними шумами по правилу сложения статистически независимых величин).

Минимально необходимое усиление радиочастотного тракта

$$K_{PCT} = \frac{U_{вх.дет.мин}}{\sqrt{2}E_{свх}}. \quad (8.23)$$

Здесь  $U_{вх.дет.мин}$  - минимально допустимая амплитуда напряжения на входе детектора (или ограничителя).

## 8.2. Задачи к разделу 8

8.2.1. Резистор находится при комнатной температуре. Определить номинальную мощность теплового шума резистора, прихо-

дующуюся на интервалы частот в 1 Гц; 1 кГц; 1 МГц. (*Ответ:  $4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц;  $4 \cdot 10^{-18}$  Вт/Гц;  $4 \cdot 10^{-15}$  Вт/Гц*).

8.2.2. В полосе частот 0,1 МГц определить шумовую ЭДС резистора с сопротивлением 1 кОм. Резистор находится при комнатной температуре. (*Ответ: 1.26 мкВ*).

8.2.3. В полосе частот 10 МГц определить шумовую ЭДС цепи, состоящей из двух резисторов сопротивлением по 100 Ом, включённых параллельно. Один резистор находится при температуре 77 К (охлаждается жидким азотом), другой - при комнатной температуре. (*Ответ: 2.25 мкВ*).

8.2.4. Определить величину шумового тока для цепи, составленной из двух последовательно включённых резисторов. Один резистор находится при температура 77 К и имеет сопротивление 100 Ом, другой - при комнатной температуре и имеет сопротивление 50 Ом. Расчёт выполнить для интервала частот 1 МГц. (*Ответ: 1.1 мкА*)

8.2.5. Определить напряжение тепловых шумов на колебательном контуре, настроенном на частоту  $f = 100 \text{ МГц}$ . Емкость контура равна 25 пФ, полоса пропускания по уровню 0,7 равна 2 МГц. Контур находится при комнатной температуре. (*Ответ: 12.6 мкВ*).

8.2.6. Показать, что шумовое напряжение на параллельном колебательном контуре с ёмкостью  $C$  равно  $\sqrt{\frac{kT}{C}}$ .

8.2.7. Для первого каскада приёмника определить усиление по мощности, обеспечивающее возрастание коэффициента шума приёмника за счёт второго каскада не более, чем на 10% по отношению к коэффициенту шума первого каскада. Коэффициенты шума первого и второго каскадов равны 4 и 25. (*Ответ: 60*).

8.2.8. Определить допустимую величину коэффициента шума первого каскада, если коэффициенты шума второго и третьего каскадов равны 10 и 30, усиления по мощности первого и второго каскадов равны 9 и 6,5, а суммарный коэффициент шума приёмника не должен превосходить 7. (*Ответ: 5.5*).

8.2.9. Чему равен коэффициент шума пассивного трансформирующего четырёхполюсника, КПД которого при трансформации составляет 90%? (*Ответ: 1.11*).

8.2.10. Радиоприёмник имеет коэффициент шума  $N = 10 \text{ дБ}$ . Как изменится коэффициент шума приёмника, если его вход соеди-

нить с антенной фидерной линией длиной 30 метров с погонным затуханием 0,11 дБ/м? (Ответ: Возрастет на 3.3 дБ).

8.2.11. Найти величину шумовых сопротивлений транзисторов ГТ313А и ГТ313Б на частоте 100 МГц при токе эмиттера 5 мА. (Ответ: при  $\beta_0=100$  и  $f_2 = 600$  МГц для ГТ313А  $R_{ш}=6$  Ом; для ГТ313Б  $R_{ш} = 40$  Ом).

8.2.12. Оценить изменение шумового сопротивления транзистора ГТ313А при увеличении тока эмиттера от 5 до 10 мА. (Ответ: при  $f < f_s$  уменьшается приблизительно в 2 раза).

8.2.13. Найти величину шумового сопротивления полевого транзистора КП305.

8.2.14. Оценить изменение коэффициента шума резонансного усилителя на транзисторе ГТ313А при увеличении тока коллектора в рабочей точке в 2 раза против величины, при которой определены параметры транзистора.

8.2.15. Сопоставить величины шумовых сопротивлений лампы 6Ж11П в триодном и пентодном включениях. В процессе расчёта крутизны для триодного включения положить равной 1,3 крутизны в пентодном включении. (Ответ: Разнятся почти в 5.7 раз).

8.2.16. Определить чувствительность связного приёмника амплитудно-модулированных сигналов с верхней частотой модуляции  $F_g = 3,4$  кГц. Приёмник работает на частоте 1 МГц от антенны с действующей высотой  $h_d = 4$  м. Собственными шумами приёмника пренебречь.

Сопоставить вклады атмосферных промышленных и космических помех в общий уровень помех, ограничивающий величину чувствительности приёмника. (Ответ: Около 11.5 мкВ при  $D_p=0$ ; соотношение 1:2 по мощности).

8.2.17. Для радиовещательного приёмника, работающего с наружной антенной, определить соотношение величин чувствительности на концах длинноволнового диапазона. (Ответ: Различие заметно 18 дБ (по напряжению)).

8.2.18. Определить чувствительность радиовещательного приёмника, работающего в длинноволновом диапазоне. Полосу пропускания в расчёте взять для приёмника высшего класса, действующую высоту антенны принять равной 4 м. (Ответ: Около 100 мкВ при  $D_p=50$  и учете только атмосферных помех).



8.2.19. Определить минимально необходимое усиление радиочастотного тракта радиовещательного приемника высшего класса, принимающего амплитудно-модулированные сигналы в диапазоне 25 метров на штыревую антенну длиной 1,2 м. (*Ответ: Около  $5 \cdot 10^4$  при  $D_p=50$* ).

8.2.20. Определить чувствительность радиовещательного приёмника второго класса, работающего с магнитной антенной в средневолновом диапазоне (собственными шумами приёмника пренебречь).

8.2.21. Определить чувствительность тракта звукового сопровождения телевизионного приёмника, работающего на частоте первого телевизионного канала с антенной в виде полуволнового вибратора. Коэффициент шума приёмника принять равным 4. (*Ответ: Около  $3 \cdot 10^{-16}$  Вт при  $D_p=10$* ).

8.2.22. Определить максимальную чувствительность тракта изображения телевизионного приёмника, работающего на частоте седьмого канала. Преселектор приёмника состоит из входной цепи и усилителя на транзисторе ГТЗ13Б, собранного по схеме с общим эмиттером. В расчёте учесть только шумы преселектора.

8.2.23. Определить усиление радиочастотного тракта приёмника РЛС обнаружения, работающего на частоте 1 ГГц. Известно, что длительность импульса принимаемого сигнала  $\tau_u = 1 \text{ мкс}$ ; коэффициент шума преселектора и преобразователя частоты равен 7 и 30; усиление преселектора по мощности равно 100. Приёмник соединяется с антенной фидерной линией с волновым сопротивлением 50 Ом, потери мощности сигнала в фидере составляют 10%. (*Ответ: Около 150000 без производственного запаса*).

8.2.24. Определить допустимый коэффициент шума приёмника, принимающего в УКВ диапазоне радиовещательные программы с частотно-модулированными сигналами. Реальная чувствительность, приёмника равна 5 мкВ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Прием и обработка сигналов: сборник задач и упражнений: учеб. пособие для вузов / К.Е. Румянцев. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 368 с.
2. Горшелев В.Д. и др. Основы проектирования радиоприемников, Энергия, 1977, с. 101, 126.
3. Бобров Н.В. Расчет радиоприемников, Воениздат, 1971, с.56, 61.
4. Проектирование радиоприемных устройств / Под ред. Сиверса А.П., Советское радио, 1976, с. 272.
5. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. Связьиздат, 1960, с. 378.
6. Желнерская С.П., Колесов А.Н., Назаренко М.К. Сборник задач по радиоприемным устройствам. – Томск: Изд-во Томск. Унта, 1981. – 65 с.
7. Мелихов С.В. Оценка чувствительности радиоприемных устройств: Учебно-методическое пособие. – Томск. Гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. 2007. – 100 с.
8. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования. 2005. – 200 с.
9. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное методическое пособие. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования. 2005. – 69 с.
10. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное методическое пособие для выполнения курсового проектирования. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования. 2007. – 174 с.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Выбор избирательных систем

Тип избирательной системы	Функции	Число избирательных систем, $n$											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Одиночный резонансный контур	$\psi(n)$	1,0	1,56	1,96	2,30	2,59	2,86	3,10	3,32	3,53	3,79	3,92	4,1
	$\Phi(n)$	1,00	2,41	7,55	27,9	117	545	2750	$15 \cdot 10^3$	$86 \cdot 10^3$	$52 \cdot 10^4$	$34 \cdot 10^5$	$23 \cdot 10^6$
	$\sigma=20\text{дБ}$	9,95	4,66	3,74	3,38	3,19	3,07	2,99	2,93	2,89	2,86	2,83	2,81
	$\sigma=40\text{дБ}$	100	15,5	8,89	6,90	5,98	5,45	5,20	4,89	4,72	4,59	4,49	4,41
	$\sigma=60\text{дБ}$	1000	49,1	19,5	12,7	9,99	8,57	7,72	7,15	6,74	6,45	6,21	6,03
Взаимно расстроенные двойки при критической расстройке	$\psi(n)$		0,71		0,88		0,99		1,07		1,14		1,20
	$\Phi(n)$		1,00		2,41		7,55		27,9		117		575
	$\sigma=20\text{дБ}$		3,15		2,20		1,94		1,84		1,79		1,75
	$\sigma=40\text{дБ}$		10,1		3,93		2,98		2,63		2,44		2,34
	$\sigma=60\text{дБ}$		31,6		7,01		4,42		3,57		3,16		2,93
	$\delta, \%$		4,3		6,3		7,5		8,5		9,3		10,1
Взаимно расстроенные двойки при предельной расстройке	$\psi(n)$		0,32		0,48		0,55						
	$\Phi(n)$		0,55		0,64		0,93						
	$\sigma=20\text{дБ}$		2,32		2,2		1,94						
	$\sigma=40\text{дБ}$		7,1		3,9		3,0						
	$\sigma=60\text{дБ}$		22		7,0		4,4						
Взаимно расстроенные тройки при критической расстройке	$\psi(n)$			0,5			0,58						
	$\Phi(n)$			1,0			2,41						
	$\sigma=20\text{дБ}$			2,16			1,67						
	$\sigma=40\text{дБ}$			4,64			2,5						
	$\sigma=60\text{дБ}$			10,0			3,66						
Два связанных контура, настроенные на одну частоту, при критической связи	$\psi(n)$	0,71	0,88	0,99	1,07	1,14	1,20	1,25	1,29	1,33	1,37	1,40	1,43
	$\Phi(n)$	1,41	3,11	7,77	21,1	61,3	187	593	1950	6640	$23 \cdot 10^3$	$83 \cdot 10^3$	$28 \cdot 10^4$
	$\sigma=20\text{дБ}$	3,15	2,16	1,94	1,84	1,79	1,75	1,73	1,71	1,70	1,69	1,69	1,68
	$\sigma=40\text{дБ}$	10,0	3,93	2,98	2,63	2,44	2,34	2,26	2,21	2,17	2,14	2,12	2,10
	$\sigma=60\text{дБ}$	31,6	7,01	4,42	3,57	3,16	2,93	2,78	2,67	2,60	2,54	2,49	2,46
	$\delta, \%$	4,3	6,3	7,5	8,5	9,3	10,1	10,8	11,4	12	12,5		
Два связанных контура, настроенные на одну частоту, при предельной связи	$\psi(n)$	0,32	0,46	0,55	0,61	0,67	0,7						
	$\Phi(n)$	0,64	0,86	1,3	2,2	4,1	7,6						
	$\sigma=20\text{дБ}$	2,32	1,67	1,54	1,48	1,45	1,43						
	$\sigma=40\text{дБ}$	7,1	2,9	2,2	2,0	1,85	1,8						
	$\sigma=60\text{дБ}$	22	5,5	3,2	2,6	2,4	2,2						
Пара одноконтурных и 2-х контурных каскадов при предельной связи в 2-х контурном каскаде	$\psi(n)$		0,5		0,58		0,63						
	$\Phi(n)$		1,16		2,45		5,52						
	$\sigma=20\text{дБ}$		2,15		1,67		1,55						
	$\sigma=40\text{дБ}$		6,64		2,5		2,2						
	$\sigma=60\text{дБ}$		10,0		3,67		2,87						
ФСС с предельной связи	4-х контурный	$\psi(n)$	0,38	0,385									
		$\sigma=40\text{дБ}$	2,2	1,3									
		$\sigma=60\text{дБ}$	3,7	1,7									
	5-и контурный	$\psi(n)$	0,35	0,385									
		$\sigma=40\text{дБ}$	1,5	1,2									
		$\sigma=60\text{дБ}$	2,7	1,5									
	6-и контурный	$\psi(n)$	0,35	0,385									
		$\sigma=40\text{дБ}$	1,5	1,15									
		$\sigma=60\text{дБ}$	2,2	1,3									

Здесь  $\psi(n)$  – функция расширения;  $\Phi(n)$  – функция усиления, зависящая от типа и количества избирательных систем;  $\delta, \%$  – выброс радиоимпульса, в процентах;  $K_{\text{отс}} 40\text{дБ}$  – коэффициент прямоугольности по заданному уровню отсчета (40 дБ).

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Минимально достижимые затухания контуров и значения коэффициента шунтирования

Диапазон частот, МГц	Затухание контура, $d_{0\min}$	Коэффициент шунтирования $q$		
		для биполярных транзисторов	Для радиоламп	для полевых транзисторов
0,1	0,01...0,02	1,4...1,6	1	1
0,1...0,2	0,006...0,01	1,5...1,7	1	1
0,2...0,4	0,004...0,006	1,6...1,8	1	1
0,4...0,6	0,003...0,004	1,7...1,8	1	1
0,6...1,0	0,003...0,004	1,8...2,0	1,05	1
1,0...5,0	0,004...0,005	2,0...2,2	1,3	1
5,0...30,0	0,005...0,006	2,2...2,5	1,05...1,3	1,1
30,0...300	0,006...0,01	2,5...3,0	1,3...1,5	1,2
300...3000	0,0003...0,004	5...10	1,5...6	1,3

Примечание. Меньшие значения коэффициента шунтирования соответствуют меньшим значениям частоты.

Минимальное эквивалентное затухание контура в схеме

$$d_{\text{эмин}} = d_{\text{эмин}} \cdot q.$$

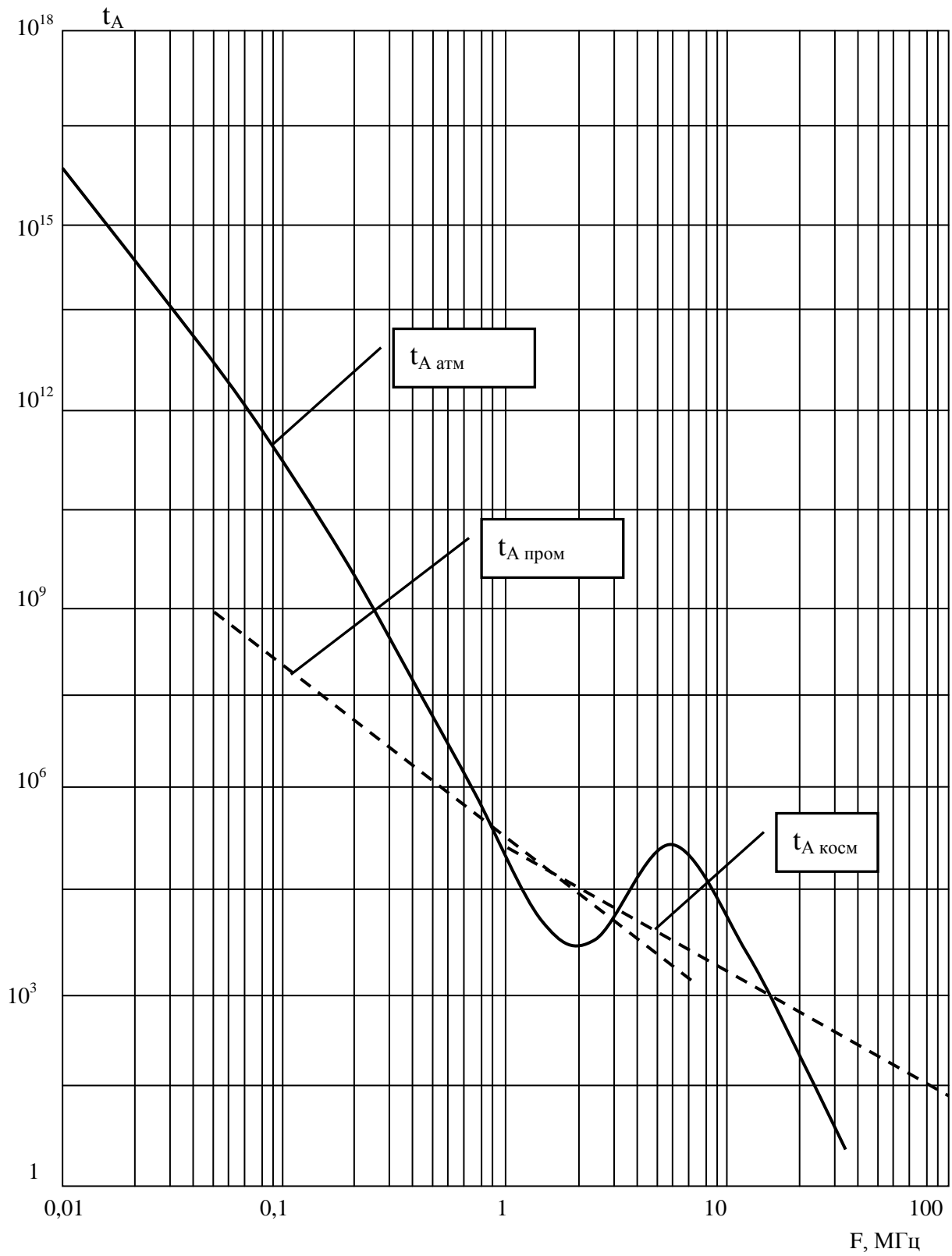
### ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Значения коэффициента различимости

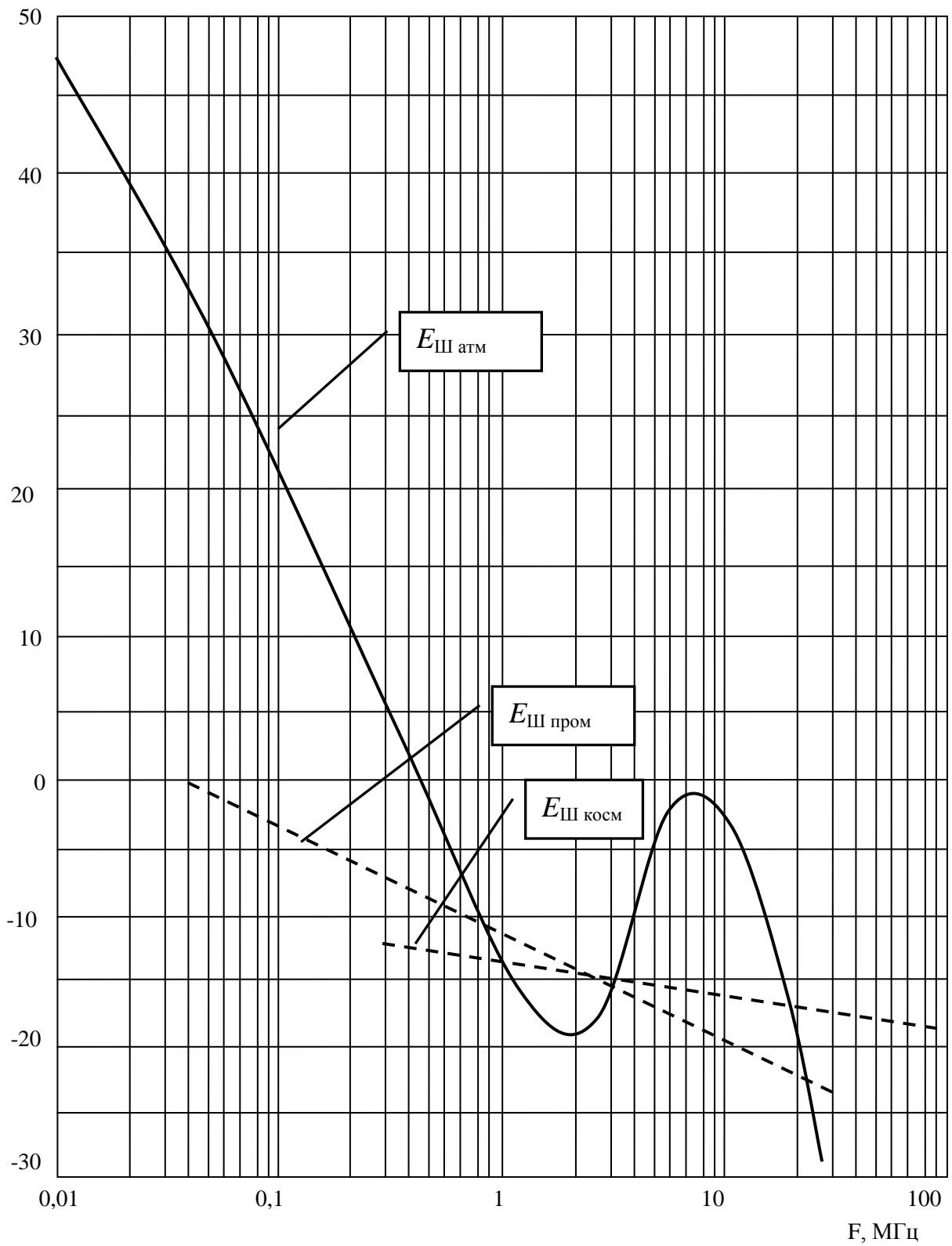
Вид приема	$\gamma$
Радиовещание с АМ	7...30
Радиовещание с ЧМ	1,7...3
Телевидение (сигналы изображения)	7...30
Связная радиотелефония	3...10
Связная радиотелефония с помехоустойчивыми видами модуляции	1,7...3
Радиотелефония: а) прием на слух	0,7...2
б) прием на ондулятор	2...5
в) буквопечатание	3...10
Импульсная радиолокация	0,7...3
Импульсная радиорелейная связь	1,7...3
Радиоуправление	5...20

Примечание. Коэффициент различимости по мощности  $\gamma_P$  связан с коэффициентом различимости по напряжению  $\gamma$  соотношением

$$\gamma_P = \gamma^2.$$

**ПРИЛОЖЕНИЕ 4.** Частотная зависимость относительной шумовой температуры антенны для атмосферных, промышленных и космических помех



**ПРИЛОЖЕНИЕ 5.** Частотная зависимость напряженности поля помех  
возле антенны $E_{Ш i}$ , дБ по отношению к уровню 1 мкВ/м на 1 кГц

**ПРИЛОЖЕНИЕ 6. Коэффициенты разложения  
косинусоидального импульса**

$\theta$	$\text{Cos } \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$
30	0,866	0,111	0,215	0,198	0,172
40	0,766	0,147	0,280	0,241	0,185
50	0,643	0,183	0,338	0,267	0,171
60	0,5	0,218	0,391	0,276	0,138
70	0,342	0,253	0,436	0,267	0,091
80	0,174	0,286	0,472	0,245	0,043
90	0,000	0,319	0,500	0,212	0,000
100	-0,174	0,350	0,520	0,172	-0,030
110	-0,342	0,379	0,531	0,131	-0,045
120	-0,5	0,406	0,536	0,092	-0,046

**ПРИЛОЖЕНИЕ 7. Значения функций Бесселя 1-го рода  
мнимого аргумента нулевого и первого порядков**

$x$	$J_0(x)$	$J_1(x)$
0,0	1,000	0,0000
0,5	1,063	0,2579
1,0	1,266	0,5652
1,5	1,647	0,9817
2,0	2,280	1,5910
2,5	3,290	2,5170
3,0	4,881	3,9530
3,5	7,378	6,2060
4,0	11,300	9,7590



## ПРИЛОЖЕНИЕ 8. Справочные данные по ультразвуковым фильтрам

Ультразвуковые фильтры являются основой построения избирательных систем радиотехнических устройств. Наибольшее распространение получили пьезокерамические фильтры, основой которых является пьезоэлемент, представляющий собой механическую колебательную систему с распределенными параметрами. Принцип работы пьезоэлемента заключается в следующем. При совпадении частоты внешнего электрического напряжения с частотой механических собственных колебаний пьезоэлемента возникает резонанс на частоте собственных колебаний, слабозависящий от внешних условий. На входе пьезоэлемента электрическое напряжение промежуточной частоты преобразуется в механические колебания. Проходя через пьезоэлемент, механическая волна на выходе претерпевает обратное преобразование в электрическое напряжение с частотой равной частоте механического колебания. Поскольку скорость распространения волны в твердых телах составляет сотни метров, т.е. в  $10^6 \dots 10^7$  медленнее чем электрическая волна ( $3 \cdot 10^8$  м/сек), то и элементы конструкции фильтра будут иметь малые размеры.

Другой тип, часто используемого фильтра – пьезокерамические фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). В простейшем применении трансверсальный фильтр на ПАВ состоит из двух преобразователей со встречными решетками проводящих электродов, расположенных на поверхности пьезоэлектрической подложки, например монокристаллического кварца, ниобата лития, танталата лития, германата висмута и др. (Рис. П.8.1).

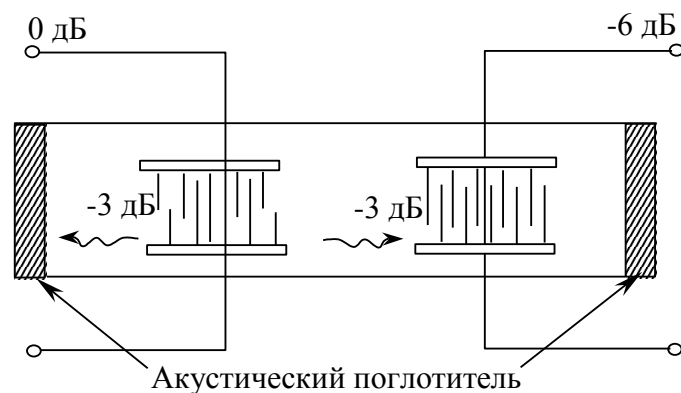


Рис. П.8. 1. Описание принципа работы фильтра на ПАВ

Один из этих преобразователей возбуждает, а другой принимает рэлеевскую (акустическую) волну. Если подать на передаю-

щий преобразователь сигнал в виде дельта-функции, то импульсный отклик фильтра будет являться сверткой локальных импульсных откликов двух преобразователей. Расстояние между соседними электродами составляет половину длины рэлеевской волны. Скорость таких волн на пять порядков меньше скорости света. Отсюда становится ясно, что на маленькой подложке можно воспроизвести сотни или тысячи периодов колебаний требуемого радиоимпульса.

Фильтры на ПАВ применяют на частотах от 1 МГц до 3 ГГц с относительной полосой пропускания от 0,1 % до 90 %. Нижняя граница частотного диапазона определяется размерами подложки, а верхняя — технологической возможностью изготовления преобразователей. Достоинствами фильтров на ПАВ являются высокая селективность (коэффициент прямоугольности до 1,15 и менее), более плоская вершина АЧХ, большая крутизна скатов АЧХ на границе полосы пропускания, стабильность и точность, малые габариты, масса, возможность изготовления методами интегральной технологии, совместимость с интегральными модулями. При массовом производстве обеспечивается хорошая воспроизводимость характеристик и относительно низкая себестоимость, высокая надежность, стабильность характеристик.

Широкополосные и среднеполосные фильтры используются для канальной или групповой селекции сигналов и частотно-избирательных элементов, переставляемых по частоте и полосе. Эквивалентная схема фильтра как на пьезоэлементах, так и на поверхностных акустических волнах справедлива и для фильтра, выполненного на LC-элементах.

В данном приложении представлены технические характеристики фильтров, наиболее часто применяемые в радиоприемной аппаратуре.

Эквивалентная схема и технические параметры пьезокерамических фильтров приведены на рисунке (рис. П.8.2).

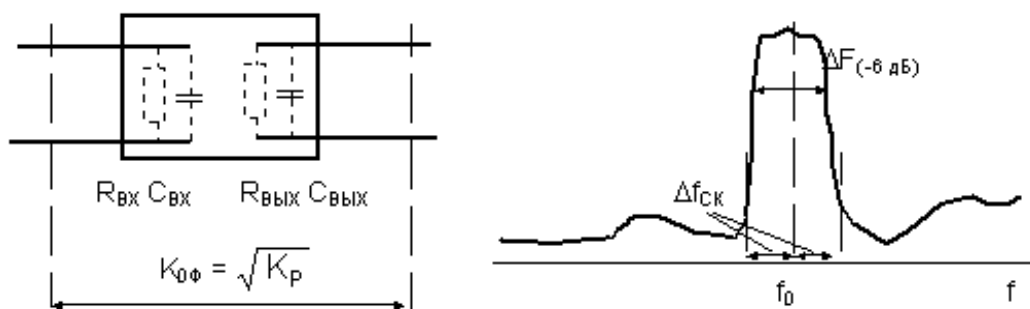


Рис. П.8. 2. Параметры электромеханических фильтров сосредоточенной селекции

Величины входного и выходного сопротивлений ФСС указаны в таблице ниже, величины входной и выходной емкости составляют 10 пФ.

Технические характеристики пьезокерамических фильтров приемников звукового вещания

Тип	Средняя частота полосы пропускания, кГц	Полоса пропускания на уровне —6 дБ, кГц	Селективность при расстройке $\pm 9$ кГц, дБ, не менее	Затухание в полосе пропускания, дБ, не более	Согласующие сопротивления, кОм, со стороны	
					источника сигнала	нагрузки
ПФ1П-1М	465 $\pm 2$ -1,8	7... 9,5	40	8	1,2	0,6
ПФ1П-2	465 $\pm 2$ -1,8	8,5...12,5	40	8	1,2	0,6
ПФ1П-022	465 $\pm 2$	10,5...14,5	26	9,5	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-023	465 $\pm 2$	8...11,5	40	9,5	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-024	465 $\pm 2$	8...11,5	35	9,5	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-025	465 $\pm 2$	8...11,5	30	9,5	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-026	465 $\pm 2$	7...10,5	26	9,5	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-027	465 $\pm 2$	8...11,5	35	9,5	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-041	465 $\pm 2$	4,6...7,8	55	12	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-042	465 $\pm 2$	4,6...7,0	50	12	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-043	465 $\pm 2$	4,3...7,0	46	12	2 $\pm$ 10 %	2 $\pm$ 10 %
ПФ1П-049а	10700 $\pm$ 100	150...200	—	10	0,33	0,33
ПФ1П-049б	10700 $\pm$ 100	200...280	—	10	0,33	0,33

Примечания:

1. Неравномерность затухания в полосе пропускания фильтров ПФ1П-049 не превышает 3 дБ, остальных фильтров — не более 2 дБ.
2. Полоса пропускания фильтра ПФ1П-049а на уровне 26 дБ — не более 505 кГц, ПФ1П-049б — не более 585 кГц.

Справочные данные пьезокерамических фильтров приемников телевизионного вещания

### Технические характеристики пьезокерамических фильтров в трактах звукового сопровождения телевизионных приемников

Тип	Номинальная частота, МГц	Ширина полосы, кГц, по уровню		Вносимое затухание, дБ, не более	Гарантированное затухание, дБ, не менее	Неравномерность затухания, дБ, не более	Сопротивление нагрузки $R_{вх} = R_{вых}$ , Ом, $\pm 10\%$	Габаритные размеры, мм
		3 дБ	20 дБ					
ФП1П6-5	6,5	>120	<600	6	25	2	470	10,5x7x4
ФП1П6-6	6,0	>120	<600	6	25	2	470	10,5x7x4
ФП1П6-7	5,5	>110	<600	6	25	2	620	10,5x7x4
ФП1П6-8	4,5	>110	<600	6	25	2	620	10,5x7x4
ФП1П8-6	#4,5	>120	<400	5	20	2	1000	16x8x4
ФП1П6-3,2	**5,5	>100	<350	10	40	2	330	14x8,6x4,6
ФП1П6-3,3	**5,72	>100	<350	10	40	2	330	14x8,6x4,6

Примечания: # — для разделения сигналов ПАЛ/СЕКАМ в видеомагнитофонах

\*\* — для формирования стереоканала в телевизионных приемниках

### Технические характеристики пьезокерамических фильтров на ПАВ в трактах изображения телевизионных приемников

Тип фильтра	Средняя несущая частота в МГц	Полоса пропускания в МГц (по уровню)	Неравномерность затухания в дБ (не более)	Гарантированное затухание в дБ (не менее)
ФПЗП7-464-1				
вход 1	38,0	0,75...1,1(3)	1,2 $\pm$ 2	34
выход (5)	38,0	—	—	34
выход (6)	31,5	—	—	17...26
ФПЗП7-464-2				
вход 1	39,8	0,85...1,1(3)	2	30...34
выход(5)	38,9	0,85...1,13)	2	30
выход(6)	33,4	0,75...0,95(3)	—	34
ФПЗП7-464-3				
вход	45,75	0,75...1,13)	2	—
выход(5)	45,75	—	—	25
выход(6)	41,25	—	—	17...25
ФПЗП9-451	38,0...45,7 41,25 $\pm$ 1	3.5...5.5	1.2...2.5	10...40
ФПЗП9-451-01	41,25	5,5	2	28...40
ФПЗП9-458-1-1	37,4	5,5	2	28...40
ФПЗП9-458-1-2	43,75	5,5	2	28...40
ФПЗП9-458-2-1	37,4	5,5	2	28...40
ФПЗП9-458-2-2	43,75	5,5	2	28...40

## Справочные данные пьезокерамических фильтров устройств приема и обработки сигналов аппаратуры связи

### Технические характеристики пьезокерамических фильтров связных радио-приемных устройств

Тип	Средняя частота полосы пропускания, кГц	Полоса пропускания на уровне 3 дБ, кГц	Коэффициент прямоугольности кп1000, не более	Затухание в полосе пропускания, дБ, не более	Согласующие сопротивления на входе и выходе, кОм	Примечание
ПФ2П-35	128	0,03	7,6	10	20	—
ПФ2П-36	128	0,15±0,02	7	14	5,6	—
ПФ2П-37	128	1,2±0,01	3	20	5,6	—
ПФ2П-174	100	0,05±0,01	6	18	0,5	1
ПФ2П-189	98.475	2,1...2,6	1,5	10	—	—
ПФ2П-190	101,525	2,1...2,6	1,5	10	—	—
ПФ2П-264-1	10 000	11±3	8	6	5 (0,25)	2
ПФ2П-264-2	10 500	11±3	8	6	5 (0,25)	2
ПФ2П-264-3	10 500	11±3	8	6	150 (400)	2
ПФ2П-266	465	0,9±0,07	9	10	5,6	1
ПФ2П-271	21 900	50±10	9,5	—	—	—
ПФ2П-276	10 700	30	3	6	1,6	3
ПФ2П-293	5 000	3,5	4,3	5	2,2	—
ПФ2П-325	10 700	15	4	6	1,5	3
ПФ2П-379	10 700	18	3,6	6	1,5	3
ПФ2П-436	10 700	15	2,7	5	3,5	3

*Примечания:*

1. Полоса пропускания на уровне — 1,5 дБ.
2. В скобках указано согласующее сопротивление на выходе.
3. Коэффициент прямоугольности на уровне — 80 дБ.

### Характеристики пьезокерамических фильтров АМ - трактов радиоприемной аппаратуры и средств связи

Тип	Частота, кГц	Полоса по уровню 6 дБ, кГц	Избирательность при расстройке дБ, не менее	Затухание, дБ, не менее	Вносимое затухание дБ, не более	Вх./Вых. нагрузочное сопротивление, кОм	Габаритные размеры, мм
ФП1П1-459	459	8–11	45(±9 кГц)	40,0	8,0	3,0/3,0	11,8x7,6x8,2
ФП1П1-6-1	465	6,5–9	40(±9 кГц)	38,0	6,0	5,0/3,0	7,7x8,0x7,6
ФП1П1-6-2	468	6,5–9	40(±9 кГц)	38,0	6,0	5,0/3,0	7,7x8,0x7,6
ФП1П1-7	465	22–26	40(±22,5 кГц)	30,0	4,0	3,0/1,5	7,7x8,0x7,6
ФП1П1-7-1	455	20–26	40(±22,5 кГц)	30,0	4,0	3,0/1,5	7,7x8,0x7,6
ФП1П1-7-М	465	16–20	50(±25 кГц)	38,0	4,0	3,0/1,5	11,8x7,6x8,2
ФП1П1-8	465	38–40	50(±31,5 кГц)	40,0	4,0	2,0/2,0	11,8x7,6x8,2
ФП1П1-8М	465	33–36	60(±35 кГц)	50,0	4,0	2,0/2,0	11,8x7,6x8,2
ФП1П1-10-М2	465	6–9	60(±9 кГц)	50,0	8,0	3,6/3,6	11,8x7,6x8,2
ФП1П1-10-М3	455	8–11	50(±10 кГц)	45,0	8,0	3,0/3,0	11,8x7,6x8,2
ФП1П1-11	455	22–26	60(±22 кГц)	50,0	4,0	2,4/2,4	11,8x7,6x8,2

### Характеристики пьезокерамических фильтров ЧМ - трактов радиоприемной аппаратуры и средств связи

Тип	Номинал. частота, МГц	Ширина полосы по уровню 6 дБ, кГц	Ширина полосы по уровню 20 дБ, кГц	Гарант. затухание, дБ, не менее	Вносимое затухание дБ, не более	Габаритные размеры, мм
ФП1П8-4	10,7	>180	<650,0	35,0	8,0	7,0x7,0x4,0
ФП1П8-5	10,7	<90	<200,0	–	6,0	7,0x7,0x4,0
ФП1П8-3-1	10,7	240±40	<650,0	60,0	6–10	29,5x9,5x4,5
ФП1П8-3-2	10,7	240±40	<650,0	60,0	10–15	29,5x9,5x4,5

### Характеристики пьезокерамических фильтров для радио- и телефонной аппаратуры связи

Тип изделия	Диапазон частот, МГц	Полоса пропускания, % от номинальной частоты	Вносимое затухание, дБ, не более	Гарант. затухание, дБ, не менее	Сопротивл. нагрузки $R_{вх} = R_{вых}$ , Ом, ± 10 %	Габаритные размеры, мм
ФП1Г1-3	0,01 ... 0,1	0,5 ... 2,0	8,0	30,0	20,0/20,0	20x18x8
ФП1ПГ-022"М"	0,27 ... 0,4	1,0 ... 1,5	14,0	65,0	2,0/1,0	45x22x12
ФП1ПГ-020	0,37 ... 0,6	1,5 ... 2,0	10,0	50,0	3,0/3,0	34x22x9
ФП1Г1-2	1,0 ... 2,5	1,0 ... 1,5	10,0	50,0	0,33/0,33	57x18x6
ФП1Г4-1	10 ... 23	2,0 ... 3,5	14,0	60,0	0,33/0,33	27,5x9,5x4,5

### Номинальные частоты пьезокерамических фильтров радио- и телефонной аппаратуры связи (см. табл. ПЗ.7)

Тип изделия	Номинальные частоты, кГц
ФП1Г1-3	20,0; 20,4; 21,2; 21,7; 22,2,22,7; 23,2; 23,8; 24,4; 25,0; 25,6; 26,3; 27,0; 27,7; 28,6; 29,4
ФП1ПГ-022"М"	270; 280; 290; 300; 310; 320; 330; 340; 350. 360; 370; 380; 390; 400
ФП1ПГ-020	372; 412; 420; 444; 468; 496; 516; 564; 588; 612
ФП1Г1-2	1116; 1364; 1552; 1612; 1860; 2108; 2356
ФП1Г4-1	10560; 11096; 11880; 13200; 22000; 22370