

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ**

**Федеральное государственное  
образовательное бюджетное учреждение  
высшего профессионального образования  
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ  
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ  
им. проф. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»**

---

**Г.Г.Павлова**

# **РАДИОТРАКТЫ КОМПЛЕКСОВ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ**

**ПРАКТИКУМ  
ПО ДИСЦИПЛИНЕ**

**СПб ГУТ)))**

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГ  
2015**

УДК 37.026(075.8)

ББК 71.0я73

Д 69

Рецензент:

доцент кафедры радиопередающих устройств и систем подвижной связи  
Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций  
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича *С.Р.Новикова*

*Утверждено редакционно-издательским советом СПбГУТ  
в качестве практикума по дисциплине*

**Павлова, Г. Г.**

П Радиотракты комплексов радиосвязи и цифрового радиовещания:  
практикум / Г.Г.Павлова : СПбГУТ. – СПб. 2015. – 81 с.

Написан в соответствии с рабочей программой дисциплины  
«Радиотракты комплексов радиосвязи и цифрового радиовещания».

Предназначен для студентов, обучающихся по направлению 11.04.02  
«Инфокоммуникационные технологии и системы связи» при изучении  
дисциплины «Радиотракты комплексов радиосвязи и цифрового  
радиовещания», а также для может быть полезным для студентов, обучающихся  
по направлению 11.03.02 при изучении дисциплин «Радиоприемные устройства  
в телерадиовещании» и «Устройства приема и обработки радиосигналов в  
СМС» в системе очного, заочного и дистанционного обучения; может быть  
использован для самостоятельной работы студентов.

Рассмотрены приемно-передающие тракты средств связи и радиовещания,  
а также вопросы, касающиеся расчета и выбора элементов схем.

Практикум по дисциплине состоит из разделов: «Расчет  
радиопередающего тракта», «Расчет тракта радиоприема», где рассматриваются  
методы предварительных расчетов структурных схем, электрических расчетов  
каскадов и колебательных систем, с приведением примеров расчетов и  
вариантами заданий для самостоятельного решения.

**УДК 37.026(075.8)  
ББК 71.0я73**

© Павлова Г.Г., 2015

© Федеральное государственное образовательное  
бюджетное учреждение высшего профессионального  
образования «Санкт-Петербургский  
государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», 2015

## Содержание

Тема 1. РАСЧЕТ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА .....	5
Задачи расчета .....	5
1. Структурная схема тракта передачи .....	5
1.1. Цифро-аналоговый преобразователь .....	6
1.2. Синтезатор частоты ADF4110 .....	7
1.3. Генератор, управляемый напряжением (ГУН) .....	10
2. Расчёт мощностей передатчика и выбор активных элементов .....	10
2.1. Расчет мощности оконечного каскада .....	10
2.2. Расчет буферного усилителя радиочастоты .....	14
2.3. Расчет режима автогенератора .....	18
3. Примеры расчетов каскадов .....	25
3.1. Пример расчета мощности оконечного каскада .....	25
3.2. Пример электрического расчета предоконечного каскада .....	29
3.3. Пример расчета буферного каскада усиления .....	34
3.4. Пример расчета режима автогенератора .....	37
4. Варианты для самостоятельного выполнения расчетного задания .....	42
Тема 2. РАСЧЕТ ТРАКТА РАДИОПРИЕМА .....	43
Задачи расчета .....	43
1. Структурная схема тракта радиоприема .....	43
2. Эскизный расчет входной цепи тракта радиоприема .....	44
2.1. Расчёт входного контура .....	44
2.2. Расчет ферритовой антенны .....	45
2.3. Определение входной проводимости УРЧ: .....	46
2.4. Расчёт цепи настройки варикапов .....	47
3. Расчёт УРЧ .....	48
4. Выбор ФСС .....	51
5. Тракт УПЧ .....	52
5.1. Расчёт первого каскада УПЧ .....	54
5.2. Расчёт второго каскада УПЧ .....	55
5.3. Проверка устойчивости каскада .....	57
6. Детектор АРУ .....	59
7. Эскизный расчет цифровой части тракта радиоприема .....	62
7.1. Расчет частотного плана .....	62
7.2. Расчет энергетического плана (с примером) .....	63
7.3. Расчет динамического диапазона уровней квантования (с примером) .....	67
8. Выбор цифровой части приемника-микромикроконтроллер .....	68
9. Варианты для самостоятельного выполнения расчетного задания .....	71
Список использованной литературы .....	73

Приложение 1 .....	74
Приложение 2 .....	75
Приложение 3 .....	76
Приложение 4 .....	79
Приложение 5 .....	80
Приложение 6 .....	82

# Тема 1. РАСЧЕТ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА

## Задачи расчета

1. Расчет обобщенной структурной схемы
2. Расчет оконечного и промежуточного каскадов.
3. Расчет буферного усилителя радиочастоты
4. Расчет автогенератора

### 1. Структурная схема тракта передачи

Типовая структурная схема современного передающего устройства изображена на рис. 1.

Источником передаваемого сообщения является компьютер. Оцифрованная информация поступает через интерфейс RS232 на микроконтроллер передатчика, с которого через параллельный порт в виде восьмиразрядного кода поступает в ЦАП.

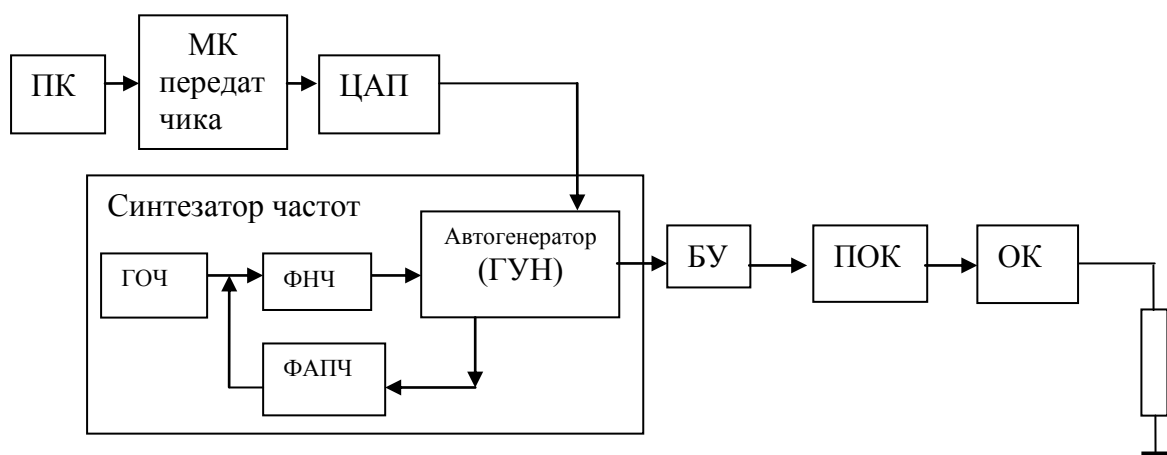


Рис. 1. Структурная схема передатчика

С выхода ЦАП аналоговый сигнал с частотой модуляции поступает на вход модулятора, а затем на вход автогенератора (ГУН), где с помощью варикапов осуществляется модуляция рабочей частоты, формируемой синтезатором частот, сигналом передаваемого сообщения.

Буферный усилитель имеет большое входное сопротивление и выполняет задачу защиты возбудителя от вредного влияния последующих усилительных каскадов.

Модулятор выполняет следующие функции:

- обеспечивает номинальную девиацию частоты  $\Delta f_{\text{ном}}$ ;
- ограничивает максимальное значение девиации частоты  $\Delta f_{\text{max}}$ ;
- осуществляет предкоррекцию амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) тракта по закону +6 дБ/октава.

Для выполнения указанных функций схема модулятора содержит в себе следующие устройства:

- усилитель звуковой частоты, охваченный петлей автоматической регулировки усиления (АРУ), которая производит сжатие динамического диапазона входных сигналов;
- корректор АЧХ +6 дБ/октава для модулирующего сигнала, поступающего с блока автоматики;
- амплитудный ограничитель, устраняющий перемодуляцию передатчика;
- ФНЧ, служащий для ограничения полосы пропускания модулирующих сигналов в пределах от 0,3 до 3,4 кГц;
- формирователь сигнала исправности модулятора.

### 1.1. Цифро-аналоговый преобразователь

В качестве цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) можно выбрать 8-разрядный AD5424 фирмы Analog Devices (рис 2):

напряжение питания 2.5...5.5 В

параллельный интерфейс загрузки данных

скорость обработки данных 20 млн.операций в секунду.

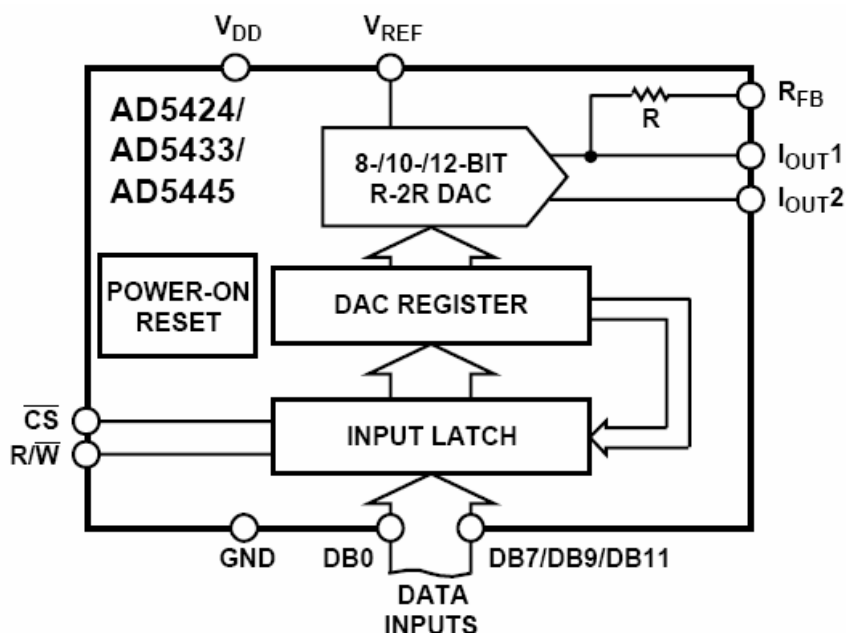


Рис. 2. 8-разрядный цифро-аналоговый преобразователь AD5424 фирмы Analog Devices:

CS – вход выбора устройства

R/W – стоб чтения/записи данных

GND – общий проводник

DB0...DB11 – параллельный порт приёма данных

Iout1 и Iout2 – выход преобразованного аналогового сигнала

RFB – вход для соединения с резистором, задающим выходной ток

Vref – вход опорного напряжения

Vdd – вход напряжения питания

## 1.2. Синтезатор частоты ADF4110

В качестве формирователя рабочей частоты можно выбрать устройство реализующее синтез частоты косвенным методом. Но, выбрав синтезатор косвенного метода, в структуру передатчика необходимо вводить модулятор. Выберем синтезатор ADF4110, работающий на частотах до 550 МГц.

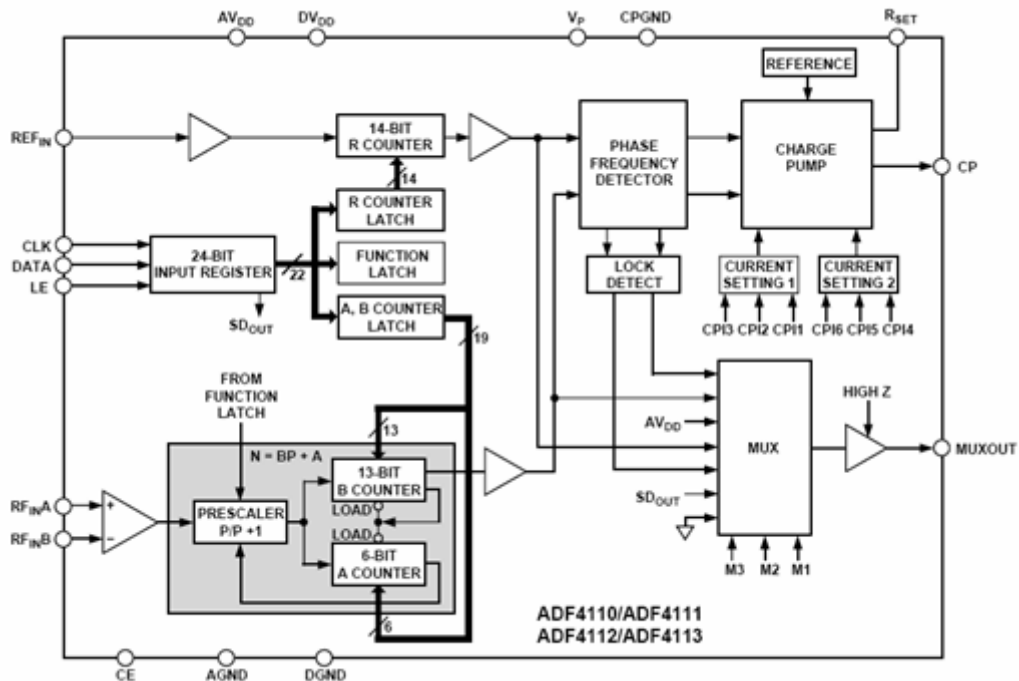


Рис. 3. Функциональная схема синтезатора частоты ADF4110:

REFin – вход для опорной частоты от кварцевого резонатора,  
 CLK – вход тактового импульса при загрузке данных в синтезатор,  
 DATA – вход последовательных данных,  
 LE – вход сигнала разрешения загрузки данных,  
 RFinA и RFinB – входы делителя,  
 CE – вход включения/выключения синтезатора,  
 AGND и DGND – входы для аналогового и цифрового общего проводника,  
 MUXOUT – мультиплексированный выход,  
 CP – выход напряжения для управления внешним ГУНом,  
 Rset – вход для подключения резистора, задающего величину управляющего напряжения,  
 CPGND – выход на общий проводник для управляющего напряжения,  
 AVdd, DVdd, Vp – входы для напряжения питания (в моём случае будут использоваться только DVdd, Vp питающиеся от +3В).

*Расчёт управляющих слов, пересылаемых на синтезатор, для задания крайних частот рабочего диапазона*

Шаг перестройки  $f_w = 20 \text{ кГц}$

Диапазон частот  $f_n \dots f_v = (88 \dots 108) \text{ МГц}$

Выходная частота  $f_{vco}$  рассчитывается по формуле (указана в тех. описании на синтезатор):

$$f_{VCO} = (P \cdot B) + A \cdot \frac{f_{refin}}{R}$$

$$f_{u} = \frac{f_{refin}}{R} = 20 \text{ кГц}$$

где  $f_{refin}$  - частота опорного колебани,

$R$  - делитель с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД)(1...16383)

$P$ - модуль прескалера (8/9, 16/17, 32/33, 64/65)

$B$ - коэффициент деления счётчика  $B$  (3...8191)

$A$ - коэффициент деления счётчика  $A$  (0...63)

при условии, что  $0 \leq A < B$

Пусть на выходе синтезатора нужно установить нижнюю граничную частоту диапазона  $f_H = 88 \text{ МГц}$  .

Зададим:  $P = 64/65$ ,  $B = 65 \cdot 68 = 4420$ ,

тогда

$$88 \cdot 10^6 = \left\{ \frac{64}{65} \cdot 65 \cdot 68 + A \right\} \cdot 20 \cdot 10^3$$

$$\frac{88 \cdot 10^6}{20 \cdot 10^3} = 64 \cdot 68 + A \rightarrow 4400 = 4352 + A$$

$$A = 48$$

$$A = 48_{(10)} = 110000_{(2)}$$

$$B = 65 \cdot 68 = 4420_{(10)} = 1000101000100_{(2)}$$

В качестве опорного кварцевого генератора выбираем М34001, который предназначен для применения в радиоприёмных и радиопередающих устройствах, портативных радиостанция, частотомерах и т.д. (см. приложение).

Он имеет  $f_{refin} = 10 \text{ МГц}$  ,

тогда

$$R = \frac{f_{refin}}{f_u} = \frac{10^7}{20 \cdot 10^3} = 500_{(10)} = 111110100_{(2)} .$$

Соответствующие биты записываются в регистры («замки») так, как указано ниже:



RESERVED		CP GAIN	(Задание величины В) 13-BIT B COUNTER													(Задание величины А) 6-BIT A COUNTER						CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
X	X	G1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	C2 (0)	C1 (1)

X = безразличное состояние

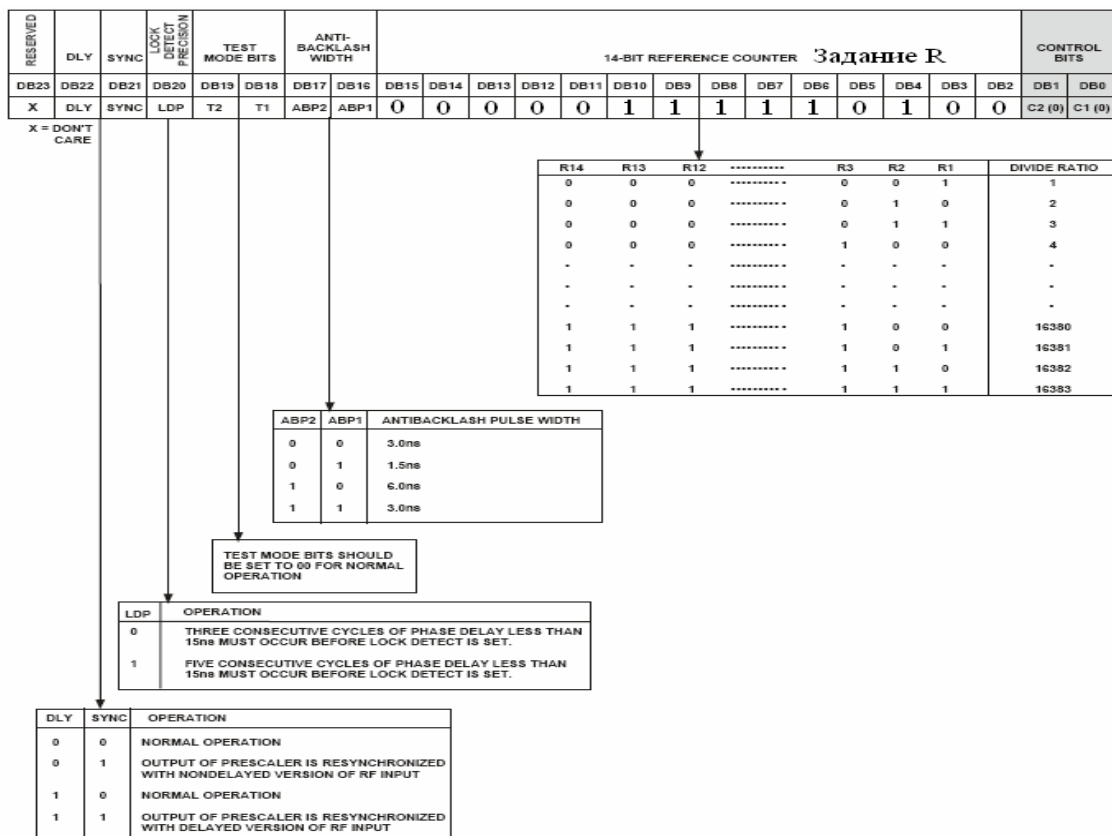


Рис. 4. Запись в регистры

Для верхней рабочей частоты, равной  $f_v = 108 \text{ МГц}$  :

$$P = 64/65, B = 65 \cdot 84 = 5460,$$

тогда

$$108 \cdot 10^6 = \left\{ \frac{64}{65} \cdot 5460 + A \right\} \cdot 20 \cdot 10^3$$

$$\frac{108 \cdot 10^6}{20 \cdot 10^3} = \frac{64}{65} \cdot 84 + A \rightarrow 5400 = 5376 + A$$

$$A = 24$$

$$A = 24_{(10)} = 011000_{(2)}$$

$$B = 5460_{(10)} = 101010101000_{(2)}.$$

RESERVED		CP GAIN	(Задание величины В) 13-BIT B COUNTER													(Задание величины А) 6-BIT A COUNTER						CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
X	X	G1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	C2 (0)	C1 (1)

X = безразличное состояние

Рис. 5. Запись в регистры

### 1.3. Генератор, управляемый напряжением (ГУН)

В качестве генератора управляемого напряжением (ГУН) можно выбрать GVXO-32S Британской фирмы Golledge.

Его основные параметры:

диапазон частот – (52...160)МГц

управляющие напряжения – (0.5...4.5)В

питающее напряжение – +5В (±5%)

питающий ток – +80мА

CMOS совместимые выходы

Время запуска – 10мс.

*Расчет мощности на выходе ГУН:*

В документации на устройство выходная мощность определена как мощность на номинальной согласованной нагрузке ( $R = 50 \text{ Ом}$ ) в середине рабочего интервала управляющего напряжения при номинальной температуре окружающей среды (+25°C). Величина мощности задана в децибелах относительно мощности 1мВт и обозначается, как 1dBm.

Для GVXO-32S:  $P_{\text{вых}} = 9.5 \text{ dBm}$ .

Тогда

$$\begin{aligned}
 9.5 &= 10 \lg \left( \frac{P_{\text{вых}}}{1 \text{ мВт}} \right) \\
 0.95 &= \lg \left( \frac{P_{\text{вых}}}{1 \text{ мВт}} \right) \\
 10^{0.95} &= \frac{P_{\text{вых}}}{1 \text{ мВт}} \\
 P_{\text{вых}} &= 8.9 \text{ мВт}
 \end{aligned}$$

## 2. Расчёт мощностей передатчика и выбор активных элементов

### 2.1. Расчет мощности оконечного каскада

Исходя из мощности сигнала в антенне  $P_A$ , определяем мощность, которую необходимо получить на выходе оконечного каскада (ОК) (рис. 6) с учетом потерь в фидере  $\eta_{\phi} = 0.8$  и колебательной системе  $\eta_{\text{КС}} = 0.9$ :

$$P_{OK} = \frac{P_A}{\eta_\phi \cdot \eta_{KC}} .$$

В усилительных каскадах передатчиков, чтобы исключить возможность самовозбуждения, обычно используют транзисторы, не имеющие большой запас по граничной частоте и рассеиваемой мощности. При выборе транзистора, чаще всего задаются следующими условиями:

$$0,3f_T < f_o < f_T;$$

$$2P_{ВЫХ} \approx P_{K \text{ СПР}},$$

где  $f_o$  – рабочая частота,  $f_T$  – граничная частота передачи тока по схеме с общим эмиттером,  $P_{K \text{ СПР}}$  – максимально допустимая мощность на коллекторе,  $P_{ВЫХ}$  – выходная мощность, которую необходимо получить на данном каскаде.

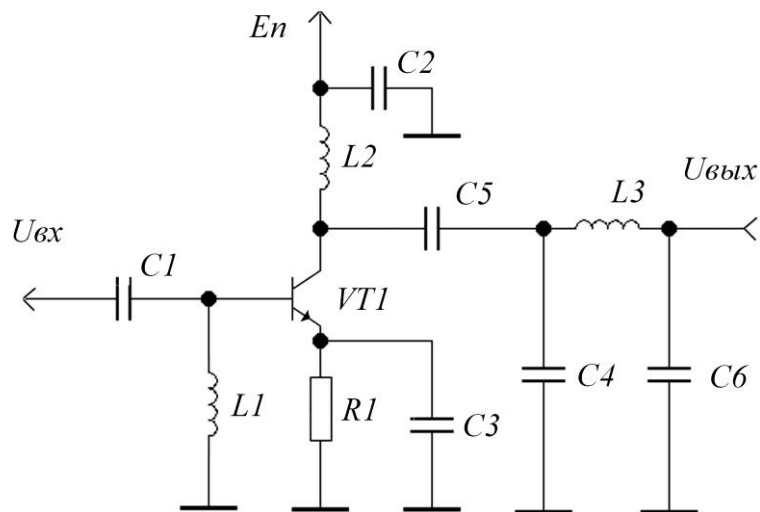


Рис 6. Принципиальная схема оконечного каскада

В качестве активного элемента в выходном каскаде можно использовать транзистор со следующими характеристиками:

- граничная частота ,
- максимально допустимый ток базы  $I_{B \text{ MAX}}$ ;
- максимально допустимый ток коллектора  $I_{K \text{ MAX}}$ ;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{КЭ \text{ MAX ДОП}}, B$ ;
- емкость коллекторного перехода  $C_{K, n\Phi}$ ;
- постоянно рассеиваемая мощность  $P_{K \text{ СПР}}, Вт$ ;
- индуктивность эмиттерного вывода  $L_\epsilon, нГн$ ;

- статический коэффициент передачи по току  $\beta_o$ ;
- температура перехода  $t_{\Pi}, ^\circ\text{C}$ .

Задаемся напряжением источника питания:

$$E_K \leq \frac{U_{KЭ \text{ МАХ ДОП}}}{2}.$$

Выбираем  $E_K$  в указанных выше пределах.

Тогда ток первой гармоники определяется следующим способом:

$$I_{K1} \approx \frac{2P_1}{E_K}.$$

В усилительных каскадах для получения максимального КПД при максимальной мощности задаются углом отсечки  $\theta = 90^\circ$ , тогда в соответствии с таблицей коэффициентов А. И. Берга можно установить следующие значения:

$$\begin{aligned} & \text{—————}; & \text{—————}; \\ & & ; \end{aligned}$$

Тогда амплитуда импульсов тока коллектора будет найдена, как

$$I_{K \text{ МАХ}} = \frac{I_{K1}}{\alpha_1} < I_{K \text{ МАХ ДОП}}$$

$$I_{K0} = \alpha_0 \cdot I_{K \text{ МАХ}}$$

Учитывая, что коэффициент передачи по току на рабочей частоте равен:

$$\beta = \frac{f_T}{f_o},$$

определим максимальный базовый ток:

$$I_{B \text{ МАХ}} = \frac{I_{K \text{ МАХ}}}{\beta} < I_{B \text{ МАХ ДОП}},$$

определим крутизну по базовому переходу:

$$S_B = \frac{I_{B \text{ МАХ}}}{U_{B \text{ МАХ}} - E'}.$$

Крутизну по эмиттерному переходу определим по формуле:

$$S_{\Pi} = \frac{42,5 \cdot I_{K1}}{1 + 3,66 \cdot 10^{-3} \cdot t_{\Pi}}.$$

Далее необходимо определить ряд сопротивлений:

- сопротивление эмиттерного перехода:  $r_{\text{Э}} = \frac{1}{S_{\text{П}}}$ ,
- сопротивление рекомбинации:  $r_{\text{Р}} = \frac{\beta}{S_{\text{П}}}$ ;
- омическое сопротивление базы:  $r'_{\text{Б}} = \frac{1}{S_{\text{Б}}} - r_{\text{Р}}$ .

Затем необходимо определить характерные для этого транзистора частоты:

1. граничная частота по крутизне  $f_s = \frac{f_T \cdot r_{\text{Э}}}{r'_{\text{Б}}}$ ;
2.  $f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_o}$ ;
3.  $f_{\alpha} = (1,6...1,8)f_T$ .

Для того, чтобы окончательно удостовериться в правильности выбора транзистора, проверяется условие (см. рис.7):  $f_{\beta} < f_s < f_o < f_T < f_{\alpha}$  (\*).

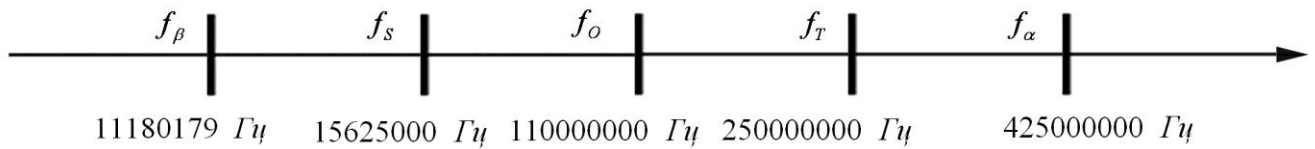


Рис. 7. Проверка правильности выбора транзистора

Находим 
$$f_{\text{MAX}} = \sqrt{\frac{f_T \gamma_1(\theta_{\text{БЧ}})}{8\pi(r'_{\text{Б}} + r_{\text{Р}} + \varpi_T \cdot L_{\text{Э}})C_K}},$$

где при — и  $\theta_{\text{БЧ}} = 90^\circ + 0,25 \cdot \arctg \gamma_C^\circ$ ;

когда  $\gamma_C = \frac{(1,3...1,5) \cdot K_{\theta} \cdot \frac{f_o}{f_T}}{1 + S_{\text{П}} r_{\text{СТ}}}$  при  $r_{\text{СТ}} = \frac{r'_{\text{Б}}}{1 + \beta_o}$ , —, если .

Тогда коэффициент усиления по мощности определяется по формуле:

$$K_P = \left( \frac{f_{MAX}}{f_0} \right)^2.$$

Следовательно, мощность, которую необходимо подать на вход этого каскада, составляет:

$$P_{BX \text{ OK}} = \frac{P_{ВЫХ \text{ OK}}}{K_P}.$$

Тогда на выходе предоконечного каскада должна быть получена мощность:

$$P_{BX \text{ ПРОК}} = \frac{P_{BX \text{ OK}}}{\eta_{KC}}.$$

**Примечание:** предварительный расчет остальных усилительных каскадов осуществляется аналогично.

## 2.2. Расчет буферного усилителя радиочастоты

Промежуточный каскад усиления, включённый между автогенератором и каскадом усиления мощности, называется буферным (БУ), т.е. разделительным.

Он выполняет две функции: 1) ослабляет влияние мощных усилительных каскадов на режим автогенератора; 2) обеспечивает по возможности малую нагрузку для автогенератора с целью повышения стабильности его частоты.

Первая функция требует минимальной проходной ёмкости с коллектора на базу буферного усилителя, вторая – высокого входного сопротивления усилителя. Обе задачи достаточно хорошо решаются в усилителе, собранном по, так называемому, каскодному принципу включения, когда первый каскад усиления включён по схеме с общим эмиттером (ОЭ), а второй – по схеме с общей базой (ОБ) (рис. 8).

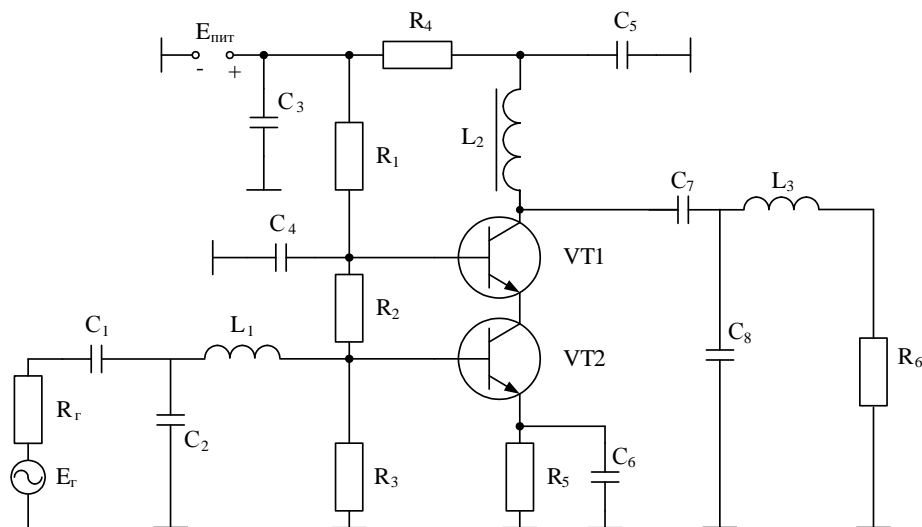


Рис.8. Схема буферного усилителя

У такого усилителя получаются достаточно высокое (выше, чем у усилителя мощности) входное сопротивление и минимальная проходная ёмкость  $C_{12} \leq 0,1$  пФ. Кроме того, каскодный усилитель обеспечивает высокий устойчивый коэффициент усиления сигнала по напряжению.

Расчёт режима буферного усиления делится на три части: *расчёт термостабилизации усиления, уточнение  $Y$  – параметров для каскодного включения транзисторов и расчёт всех параметров усиления.*

### **2.2.1. Расчёт режима термостабилизации БУ**

Расчет режима постоянного тока и температурной стабилизации проводится в интервале  $\pm 60^\circ\text{C}$ .

1) Температурное смещение обратного тока коллектора транзистора:

$$\frac{I_{CBO}}{T_0} = \frac{I_{CBO}}{T_0} \cdot \frac{T_0}{T_0}$$

где  $T_0$  – температура в абсолютной системе градусов Кельвина ( $T_0 = 293 \text{ } ^\circ\text{K}$ ).

2) Температурное смещение напряжения базы находится по формуле:

$$V_{BE} = V_{BE0} + \gamma(T - T_0)$$

где  $\gamma = (1,6 \dots 2,1)$  – коэффициент температурного смещения, мВ/К.

3) Температурное смещение прямого тока коллектора рассчитывается по формуле:

$$I_C = I_{C0} + \gamma(T - T_0)$$

4) Сопротивление резистора в эмиттерной цепи:

$$R_E = \frac{V_{BE} - V_{BE0}}{I_E}$$

5) Общее сопротивление смещения рассчитывается по формуле:

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

6) Сопротивление базового смещения транзистора VT1 находится по формуле:

$$R_{B1} = \frac{V_{BE} - V_{BE0}}{I_{B1}}$$

7) Сопротивление базового смещения транзистора VT2 рассчитывается по формуле:

8) Гасящее сопротивление находится из формулы:

9) Сопротивление фильтра рассчитывается по формуле:

10) Емкость блокировочных конденсаторов рассчитывается по формуле:

Пусть

### **2.2.2. Уточнение $Y$ -параметров для каскодного включения транзисторов**

– параметры для каскодного включения транзисторов:

$$Y_{11}^{\Sigma} = Y_{11o} = 0,013 + j0,0048;$$

$$Y_{22}^{\Sigma} = -Y_{12o} = 0,00033 + j0,00084;$$

$$Y_{21}^{\Sigma} \approx Y_{21o} = 0,010 - j0,036;$$

$$Y_{12}^{\Sigma} = Y_{12o} \frac{Y_{22o}}{Y_{21o}} = 0,0000724 - j0,0000294;$$

тогда примем:

$$|Y_{22}^{\Sigma}| = 0,00090; \quad |Y_{21}^{\Sigma}| = 0,037; \quad |Y_{12}^{\Sigma}| = 0,00008;$$

### **2.2.3. Расчёт режима усиления буферного усилителя**

Расчёт начинается с выбора согласующего устройства в качестве высокочастотной нагрузки каскада в виде последовательного колебательного контура, представленного на рисунке 9. Значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  равны соответственно выходному сопротивлению буферного усилителя и входному сопротивлению предоконечного каскада.



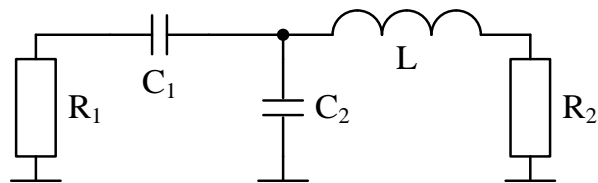


Рис. 9. Схема межкаскадного согласующего устройства

1) Устойчивый коэффициент усиления усилителя находится по формуле:

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

Пусть

\_\_\_\_\_

- \_\_\_\_\_

2) Эквивалентная проводимость нагрузки буферного усилителя рассчитывается по формуле:

\_\_\_\_\_

3) Сопротивление  $R1$ :

\_\_\_\_\_ .

4) Эквивалентная добротность:

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ ,

где  $R2$  – входное сопротивление транзистора ПОК.

5) Индуктивность контура находится по формуле:

\_\_\_\_\_

6) Ёмкости:

\_\_\_\_\_ ,

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ .

7) Входное сопротивление буферного усилителя находится по формуле:

8) Предполагая, что с автогенератора на вход буферного усилителя поступает переменное напряжение с амплитудой не менее 0.5 В, то выходное напряжение можно вычислить с помощью формулы:

9) Выходная мощность буферного усилителя рассчитывается по формуле:

При корректном расчёте значение выходной мощности должно значительно *превосходить входную мощность предоконечного каскада (ПОК)*, создавая запас:

### 2.3. Расчет режима автогенератора

Автогенераторами (АГ) называются устройства, в которых энергия источников питания преобразуется в энергию высокочастотных колебаний без внешнего возбуждения. Автогенераторы являются первичными источниками колебаний, частота и амплитуда которых определяются только собственными параметрами схемы и должны в очень малой степени зависеть от внешних условий. В состав автогенератора входят активный элемент (АЭ) и колебательная система (КС). Активный элемент управляет поступлением порций энергии источника питания в колебательную систему для поддержания амплитуды колебаний на определенном уровне. Колебательная система задает частоту колебаний, близкую к одной из ее собственных частот.

Автогенераторы применяются в качестве задающих генераторов, входящих в состав возбuditелей передающих устройств, а также гетеродинов приемников. Выходная мощность АГ играет роль только в однокаскадных передатчиках. В многокаскадных передатчиках основные требования предъявляются к стабильности частоты АГ, которую невозможно улучшить в последующих каскадах.

Расчет режима АГ делится на четыре части: *расчет режима постоянного тока, энергетический расчет, расчет колебательной системы и расчет режима частотной модуляции полезным сигналом*. При расчете гетеродина приемника расчет режима частотной модуляции не производится.

Схема автогенератора, работающего в режиме частотной модуляции полезным сигналом и сигналом автоподстройки частоты от синтезатора, представлена на рисунке 10.

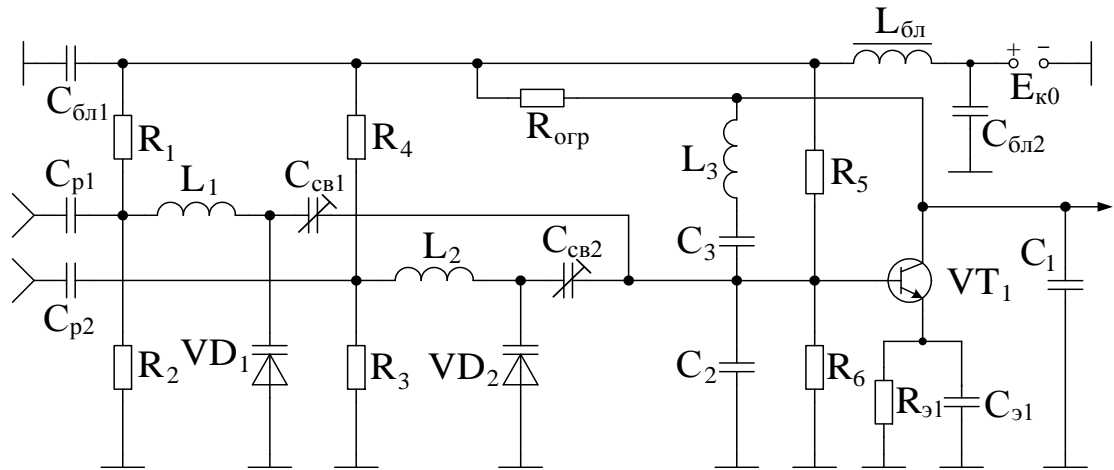


Рис. 10. Схема автогенератора

В основе АГ заложена схема трехточечного генератора Клаппа с колебательным контуром третьего вида. Все автогенераторы в проекте выполняются на транзисторе ГТЗ11Е. Рабочая частота АГ определяется вариантом задания. В качестве шины питания в схеме предлагается использовать шину с напряжением  $E_{к02} = +12 В$  для питания всех делителей напряжения, а для коллектора активного элемента напряжение  $E_{к01}$  от этой шины подается через ограничивающее сопротивление  $R_{огр}$ .

### 2.3.1. Расчет режима постоянного тока

1) Температурное изменение обратного тока коллектора:

$$I_{CBO} = I_{CBO0} \left( 1 + \gamma \frac{T - T_0}{T_0} \right),$$

где  $T_0 = 293 \text{ } ^\circ\text{K}$ .

2) Тепловое смещение напряжения базы находится по формуле:

$$U_{B0} = \frac{I_{CBO}}{\beta + 1},$$

где  $\gamma = (1,6 \dots 2,1)$  – коэффициент температурного смещения, мВ/К.

3) Температурное изменение прямого тока коллектора рассчитывается по формуле:

$$I_C = \frac{U_{B0}}{R_4 + R_5 + R_6};$$

4) Сопротивление резистора в эмиттерной цепи:

\_\_\_\_\_ ,

где  $r_{11} = 1/g_{11э}$  – это активная часть входного сопротивления транзистора.

5) Напряжение коллекторного питания:

;

6) Сопротивления делителя напряжения:

\_\_\_\_\_;

\_\_\_\_\_;

7) Блокировочная емкость:

\_\_\_\_\_;

8) Ограничивающее сопротивление в цепи питания коллектора

\_\_\_\_\_.

### **2.3.2. Энергетический расчет автогенератора**

Энергетический расчет начинается с выбора угла отсечки коллекторного тока  $\theta$ , который для автогенераторов выбирается в пределах  $60 \dots 90^\circ$ .

1) Пусть  $\theta = 70^\circ$ , тогда в соответствии с таблицей коэффициентов А. И.

Берга можно установить следующие значения:

\_\_\_\_\_ ;

; \_\_\_\_\_

2) Амплитуда импульса коллекторного тока, соответствующего напряжению  $U_{к0} = 5 \text{ В}$  и току  $I_{к0} = 5 \text{ мА}$ :

—;

3) Коэффициент положительной обратной связи для статической крутизны  $S$  транзистора при  $U_{к0}$ :

— —;

4) Рассчитываются энергетические параметры:

а) напряжение возбуждения:

—;

б) переменное напряжение «коллектор – эмиттер»:

—;

в) напряжение базового смещения:

;

г) мощность, отдаваемая в нагрузку:

;

д) мощность, потребляемая от источника питания:

;

е) КПД автогенератора:

—;

ж) мощность, рассеиваемая коллектором:

;

з) эквивалентное сопротивление генератора:

— .

### 2.3.3. Расчет колебательного контура

Перед началом расчета колебательного контура, представленного на рисунке 11, необходимо задать его основные параметры. Для лучшей стабильности частоты целесообразно выбирать контур с высокой добротностью ( ) и большим характеристическим сопротивлением  $\rho$ . Кроме того, рекомендуется выбрать реактивное сопротивление емкости  $C_2$   $X_{C_2}$  в пределах ( ) Ом. Обычно на частотах до  $f_{max} = 150$  МГц удается реализовать указанную добротность и  $\rho = 200 \dots 400$  Ом.

Произведем расчет параметров контура в следующем порядке.

1) Емкость:

\_\_\_\_\_.

2) Реактивное сопротивление емкости  $C_1$ :

—.

3) Емкость:

\_\_\_\_\_.

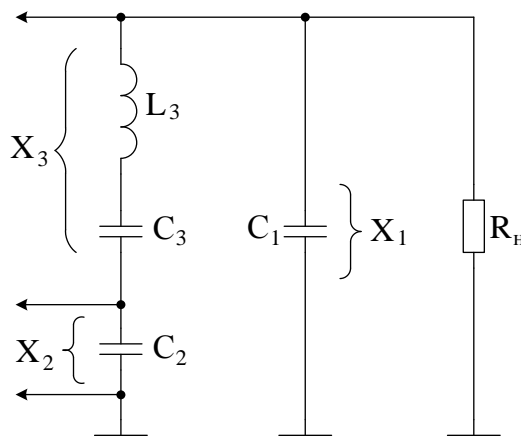


Рис. 11. Колебательный контур трехточки Клаппа

4) Коэффициент включения нагрузки со стороны емкости  $C_1$ :

—;

5) Сопротивление реактивности:

,

6) Индуктивность  $L_3$  определяется из характеристического сопротивления колебательного контура:

\_\_\_\_\_

7) Реактивное сопротивление емкости  $C_3$ :

\_\_\_\_\_ ;

8) Емкость:

\_\_\_\_\_

9) Проводимость нагрузки автогенератора  $G_n$  обуславливается входным сопротивлением буферного усилителя, но оптимальное значение этой проводимости, гарантирующее максимум подводимой к нагрузке мощности, определяется эквивалентным сопротивлением генератора  $R_{экв}$ , собственным сопротивлением колебательного контура  $G_k$ , а также суммарной активной межэлектродной проводимостью транзистора  $G_{к-э-б}$ , распределенной между реактивностями контура.

Эти проводимости определяются в следующем порядке:

а) собственная проводимость контура:

\_\_\_\_\_

б) оптимальная проводимость нагрузки автогенератора:

\_\_\_\_\_

10) Мощность автогенератора, подводимая к оптимальной нагрузке:

—

11) Оптимальное сопротивление нагрузки:

—

#### 2.3.4. Расчет режима частотной модуляции

Рассмотрим прямой метод получения частотной модуляции сигнала автогенератора путем включения в его колебательный контур нелинейной емкости VD1 (VD2) варикапа (KB123), как показано на рисунке 10. На катод варикапа подведено напряжение обратного смещения  $U_{в0}$  с делителя R1, R2 (R3, R4), а через разделительный конденсатор Cр1 и дроссель L1 (Cр2, L2) подается напряжение звуковой частоты с подмодулятора передатчика. Второй варикап VD2 смещается сигналом автоподстройки частоты с синтезатора. Эквивалентная схема контура автогенератора совместно с емкостью варикапа приведена на рисунке 12. Выбранный тип варикапа при напряжении смещения  $U_{в0}$  обеспечивает постоянные емкость  $C_{в0}$  и нелинейные искажения  $K_2$  при коэффициенте нелинейности вольт-фарадной характеристики (ВФХ) Н.

Расчет основных параметров модуляционного режима может быть выполнен в следующем порядке.

1) Амплитуда модулирующего напряжения:

\_\_\_\_\_

2) Диапазон изменения емкости варикапа:

\_\_\_\_\_

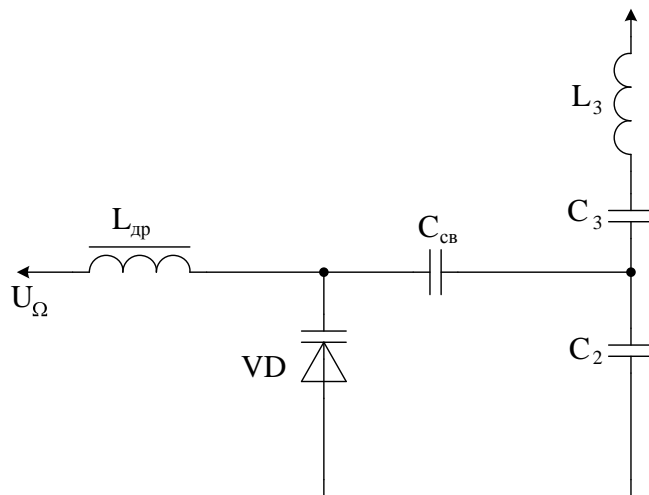


Рис. 12. Часть схемы контура с варикапом

3) Высокочастотная составляющая напряжения на варикапе:

;



4) Коэффициент включения варикапа:

\_\_\_\_\_

5) Коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость:

\_\_\_\_\_

6) Максимальная девиация частоты модулятора

\_\_\_\_\_

7) Емкость связи варикапа с контуром:

\_\_\_\_\_

8) Откорректированная емкость контура за счет режима частотной модуляции:

\_\_\_\_\_

### 3.Примеры расчетов каскадов

#### 3.1. Пример расчета мощности оконечного каскада

Исходя из мощности в антенне  $P_A$ , определяем мощность, которую должен выдать выбранный транзистор с учетом потерь в фидере  $\eta_\phi = 0.8$  и колебательной системе  $\eta_{КС} = 0.9$ :

$$P_{OK} = \frac{P_A}{\eta_\phi \cdot \eta_{КС}} = \frac{15}{0,8 \cdot 0,9} = 20,8 \text{ Вт}$$

При выборе транзистора, чаще всего задаются следующими условиями:

$$0,3f_T < f_o < f_T;$$

$$\text{и } 2P_{ВЫХ} \approx P_{К \text{ СПР}};$$

где  $f_o$  – рабочая частота,  $f_T$  – граничная частота передачи тока по схеме с общим эмиттером,  $P_{K\text{ СПР}}$  – максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторе,  $P_{\text{ВЫХ}}$  – выходная мощность, которую необходимо получить на данном каскаде.

В качестве активного элемента в выходном каскаде будем использовать кремневый эпитаксиально-планарный n-p-n транзистор КТ 931А. Можно выделить следующие его характеристики:

- граничная частота  $f_T = 250 \text{ МГц}$ ,
- максимально допустимый ток базы  $I_{B\text{ МАХ}} = 5 \text{ А}$ ;
- максимально допустимый ток коллектора  $I_{K\text{ МАХ}} = 15 \text{ А}$ ;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{KЭ\text{ МАХ ДОП}} = 60 \text{ В}$ ;
- емкость коллекторного перехода  $C_K = 240 \text{ пФ}$ ,
- постоянно рассеиваемая мощность  $P_{K\text{ СПР}} = 150 \text{ Вт}$ ;
- индуктивность эмиттерного вывода  $L_{\text{Э}} = 0.29 \text{ нГн}$ ,
- статический коэффициент передачи по току  $\beta_o = 5 \dots 100$  ;
- температура перехода  $t_{\Pi} = 160 \text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Задаемся напряжением источника питания:

$$E_K \leq \frac{U_{KЭ\text{ МАХ ДОП}}}{2} = \frac{60}{2} = 30 \text{ В}.$$

Выбираем  $E_K = 28 \text{ В}$ .

Ток первой гармоники определим следующим способом:

$$I_{K1} \approx \frac{2P_1}{E_K} = \frac{2 \cdot 20.8 \text{ Вт}}{28 \text{ В}} = 1.485 \text{ А}.$$

В усилительных каскадах для получения максимального КПД при максимальной мощности задаются углом отсечки  $\theta = 90^{\circ}$  ( $\gamma_1 = 0.5$ ;  $\gamma_0 = 0.32$ ;  $\alpha_1 = 0.5$ ;  $\alpha_0 = 0.32$ ).

Тогда амплитуда импульсов тока коллектора равна:

$$I_{K\text{ МАХ}} = \frac{I_{K1}}{\alpha_1} = \frac{1.485 \text{ А}}{0.5} = 2.97 \text{ А} < I_{K\text{ МАХ ДОП}} = 15 \text{ А};$$

$$(I_{K0} = \alpha_0 \cdot I_{K\text{ МАХ}} = 0.32 \cdot 2.97 \text{ А} = 0.954 \text{ А}).$$

Учитывая, что коэффициент передачи по току на рабочей частоте равен:

$$\beta = \frac{f_T}{f_o} = \frac{250 \text{ МГц}}{110 \text{ МГц}} = 2.273,$$

определим максимальный базовый ток:

$$I_{B \text{ MAX}} = \frac{I_{K \text{ MAX}}}{\beta} = \frac{2.97}{2.27} = 1.307 \text{ A} < I_{B \text{ MAX ДОП}} = 5 \text{ A}.$$

По входной характеристике определим крутизну по базовому переходу:

$$S_B = \frac{I_{B \text{ MAX}}}{U_{B \text{ MAX}} - E'} = \frac{1.3}{1.3 - 0.7} = 2.19 \text{ A/B}.$$

Крутизну по эмиттерному переходу найдем по формуле:

$$S_{II} = \frac{42,5 \cdot I_{K1}}{1 + 3,66 \cdot 10^{-3} \cdot t_{II}} = \frac{42,5 \cdot 1.485}{1 + 3,66 \cdot 10^{-3} \cdot 160} = 39.8 \text{ A/B}.$$

Теперь найдем ряд интересующих нас сопротивлений:

- сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_{\Sigma} = \frac{1}{S_{II}} = \frac{1}{39.8} = 0.025 \text{ Ом};$$

- сопротивление рекомбинации:  $r_P = \frac{\beta}{S_{II}} = \frac{2.273}{39.8} = 0.057 \text{ Ом};$

- омическое сопротивление базы:  $r'_B = \frac{1}{S_B} - r_P = \frac{1}{2.19} - 0.057 \text{ Ом} = 0.4 \text{ Ом}.$

Далее определим характерные для этого транзистора частоты:

1. граничная частота по крутизне:

$$f_S = \frac{f_T \cdot r_{\Sigma}}{r'_B} = \frac{250 \cdot 10^6 \cdot 0.025}{0.4} = 15625000 \text{ Гц};$$

$$2. \quad f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_O} = \frac{250 \cdot 10^6}{22.361} = 11180179 \text{ Гц};$$

$$3. \quad f_{\alpha} = (1,6 \dots 1,8) f_T = 1,7 \cdot 250 \cdot 10^6 = 425000000 \text{ Гц}.$$

Для того, чтобы окончательно убедиться в правильности выбора транзистора, проверим условие  $f_{\beta} < f_S < f_O < f_T < f_{\alpha}$  (рис. 13).

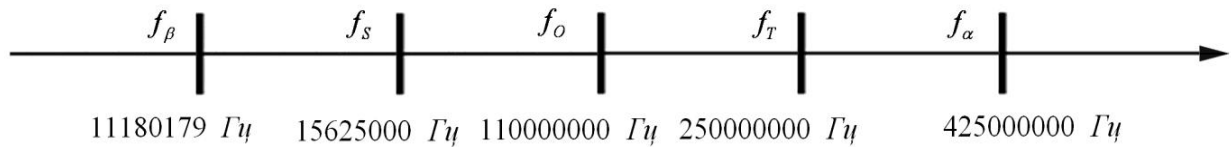


Рис. 13. Проверка транзистора

$$\gamma_C = \frac{(1,3...1,5) \cdot K_\theta \cdot \frac{f_o}{f_T}}{1 + S_{II} r_{CT}} = \frac{1,4 \cdot 1 \cdot \frac{110 \cdot 10^6}{250 \cdot 10^6}}{1 + 39,8 \cdot 0,024} = 5,83;$$

где  $r_{CT} = \frac{r'_B}{1 + \beta_o} = \frac{0,56}{1 + 22,361} = 0,024 \text{ Ом}; \quad K_\theta = \frac{90^\circ}{\theta_{HЧ}} = \frac{90^\circ}{90^\circ} = 1;$

$$\theta_{BЧ} = 90^\circ + 0,25 \cdot \arctg \gamma_C = 90^\circ + 0,25 \cdot \arctg 5,83 \approx 110,068^\circ;$$

$$(\gamma_1(\theta_{BЧ}) = 0,713)$$

Тогда:

$$f_{MAX} = \sqrt{\frac{f_T \gamma_1(\theta_{BЧ})}{8\pi(r'_B + r_P + \varpi_T \cdot L_\Sigma)C_K}} =$$

$$= \sqrt{\frac{250 \cdot 10^6 \cdot 0,713}{8\pi(0,56 + 0,057 + 2\pi \cdot 250 \cdot 10^6 \cdot 0,29 \cdot 10^{-9})240 \cdot 10^{-12}}} = 179974925 \text{ Гц}.$$

Тогда коэффициент усиления по мощности найдем по формуле:

$$K_P = \left( \frac{f_{MAX}}{f_o} \right)^2 = \left( \frac{179974925 \text{ Гц}}{110000000 \text{ Гц}} \right)^2 = 2,677.$$

Следовательно, мощность, которую необходимо подать на вход этого каскада, составляет:

$$P_{BX \text{ OK}} = \frac{P_{ВЫХ \text{ OK}}}{K_P} = \frac{20,8}{2,677} = 7,7 \text{ Вт}.$$

Тогда на выходе предоконечного каскада должна быть получена мощность:

$$P_{BX \text{ ПРОК}} = \frac{P_{BX \text{ ОК}}}{\eta_{KC}} = \frac{7.7}{0.8} = 9.6 \text{ Вт.}$$

Предварительный расчет остальных каскадов осуществляется аналогично.

### 3.2. Пример электрического расчета предоконечного каскада

Принципиальная схема каскада изображена на рис. 14.

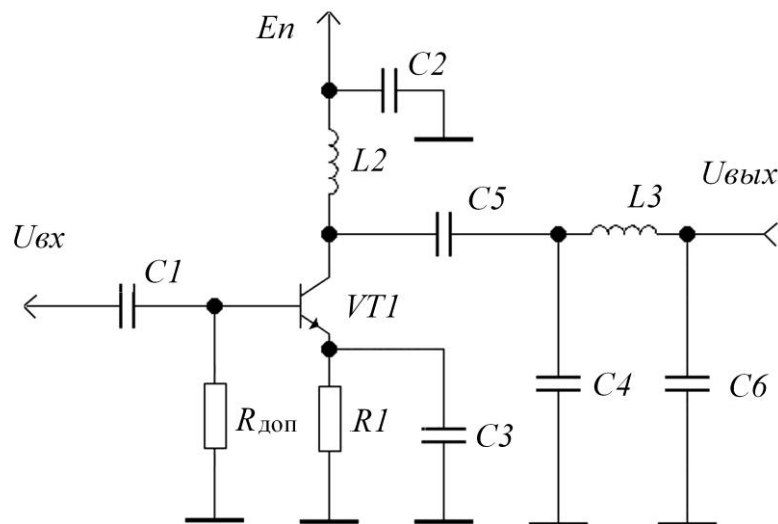


Рис.14. Схема предоконечного каскада

Основные характеристики активного элемента (транзистора КТ 606А):

- граничная частота  $f_T = 300 \text{ МГц}$ ,
- максимально допустимый ток базы  $I_{B \text{ MAX}} = 0.1 \text{ А}$ ;
- максимально допустимый ток коллектора  $I_{K \text{ MAX}} = 0.4 \text{ А}$ ;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{KЭ \text{ MAX ДОП}} = 65 \text{ В}$ ;
- емкость коллекторного перехода  $C_K = 7 \text{ нФ}$ ,
- емкость эмиттерного перехода  $C_Э = 10 \text{ нФ}$ ,
- постоянно рассеиваемая мощность  $P_{K \text{ СПР}} = 2.5 \text{ Вт}$ ,
- индуктивность эмиттерного вывода  $L_Э = 1.5 \text{ нГн}$ ,
- статический коэффициент передачи по току  $\beta_o = 10...60$  ;
- температура перехода  $t_{II} = 120 \text{ }^\circ\text{C}$ .

**Вычисленные характеристики:**

- напряжение питания:  $E_K = 15 \text{ В}$ ;
- коэффициент передачи на рабочей частоте:  $\beta = 2.727$ ;

- крутизна по базовому переходу:  $S_B = 0.182 \text{ A/B}$ ;
- крутизна по эмиттерному переходу:  $S_E = 2.284 \text{ A/B}$ ;
- сопротивление эмиттерного перехода:  $r_E = 0,437 \text{ Ом}$ ;
- сопротивление рекомбинации:  $r_P = 1.194 \text{ Ом}$ ;
- омическое сопротивление базы:  $r'_B = 4.286 \text{ Ом}$ ;
- граничная частота по крутизне:  $f_s = 30652333 \text{ Гц}$ .

**Произведем расчет выходной цепи:**

1. Определим амплитуду коллекторного напряжения, соответствующего критическому режиму:

$$U_{K_{кр}} = E_K \left( 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8}{\alpha_1} \cdot \frac{5}{E_K^2} \cdot P_1} \right) = 15B \left( 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8}{0,5} \cdot \frac{5}{15^2} \cdot 0,06} \right) = 14 \text{ В}$$

2. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока:

$$I_{K1} \approx \frac{2P_1}{U_{K_{кр}}} = \frac{2 \cdot 0,06}{14} = 0,008 \text{ А.}$$

3. Постоянная составляющая тока коллектора:

$$I_{K0} = \frac{\alpha_0}{\alpha_1} I_{K1} = \frac{0,32}{0,5} 0,008 = 0,005 \text{ А.}$$

4. Высота импульса коллекторного тока:

$$I_{K \text{ МАХ}} = \frac{1}{\alpha_0} I_{K0} = \frac{1}{0,5} 0,005 = 0,01 \text{ А.}$$

5. Потребляемая мощность:  $P_O = E_K I_{K0} = 15B \cdot 0,005 \text{ А} = 0,075 \text{ Вт}$ .

6. КПД:  $\eta = \frac{P_1}{P_O} = \frac{0,06}{0,075} = 0,8$ .

7. Мощность рассеивания:  $P_{РАС} = P_O - P_1 = 0,075 - 0,06 = 0,015 \text{ Вт}$ .

8. Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки:

$$R_{\Sigma} = \frac{U_{K_{кр}}}{2P_1} = \frac{14}{2 \cdot 0,06} = 11,7 \text{ Ом.}$$

**Произведем расчет входной цепи:**

1. Амплитуда тока базы:

$$I_B = \frac{I_{K1}}{\beta} \cdot \frac{x}{\gamma_1} = \frac{0,008}{2,727} 2,16 = 0,012 \text{ А.}$$

2. Постоянный ток базы:

$$I_{BO} = \frac{I_{K0}}{\beta_O} = \frac{0,008}{77,460} = 0,103 \cdot 10^{-3} \text{ мА.}$$

3. Постоянный ток эмиттера:

$$I_{ЭО} = I_{КО} - I_{БО} = 5 \cdot 10^{-3} - 0,103 \cdot 10^{-3} = 4,897 \cdot 10^{-3} \text{ A};$$

4. Сопротивление

$$R'_{ДОЛ} = \frac{I_{БО} r'_B + I_{ЭО} r_{Э} \sqrt{1 + \beta_O / \beta}}{I_B \gamma_O (1 - \theta)} =$$

$$\frac{0,103 \cdot 10^{-3} \cdot 4,286 + 4,897 \cdot 10^{-3} \cdot 0,437 \sqrt{1 + 7,46 / 2,727}}{12 \cdot 10^{-3} \cdot 0,32} = 22,4 \text{ Ом};$$

5. Сопротивление

$$R_{ДОЛ} = \frac{\beta}{2\pi f_T C_{Э}} = \frac{2,727}{6,28 \cdot 300 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 57,89 \text{ Ом}.$$

Проверяем условие:  $R'_{ДОЛ} = 22,4 \text{ Ом} < R_{ДОЛ} = 57,89 \text{ Ом}$ .

6. Максимальное обратное напряжение база-эмиттер:

$$|U_{БЭ \text{ MAX}}| = \left| \frac{-I_B (1 + \cos \theta) R_{ДОЛ}}{\sqrt{1 + \beta_O / \beta}} \right| = \left| \frac{-12 \text{ мА} (1 - 0,22,4)}{\sqrt{1 + 7,46 / 2,727}} \right| = 0,01 \text{ В}.$$

7. Определяем входное сопротивление каскада:

$$L_{вход} = L_B + L_{Э} / X = 1,5 \cdot 10^{-9} + 1,5 \cdot 10^{-9} / 1,08 = 2,7 \cdot 10^{-9} \text{ Гн};$$

$$r_{вход} = \frac{1}{X} \left[ 1 + \gamma_1 \left( 2\pi f_T C_{КА} R_{Э} r'_B + r_{Э} \right) \right] =$$

$$= \frac{1}{1,08} \left[ 1 + 0,5 \cdot 6,28 \cdot 300 \cdot 10^6 \cdot 3,5 \cdot 10^{-12} \cdot 11,7 \sqrt{4,286 + 0,437} \right] = 4,534 \text{ Ом};$$

$$R_{вход} = \frac{1}{X} \left[ r'_B + \beta_O (1 - \theta) r_{Э} \right] r_{вход} + R_{ДОЛ} (1 - \gamma_1) =$$

$$= \frac{1}{1,08} \left[ 4,286 + 1,5 \cdot 77,46 \cdot 0,437 \right] 4,534 + 22,4 \cdot 0,5 = 35,177 \text{ Ом}.$$

8. Активная составляющая входного сопротивления:

$$R_{BX} = r_{вход} + \frac{R_{вход}}{1 + \beta_O / \beta} = 4,534 + \frac{35,177}{1 + 7,46 / 2,727} = 4,577 \text{ Ом}.$$

9. Реактивная составляющая входного сопротивления:

$$X_{BX} = 2\pi f_0 L_{\text{выход}} - \frac{R_{\text{выход}} \left( \beta_0 / \beta \right)}{1 + \left( \beta_0 / \beta \right)^2} = 6,28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 2,7 \cdot 10^{-9} -$$

$$- \frac{4,577 \left( 7,46 / 2,727 \right)}{1 + \left( 7,46 / 2,727 \right)^2} = 1,705 \text{ Ом}.$$

10. Входная мощность:

$$P_{BX} = 0,5 I_B^2 R_{BX} = 0,5 \cdot (12 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,577 = 0,329 \text{ Вт}.$$

11. Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P_{B\Delta X}}{P_{BX}} = \frac{2,500}{0,329} = 7,5.$$

Теперь произведем **расчет фильтра**.

В качестве фильтров используем систему из двух связанных контуров (рис. 15).

Зададим нагруженную добротность фильтра  $Q_H = 2$  и ненагруженную  $Q_{HEH} = 100$ .

Определяем минимальное сопротивление на нагрузке:

$$R_{H \text{ MIN}} \geq \frac{R_{\mathcal{E}}}{\left( Q_{HEH}^2 - 1 \right)} = \frac{11,7}{\left( 100 - 1 \right)} = 1,3 \text{ Ом}.$$

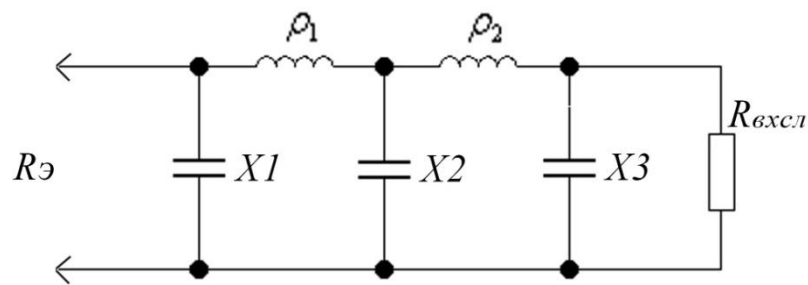


Рис.15. Схема фильтра

Сопротивление нагрузки совпадает со входным сопротивлением следующего каскада:

$$R_H = R_{\text{вхсл}} = r'_B + r_P = 5 \text{ Ом} + 0,57 \text{ Ом} = 5,57 \text{ Ом} > 1,3 \text{ Ом} = R_{H \text{ MIN}}.$$



**Расчет параметров фильтра:**

1.  $R_{CP} = \sqrt{R_{\mathcal{O}} \cdot R_H} = \sqrt{11,7 \cdot 5,57} = 8 \text{ Ом};$
2.  $X1 = \frac{R_{\mathcal{O}} Q_H + R_{CP}}{Q^2 - 1} = \frac{11,7 \cdot 2 + 8}{2^2 - 1} = 10,4 \text{ Ом};$
3.  $X3 = \frac{R_H Q_H + R_{CP}}{Q_H^2 - 1} = \frac{5,57 \text{ Ом} \cdot 2 + 8 \text{ Ом}}{2^2 - 1} = 6,38 \text{ Ом};$
4.  $X2 = \frac{X1 X3}{R_{CP}} = \frac{10,4 \cdot 6,38}{8} = 8,294 \text{ Ом};$
5.  $\rho_1 = X1 + X2 = 10,4 + 8,294 = 18,694 \text{ Ом};$
6.  $\rho_2 = X2 + X3 = 8,294 + 6,38 = 14,674 \text{ Ом}.$

7. Добротность рассчитанного фильтра:

$$Q = \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{X2} = \frac{\sqrt{18,694 \cdot 14,674}}{8,294} = 1,99 \approx 2.$$

$$8. \text{ КПД фильтра: } \eta = 1 - \frac{2Q}{Q_{XX}} = 1 - \frac{4}{100} = 0,96.$$

9. Расчет номиналов элементов фильтра:

$$C1 = \frac{1}{2\pi f_o X1} - C_K = \frac{1}{6,28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 10,4} - 7 \cdot 10^{-12} = 132 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi f_o X2} = \frac{1}{6,28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 8,294} = 175 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi f_o X3} = \frac{1}{6,28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 6,38} = 227 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$L1 = \frac{\rho_1}{2\pi f_o} = \frac{18,694}{6,28 \cdot 110 \cdot 10^6} = 27 \cdot 10^{-9} \text{ Гн};$$

$$L2 = \frac{\rho_2}{2\pi f_o} = \frac{14,674}{6,28 \cdot 110 \cdot 10^6} = 21 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}.$$

10. Расчет блокировочных и разделительных элементов:

$$C1 \approx \frac{5}{2\pi f_o R_{BX}} = \frac{5}{6,28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 35,177} = 205 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$C2 \approx \frac{5}{2\pi f_o r_{вхсл}} = \frac{5}{6.28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 4.534} = 18 \cdot 10^{-9} \Phi;$$

$$C3 \approx \frac{5}{2\pi f_o R_3} = \frac{5}{6.28 \cdot 110 \cdot 10^6 \cdot 11.7} = 618 \cdot 10^{-12} \Phi;$$

$$L2 \approx \frac{5R_3}{2\pi f_o} = \frac{5 \cdot 11.7}{6.28 \cdot 110 \cdot 10^6} = 85 \cdot 10^{-9} \Gamma_n.$$

### 3.3. Пример расчета буферного каскада усиления

#### 3.3.1. Расчет режима постоянного тока

Расчет режима постоянного тока и температурной стабилизации проводится в интервале  $\pm 60^\circ\text{C}$ .

1) Температурное смещение обратного тока коллектора транзистора:

$$\Delta I_{кобр} = I_{кобр} \cdot 2^{\frac{T_{\max} - T_0}{10}} = 2 \cdot 2^{\frac{333 - 293}{10}} = 32 \text{ мкА};$$

где  $T_0 = 293 \text{ } ^\circ\text{K}$ .

2) Температурное смещение напряжения базы:

$$\Delta U_{б-э} = \gamma T_{к\max} - T_{к\min} = 1,6 \cdot 333 - 213 = 0,192 \text{ В};$$

где  $\gamma = (1,6 \dots 2,1)$  – коэффициент температурного смещения, мВ/К.

3) Температурное смещение прямого тока коллектора:

$$\Delta I_{к0} = I_{к0} \cdot \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_0} = 5 \cdot \frac{333 - 213}{293} = 2,048 \text{ мА};$$

4) Сопротивление резистора в эмиттерной цепи:

$$R_5 = \left( \Delta U_{б-э} + 20 \frac{\Delta I_{кобр}}{g_{11э}} \right) \frac{1}{\Delta I_{к0}} = \left( 0,192 + 20 \frac{32 \cdot 10^{-6}}{0,013} \right) \frac{1}{2,048 \cdot 10^{-3}} = 117,801 \text{ Ом};$$

5) Общее сопротивление смещения:

$$R_0 = R_1 + R_2 + R_3 = \frac{20E_{num}^2}{2U_{к0} + R_5 I_{к0} R_5 I_{к0} g_{11э}} = \frac{20 \cdot 12^2}{2 \cdot 5 + 120 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 120 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,013} = 34,83 \text{ кОм};$$

6) Сопротивление базового смещения транзистора VT:

$$R_3 = \frac{R_0 R_5 I_{к0}}{E_{num}} = \frac{34,83 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{12} = 1,742 \text{ кОм}$$

7) Сопротивление базового смещения транзистора VT2:

$$R_2 = \frac{R_0 U_{\kappa 0}}{E_{num}} = \frac{34,83 \cdot 10^3 \cdot 5}{12} = 14,51 \text{ кОм};$$

8) Гасящее сопротивление:

$$R_1 = R_0 - R_2 - R_3 = 34,83 - 15 - 1,8 = 18,03 \text{ кОм};$$

9) Сопротивление фильтра:

$$R_4 = \frac{E_{num} - 2U_{\kappa 0} - I_{\kappa 0} R_5}{I_{\kappa 0}} = \frac{12 - 2 \cdot 5 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 120}{5 \cdot 10^{-3}} = 280 \text{ Ом};$$

10) Емкость блокировочных конденсаторов:

$$C_6 \geq \frac{50}{2\pi f_p R_5} = \frac{50}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 120} = 431,104 \text{ нФ};$$

### 3.3.2. Расчёт режима усиления буферного усилителя

1) Устойчивый коэффициент усиления усилителя:

$$K_{уст} = \sqrt{\frac{|Y_{21}^{\Sigma}|}{|Y_{12}^{\Sigma}|}} = \sqrt{\frac{0,037}{0,00008}} = 21,867;$$

Пусть:

$$K_{уст} = K_{раб} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{|Y_{21}^{\Sigma}|}{|Y_{12}^{\Sigma}|}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{0,037}{0,00008}} = 10,933.$$

2) Эквивалентная проводимость нагрузки буферного усилителя:

$$g_{экр} = g_{22}^{\Sigma} + \frac{1}{R_1} = \frac{|Y_{21}^{\Sigma}|}{K_{уст}} = \frac{0,037}{10,933} = 3,417 \text{ мСм};$$

3) Сопротивление  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{1}{g_{экр} - g_{22}^{\Sigma}} = \frac{1}{0,003417 - 0,00033} = 323,9 \text{ Ом};$$

4) Эквивалентная добротность:

$$Q > \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} - 1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_{\text{вх}}^{(\text{ПОК})}}} - 1 = \sqrt{\frac{323,9}{4,526}} - 1 = 8,4;$$

где  $R_2 = 4.526 \text{ Ом}$  – входное сопротивление транзистора ПОК.

Тогда пусть  $Q = 10$ .

5) Индуктивность контура:

$$L = \frac{QR_2}{2\pi f_p} = \frac{10 \cdot 4,526}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6} = 46,829 \text{ нГн};$$

6) Ёмкости:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_p R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + Q^2) - 1}} = 4,981 \text{ нФ};$$

$$C_2 = \frac{Q - \frac{1}{2\pi f_p C_1 R_1}}{2\pi f_p R_2 (1 + Q^2)} = \frac{10 - \frac{1}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 5,1 \cdot 10^{-12} \cdot 330}}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 4,526 (1 + 10^2)} = 21,911 \text{ нФ};$$

7) Входное сопротивление буферного усилителя:

$$R_{\text{вх.бу}} \approx \text{Re} \frac{1}{Y_{11}^{\Sigma}} = \frac{g_{11}^{\Sigma}}{g_{11}^{\Sigma 2} + b_{11}^{\Sigma 2}} = \frac{0,013}{0,013^2 + 0,0048^2} = 67,694;$$

8) Предполагая, что с автогенератора на вход буферного усилителя поступает переменное напряжение , то выходное напряжение равно:

$$U_{\text{вых.бу}} = K_{\text{уст}} U_{\text{вх.бу}} = 10,933 \cdot 0,5 = 5,467 \text{ В};$$

9) Выходная мощность буферного усилителя:

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых.бу}}^2}{R_{\text{наг}}} = \frac{5,467^2}{100} = 0,298 \text{ Вт}$$

Вывод: значение выходной мощности значительно превосходит входную мощность предоконечного каскада (ПОК), создавая запас:

$$0,298 \text{ мВт} > 0,0001 \text{ мВт.}$$

### 3.4. Пример расчета режима автогенератора

Расчет режима АГ делится на четыре части: *расчет режима постоянного тока, энергетический расчет, расчет колебательной системы и расчет режима частотной модуляции полезным сигналом.*

#### 3.4.1. Расчет режима по постоянному току

1) Температурное изменение обратного тока коллектора:

$$\Delta I_{\text{кобр}} = I_{\text{кобр}} \cdot 2^{\frac{T_{\text{max}} - T_0}{10}} = 2 \cdot 2^{\frac{333 - 293}{10}} = 32 \text{ мкА};$$

где  $T_0 = 293 \text{ }^\circ\text{К}$ .

2) Тепловое смещение напряжения базы:

$$\Delta U_{\delta-\varepsilon} = \gamma T_{\text{к max}} - T_{\text{к min}} = 1,6 \cdot 333 - 213 = 0,192 \text{ В};$$

где  $\gamma = (1,6 \dots 2,1)$  – коэффициент температурного смещения, мВ/К.

3) Температурное изменение прямого тока коллектора:

$$\Delta I_{\text{к0}} = I_{\text{к0}} \cdot \frac{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}}{T_0} = 5 \cdot \frac{333 - 213}{293} = 2,048 \text{ мА};$$

4) Сопротивление резистора в эмиттерной цепи:

$$R_{\varepsilon} = \frac{\Delta U_{\delta-\varepsilon} + 20r_{11}\Delta I_{\text{кобр}}}{\Delta I_{\text{к0}}} = \frac{0,192 + \frac{20}{0,013} 32 \cdot 10^{-6}}{2,048 \cdot 10^{-3}} = 117,801 \text{ Ом};$$

где  $r_{11} = 1/g_{11\varepsilon} = 76,923 \text{ Ом}$  – активная часть входного сопротивления транзистора.

5) Напряжение коллекторного питания:

$$E_{\text{к01}} = U_{\text{к0}} + I_{\text{к0}} R_{\varepsilon} = 5 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 180 = 5,9 \text{ В};$$

6) Сопротивления делителя напряжения:

$$R_1 = \frac{20r_{11}E_{\text{к02}}}{R_{\varepsilon}I_{\text{к0}}} = \frac{20 \cdot 76,923 \cdot 12}{180 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 20,51 \text{ кОм};$$

$$\text{—————} \quad \text{—————} \quad 1,663 \text{ кОм.}$$

7) Блокировочная емкость:

$$C_{\vartheta} \geq \frac{50}{2\pi f_p R_{\vartheta}} = \frac{50}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 180} = 287,403 \text{ пФ};$$

8) Ограничивающее сопротивление в цепи питания коллектора

$$R_{огр} = \frac{E_{\kappa 02} - E_{\kappa 01}}{I_{\kappa 0}} = \frac{12 - 5,9}{5 \cdot 10^{-3}} = 1,22 \text{ кОм};$$

### 3.4.2. Энергетический расчет автогенератора

Энергетический расчет начинается с выбора угла отсечки коллекторного тока  $\theta$ , который для автогенераторов выбирается в пределах  $60 \dots 90^\circ$ .

1) Пусть  $\theta = 70^\circ$ , тогда в соответствии с таблицей коэффициентов А. И. Берга можно установить следующие значения:

$$\begin{array}{ccc} & ; & ; \\ \hline & & ; \\ & , & - \end{array}$$

2) Амплитуда импульса коллекторного тока, соответствующего напряжению  $U_{\kappa 0} = 5 \text{ В}$  и току  $I_{\kappa 0} = 5 \text{ мА}$ :

$$I_{\kappa \max} = \frac{I_{\kappa 0}}{\alpha_0} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,253} = 19,806 \text{ мА};$$

3) Коэффициент положительной обратной связи для статической крутизны  $S = 0,1 \text{ См}$  транзистора ГТ311Е:

$$K = \left( \frac{I_{\kappa \max}}{S U_{\kappa 0}} \right) \frac{1}{1 - \cos \theta \sqrt{1 - \gamma_1}} = \left( \frac{19,806 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 5} \right) \frac{1}{0,658 \cdot \sqrt{1 - 0,288}} = 0,071;$$

4) Рассчитываются энергетические параметры при  $U_{\kappa 0} = 5 \text{ В}$ :

а) напряжение возбуждения:

$$U_{\sigma 1} = K U_{\kappa 0} \sqrt{1 - \gamma_1} = 0,071 \cdot 5 \cdot \sqrt{1 - 0,288} = 0,301 \text{ В};$$

б) переменное напряжение «коллектор – эмиттер»:

$$U_{\kappa-\vartheta} = \frac{U_{\sigma 1}}{K} = \frac{0,301}{0,071} = 4,219 \text{ В};$$

в) напряжение базового смещения:

$$U_{\delta 0} = U_{\delta 1} + U'_{\delta -3} - U_{\delta 1} \cdot 1 + \cos \theta = 0,301 + 0,3 - 0,301 \cdot 1 + 0,342 = 0,197 \text{ В};$$

г) мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_{\text{вых}} = 0,5 S U_{\kappa 0}^2 K \gamma_1 \cdot 1 - \gamma_1 = 0,5 \cdot 0,1 \cdot 5^2 \cdot 0,071 \cdot 0,288 \cdot 1 - 0,288 = 18,288 \text{ мВт};$$

д) мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_0 = U_{\kappa 0} I_{\kappa 0} = 5 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0,025 \text{ Вт};$$

е) КПД автогенератора:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = \frac{18,288 \cdot 10^{-3}}{0,025} = 0,732;$$

ж) мощность, рассеиваемая коллектором:

$$P_{\text{расс}} = P_0 - P_{\text{вых}} = 25 - 18,288 \cdot 10^{-3} = 6,712 \text{ мВт};$$

з) эквивалентное сопротивление генератора:

$$R_{\text{экв}} = \frac{1}{SK \gamma_1} = \frac{1}{0,1 \cdot 0,071 \cdot 0,288} = 486,867 \text{ Ом}.$$

### 3.4.3. Расчет колебательного контура

Перед началом расчета колебательного контура, представленного на рисунке 11, необходимо задать его основные параметры. Для лучшей стабильности частоты целесообразно выбирать контур с высокой добротностью ( ) и большим характеристическим сопротивлением  $\rho$ . Кроме того, рекомендуется выбрать реактивное сопротивление емкости  $C_2 X_{C_2}$  в пределах ( ) Ом. Обычно на частотах до  $f_{\text{max}} = 150$  МГц удается реализовать указанную добротность и  $\rho = 200 \dots 400$  Ом. Установим  $Q_{\text{х.х}} = 80$ ;  $\rho = 350$  Ом,  $aX_2 = -8$  Ом.

Произведем расчет параметров контура в следующем порядке:

1) Емкость:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_p |X_2|} = \frac{1}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 8} = 129,331 \text{ нФ};$$

2) Реактивное сопротивление емкости C1:

$$X_1 = \frac{X_2}{K} = -\frac{8}{0,071} = -112,128 \text{ Ом};$$

3) Емкость:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_p |X_1|} = \frac{1}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 112,128} = 9,227 \text{ нФ};$$

4) Коэффициент включения нагрузки со стороны емкости C1:

$$\rho = \frac{|X_1|}{\rho} = \frac{112,128}{350} = 0,32;$$

5) Сопротивление реактивности:

$$X_3 = -X_1 + X_2 = -8 - 112,128 = 120,128 \text{ Ом};$$

6) Индуктивность  $L_3$  определяется из характеристического сопротивления колебательного контура:

$$L_3 = \frac{\rho}{2\pi f_p} = \frac{350}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6} = 0,362 \text{ мкГн};$$

7) Реактивное сопротивление емкости  $C_3$ :

$$X_{C3} = X_3 - \rho = 120,128 - 350 = -229,872 \text{ Ом};$$

8) Емкость:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_p |X_{C3}|} = \frac{1}{2\pi \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 229,872} = 4,501 \text{ нФ};$$

9) Проводимость нагрузки автогенератора  $G_n$  обуславливается входным сопротивлением буферного усилителя, но оптимальное значение этой проводимости, гарантирующее максимум подводимой к нагрузке мощности, определяется эквивалентным сопротивлением генератора  $R_{экв}$ , собственным сопротивлением колебательного контура  $G_k$ , а также суммарной активной межэлектродной проводимостью транзистора  $G_{к-э-б}$ , распределенной между реактивностями контура:

а) собственная проводимость контура:

$$G_k = \frac{1}{p^2 \rho Q_{xx}} = \frac{1}{0,32^2 \cdot 350 \cdot 80} = 0,348 \text{ мСм};$$

б) оптимальная проводимость нагрузки автогенератора:

$$G_n = \frac{1}{R_{экв}} - G_k - G_{к-э-б} = \frac{1}{486,867} - 0,348 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-6} = 1,702 \text{ мСм};$$

10) Мощность автогенератора, подводимая к оптимальной нагрузке:

$$P_n = \frac{1}{2} U_{к-э}^2 G_n = \frac{1}{2} \cdot 4,219^2 \cdot 1,702 \cdot 10^{-3} = 15,146 \text{ мВт};$$

11) Оптимальное сопротивление нагрузки:

$$R_n = \frac{1}{G_n} = \frac{1}{1,702 \cdot 10^{-3}} = 587,607 \text{ Ом}.$$

#### 3.4.4. Расчет режима частотной модуляции

Рассмотрим прямой метод получения частотной модуляции сигнала автогенератора путем включения в его колебательный контур нелинейной емкости VD1 (VD2) варикапа (KB123), как показано на рисунке 10. На катод варикапа подведено напряжение обратного смещения  $U_{в0}$  с делителя R1, R2 (R3, R4), равное +4 В, а через разделительный конденсатор Ср1 и дроссель L1 (Ср2, L2) подается напряжение звуковой частоты с подмодулятора передатчика. Второй варикап VD2 смещается сигналом автоподстройки частоты с синтезатора. Эквивалентная схема контура автогенератора



совместно с емкостью варикапа приведена на рисунке 12. Выбранный тип варикапа KB123 при напряжении смещения  $U_{\text{в}0}$  обеспечивает постоянные емкость  $C_{\text{в}0} \approx 17$  пФ и нелинейные искажения  $K_{\text{н}} = 0,05$  (5 %) при коэффициенте нелинейности вольт-фарадной характеристики (ВФХ)  $N = 0,5$ .

Расчет основных параметров модуляционного режима может быть выполнен в следующем порядке.

1) Амплитуда модулирующего напряжения:

$$U_{\Omega} = \frac{4 U_{\text{в}0} + 0,5 K_{\text{н}}}{\nu + 1} = \frac{4 \cdot 4 + 0,5 \cdot 0,05}{0,5 + 1} = 0,6 \text{ В};$$

2) Диапазон изменения емкости варикапа:

$$|\Delta C| = \frac{4 \nu C_{\text{в}0} K_{\text{н}}}{\nu + 1} = \frac{4 \cdot 0,5 \cdot 17 \cdot 10^{-12} \cdot 0,05}{0,5 + 1} = 1,133 \text{ нФ};$$

3) Высокочастотная составляющая напряжения на варикапе:

$$U_{\text{в}1} = 0,5 U_{\text{в}0} = 0,5 \cdot 0,301 = 0,151 \text{ В};$$

4) Коэффициент включения варикапа:

$$p_{\text{в}} = \frac{p U_{\text{в}1}}{U_{\text{к-э}}} = \frac{0,32 \cdot 0,151}{4,219} = 0,011;$$

5) Коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость:

$$K_{\text{в}} = \frac{p_{\text{в}}^2 C_{\text{в}0}}{C_{\Sigma}} = \frac{0,011^2 \cdot 17 \cdot 10^{-12}}{2,596 \cdot 10^{-12}} = 0,751 \cdot 10^{-3};$$

6) Максимальная девиация частоты модулятора

$$\Delta f_{\text{дmax}} = \frac{K_{\text{в}} f_p |\Delta C|}{2 C_{\text{в}0}} = \frac{0,751 \cdot 10^{-3} \cdot 153,825 \cdot 10^6 \cdot 1,133 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 17 \cdot 10^{-12}} = 3,851 \text{ кГц};$$

7) Емкость связи варикапа с контуром:

$$C_{\text{св}} = \frac{C_{\text{в}0} U_{\text{в}1}}{U_{\text{в}0} - U_{\text{в}1}} = \frac{17 \cdot 10^{-12} \cdot 0,151}{0,301 - 0,151} = 17 \text{ нФ};$$

8) Откорректированная емкость контура за счет режима частотной модуляции:

$$C_2' = C_2 - \frac{C_{\text{в}0} C_{\text{св}}}{C_{\text{в}0} + C_{\text{св}}} = 130 \cdot 10^{-12} - \frac{17 \cdot 10^{-12} \cdot 17 \cdot 10^{-12}}{17 \cdot 10^{-12} + 17 \cdot 10^{-12}} = 121,5 \text{ нФ}.$$

#### 4.Варианты для самостоятельного выполнения расчетного задания

Выполните расчет радиопередающего устройства с частотной модуляцией. Для расчетов используйте справочные данные транзисторов (см. Приложение1, 2, 4, 5).

№	Несущая частота, МГц	Полоса модулированного сигнала, кГц	Мощность в антенне, Вт	Относительная нестабильность несущей, $\cdot 10^{-4}$	Коэфф-нт нелинейных искажений, %	Коэфф-нт фильтрации, дБ
1	34	0.2 - 5	24	3	1.5	25
2	35	0.2 - 6	25	4	1	20
3	40	0.2 - 10	26	5	2	21
4	45	0.2 - 6	27	6	3	21
5	50	0.2 - 8	28	7	4	20
6	55	0.2 - 10	29	8	1	21
7	60	0.3 - 10	30	9	2	22
8	65	0.3 - 8	24	3	3	23
9	70	0.15 - 6	25	4	4	24
10	75	0.2 - 5	26	5	1	25
11	80	0.2 - 6	27	6	2	26
12	83	0.3 - 7	30	4	2	20
13	85	0.2 - 6	28	7	3	20
14	87	0.2 - 6	25	7	3	25
15	90	0.2 - 6	29	2	4	21
16	95	0.2 - 8	30	3	1	22
17	100	0.2 - 10	25	4	2	23
18	103	0.3 - 8	27	5	4	23
19	105	0.3 - 10	26	5	3	24
20	107	0.2 - 10	29	3	3	26
21	108	0.3 - 12	25	6	2	22
22	110	0.3 - 8	27	6	1	25
23	112	0.3 - 10	20	4	3	24
24	114	0.2 - 8	24	3	4	25
25	117	0.2 - 6	23	5	3	20
26	120	0.15 - 6	28	7	2	26
27	123	0.3 - 8	25	7	2	26
28	127	0.2 - 10	28	4	3	27
29	130	0.2 - 8	29	2	3	27
30	140	0.2 - 4	30	3	1	25

## Тема 2. РАСЧЕТ ТРАКТА РАДИОПРИЕМА

### Задачи расчета

1. Расчет обобщенной структурной схемы
2. Расчет входной цепи
3. Расчет УРЧ
4. Расчет тракта УПЧ
5. Расчет детектора сигнала и детектора АРУ
6. Эскизный расчет цифровой части тракта радиоприема

### 1. Структурная схема тракта радиоприема

На рисунке 16 представлена структурная схема радиоприемной части тракта.

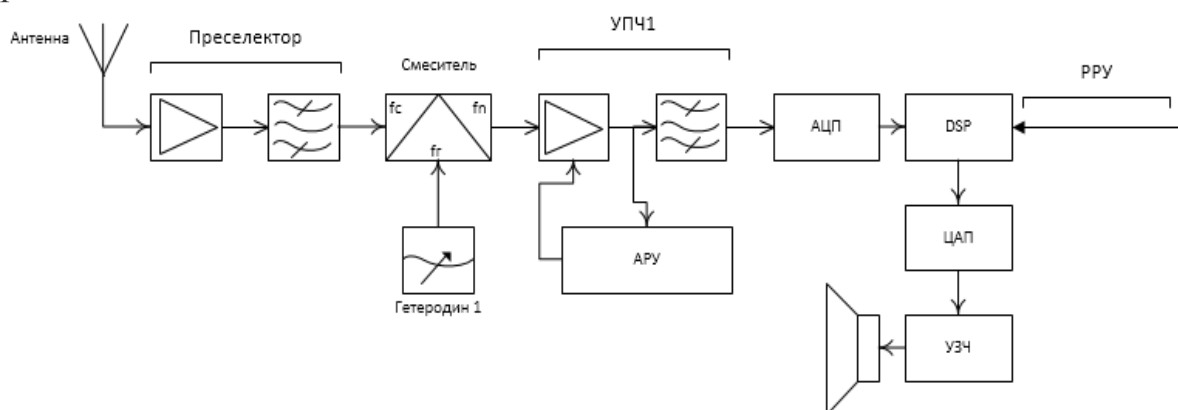


Рис. 16. Структурная схема тракта радиоприема

Согласно представленной схеме прием радиосигнала и перенос полезной части сигнала на промежуточную частоту с дальнейшим ее детектированием производится в аналоговом режиме. После выделения информативной части сигнала производится ее обработка в цифровой части канала.

Для расчета радиоприемной части тракта и дальнейшего построения электрической принципиальной схемы должны быть заданы следующие параметры:

1. рабочий диапазон частот;
2. вид сигнала: например, амплитудная многотональная модуляция.
3. требование к избирательности:
  - ослабление соседнего канала приёма;
  - ослабление по побочным каналам приёма;
4. чувствительность приемника, при заданном отношении сигнал/шум на выходе приемника;
5. параметры антенны;
6. напряжение питания:  $E_{п}$ .
7. требование к АРУ.

## 2. Эскизный расчет входной цепи тракта радиоприема

### 2.1.Расчёт входного контура

При расчёте входной цепи (ВЦ) принимаем паразитную ёмкость катушки  $C_{LA} = 2\text{пФ}$ , монтажную ёмкость равной  $C_M = 10\text{пФ}$ , максимальную добротность контура равной  $Q_k = 80$ .

Определяем коэффициент перекрытия диапазона

$$K_{\partial} = \frac{f_{c \max}}{f_{c \min}}$$

В качестве варикапа для ВЦ выбираем варикап KB135A, имеющий параметры:  $C_{\text{вmax}}, C_{\text{вmin}}$ .

Так как в ВЦ применяется встречно - последовательное соединение варикапов, то эквивалентная максимальная и минимальная ёмкости такого соединения соответственно равны:

$$C'_{\epsilon \max} = \frac{C_{\epsilon \max}}{2}, \quad C'_{\epsilon \min} = \frac{C_{\epsilon \min}}{2}$$
$$C'_2 = \frac{C'_{\epsilon \max} - K_{\partial}^2 C'_{\epsilon \min}}{K_{\partial}^2 - 1}$$

Средняя ёмкость подстроечного конденсатора должна удовлетворять условию  $C_{\text{подстр}} \geq (0,3 \dots 0,5) C_{\text{кmin}}$ , где  $C_{\text{кmin}}$  - минимальная ёмкость контура;

$$C_{\text{кmin}} = C'_{\text{вmin}} + C_{LA} + C_M + C_{11VT},$$

где  $C_{11VT}$  – входная ёмкость транзистора УРЧ.

Находим ёмкость дополнительного конденсатора:

$$C_{\text{доп}} = C'_2 - C_{LA} - C_{11VT} - C_M$$

Вычислим ёмкость разделительного конденсатора: зная, что  $|X_{Cp}|_{\max} > 0,1R_{\text{вх}}$ ,

где  $R_{\text{вх}}$  – входное сопротивление УРЧ (расчёт  $R_{\text{вх}}$  приведён ниже),

тогда:  $|X_{Cp}|_{\max} = \frac{1}{2\pi f_{c \max} C_p} > 0,1R_{\text{вх}}$ ,

$$C_p \geq 1/(2\pi f_{c \max} 0,1R_{\text{вх}})$$

Вычислим необходимую индуктивность катушки контура:

$$L1 = \frac{1}{4\pi^2 f_{c \max}^2 C_{k \min}}.$$

## 2.2. Расчет ферритовой антенны

Конструктивные размеры ферритовой антенны и зависимость эффективной магнитной проницаемости сердечника показаны на рис. 17, 18.

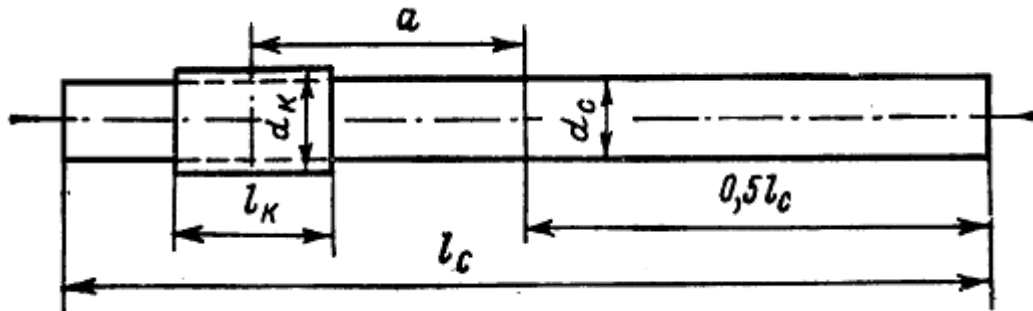


Рис.17. Ферритовая антенна

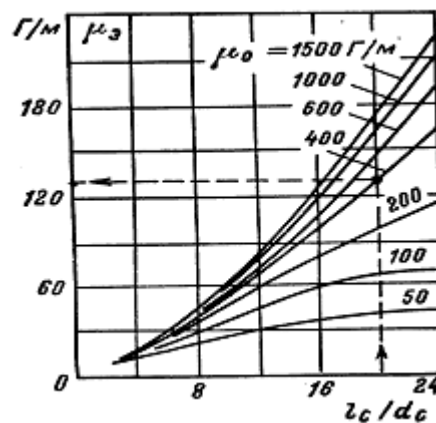


Рис.18. Зависимость эффективной магнитной проницаемости сердечника, где  $l_c$  — длина сердечника катушки,  $d_c$  — диаметр сердечника

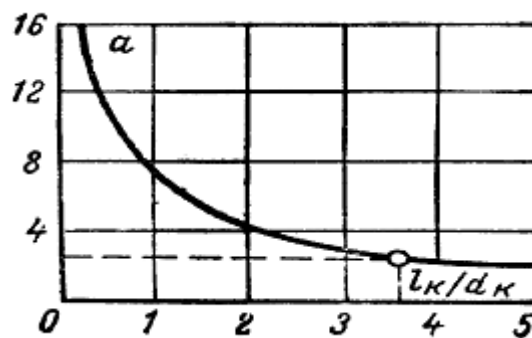


Рис.19. Зависимость коэффициента  $a$  от  $l_k/d_k$ , где  $a$  — расстояние между серединой катушки и серединой сердечника,  $l_k$  — длина катушки,  $d_k$  — диаметр катушки

Известно, что наилучшие характеристики ферритовая антенна имеет при отношениях  $a/l_c = 0,3$ ;  $l_k/l_c = 0,2$ .

Зададимся значениями:  $d_k/d_c = 1,13$ ;  $l_c/d_c = 20$ ;  $l_k/d_k = 3,5$ ;  $d_c = 0,8$  см.

По графику (рис. 18) находим эффективную магнитную проницаемость сердечника  $\mu_3 = 130$  Г/м. По графику (рис. 19) для  $l_k/d_k = 3,5$  находим коэффициент  $a = 2,4$ .

Теперь можно определить число витков в контурной катушке:

$$N = 2280 \sqrt{\frac{L_k \left| d_k / d_c + \sqrt{d_k / d_c} \right|}{\mu_3 a d_k \left| 0,09 + 0,95 l_k / l_c \right| \left| 1 - 0,765 \left| 2a / l_c \right|^2 - 0,255 \left| l_k / l_c \right|^2 \right|}}$$

Вычислим действующую высоту антенны (частота в МГц):

$$h_{d \min} = 0,0164 d_c^2 \mu_3 N f_{c \min}$$

$$h_{d \max} = 0,0164 d_c^2 \mu_3 N f_{c \min}$$

### 2.3. Определение входной проводимости УРЧ:

Входное сопротивление УРЧ определяется параллельным включением сопротивлений делителя в цепи затвора (см. схему Приложение 3):

$$R_{ex} = \frac{R_{16} R_{17}}{R_{16} + R_{17}}$$

Транзистор УРЧ работает с нулевым напряжением на затворе, что означает, что сопротивления  $R_{16}$  и  $R_{17}$  должны быть выбраны такими, чтобы падение напряжения на сопротивлении  $R_{17}$  равнялось падению напряжения на истоковом резисторе. Оптимальный режим транзистора обеспечивается при  $U_{cu} = 5$  В и  $I_c = 3$  мА. Задаёмся падением напряжения на истоковом резисторе равном  $U_{R18} = 0,2 E_n$  (при этом обеспечивается удовлетворительная температурная стабилизация режима по постоянному току). Следовательно, падение напряжения на резисторе  $R_{17}$  также должно быть равно  $U_{R17} = U_{R18}$ .

Задаёмся сопротивлением  $R_{17} = 500$  кОм.

$$\frac{U_{R16}}{U_{R17}} = \frac{R_{16}}{R_{17}} \Rightarrow R_{16} = \frac{U_{R16} R_{17}}{U_{R17}}$$

Задаваясь падением напряжения на резисторе  $R_{16}$  развязывающего фильтра  $U_{R16} = 1$  В получаем, что на делителе падение напряжения составляет

$$U_{Rd} = E_n - U_{R\phi}, \text{ тогда } U_{R16} = U_{Rd} - U_{R17}.$$

Тогда можно найти  $R_{16} = \frac{U_{R16} R_{17}}{U_{R17}}$  и  $R_{\text{ex}} = \frac{R_{16} R_{17}}{R_{16} + R_{17}}$ .

Отсюда входная проводимость УРЧ равна:  $G_{\text{ex}} = 1/R_{\text{ex}}$ .

Определяем величину эквивалентного затухания ВЦ на частотах побочных каналов приёма по формуле:

где  $R_{\text{ex}}$  – характеристическое сопротивление контура ВЦ,

а эквивалентная активная входная проводимость контура ВЦ равна

где  $\xi_{\text{зк}}$  — .

Определяем обобщённую расстройку для зеркального канала:

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{1}{d_{\text{э}}} \left( \frac{\omega_{\text{зк}}}{\omega_{\text{с max}}} - \frac{\omega_{\text{с max}}}{\omega_{\text{зк}}} \right).$$

$$\omega_{\text{зк}} = \omega_{\text{с max}} + 2\omega_{\text{np}}$$

Определяем обобщённую расстройку для промежуточной частоты:

$$\xi_{\text{np}} = \frac{1}{d_{\text{э}}} \left( \frac{\omega_{\text{np}}}{\omega_{\text{с max}}} - \frac{\omega_{\text{с max}}}{\omega_{\text{np}}} \right).$$

Вычисляем ослабление зеркального канала приёма:

$$\sigma_{\text{зк}} = \sqrt{1 + \xi_{\text{зк}}^2}.$$

Вычисляем ослабление канала промежуточной частоты:

$$\sigma_{\text{np}} = \sqrt{1 + \xi_{\text{np}}^2}.$$

Полоса пропускания ВЦ равна:

## 2.4.Расчёт цепи настройки варикапов

Чтобы сопротивления R8, R15, R39, R40 (см. схему Приложение 3) не шунтировали контур ВЦ и контур УРЧ, их сопротивление должно во много

раз превышать характеристическое сопротивление этих контуров на максимальной частоте рабочего диапазона. Зная величину характеристического сопротивления контура ВЦ  $\rho_{\max}$ , выбираем сопротивления резисторов R8, R15, R39, R40.

Так как в цепи настройки варикапов ток появляется только во время переходных процессов необходимо, чтобы постоянная времени цепи  $\tau = R2C6$  и  $\tau = R9C11$  не превышала 0,01сек:  $\tau \leq 0,01\text{с}$ .

Зная, что  $\tau = R2C6$ , задаемся ёмкостью конденсатора C6 равной 20мкФ, тогда:

$$R2 \leq \frac{\tau}{C6} \Rightarrow R2 \leq \frac{0,01}{20 * 10^{-6}} = 500 \text{ Ом}.$$

Аналогично находим R9:

$$R9 \leq \frac{\tau}{C11}.$$

От номинала сопротивления R1 зависит ток потребления схемы, поэтому желательно выбирать это сопротивление, по возможности, наибольшим. Следовательно, выбираем это сопротивление не менее номинала резистора R8.

Зададимся падением напряжения на фильтре R41C37, равном:  $U_{R41C37} = 0,2E_{\text{п}}$ .

Зная,  $\frac{R41}{R1} = \frac{U_{R41C37}}{U_{R1}}$ , можно определить значение R41.

Для обеспечения нормальной работы развязывающего фильтра сопротивление конденсатора C37 на рабочей частоте должно быть по меньшей мере в 100 раз меньше, чем сопротивление резистора R41:

$$C37 \geq \frac{100}{2\pi f_{\text{с min}} R41}.$$

Между катушкой индуктивности контура и варикапами необходимо включить разделительные конденсаторы C35 и C36, ёмкостью в 100 раз большей ёмкости варикапов  $C_{\text{Вmax}}$  и необходимых для отделения цепи питания варикапов от катушки индуктивности:

$$C35 = C36 \geq 100C_{\text{Вmax}}.$$

### 3. Расчёт УРЧ

Номиналы всех элементов колебательного контура УРЧ выбираем



такими же, как и для ВЦ, с целью обеспечения точного сопряжения настройки.

Сопротивление развязывающего фильтра равно:

$$R3 = \Delta E_{\phi} / I_{c0},$$

где  $\Delta E_{\phi}$  – падение напряжения на R3.

Выбираем  $\Delta E_c \approx 0,1 E_n$ ,  $\Delta E_{\phi} = 1 \text{ В}$ .

Пусть ток стока в рабочей точке транзистора  $I_{c0} = 3 \text{ мА}$ .

Тогда сопротивление R3:  $R3 = \Delta E_{\phi} / I_{c0}$ .

Сопротивление резистора в цепи истока определяем по формуле:

$$R18 = R_u = U_{R18} / I_{c0},$$

где  $U_{R18}$  выбирается равным  $U_{R18} = 0,2 E_n$  для достижения удовлетворительной температурной стабилизации режима транзистора по постоянному току.

Для того, чтобы ёмкость истокового конденсатора не вносила заметных частотных искажений, её сопротивление даже на самой низшей частоте должно быть меньше сопротивления R18.

$$C20 = \frac{10}{\pi f_{c \min} R_u}.$$

Для обеспечения нормальной работы развязывающего фильтра сопротивление конденсатора C1 на рабочей частоте должно быть по меньшей мере в 100 раз меньше, чем сопротивление резистора R3

$$C1 \geq 100 / (\omega_{c \min} R3)$$

Нагрузкой для колебательного контура в цепи УРЧ является активное сопротивление двух открытых диодов включённых последовательно. В качестве диодов в смесителе могут быть выбраны диоды 2A108A, которые в открытом состоянии имеют сопротивление 70 Ом. Следовательно, два включённых последовательно открытых диода имеют сопротивление 140 Ом.

$$R_n = 140 \text{ Ом} \Rightarrow G_n = 7,14 \text{ мСм}$$

Зададимся ослаблением зеркального канала приёма равным  $\sigma_{3K}$ .

Тогда

$$\sigma_{3K} = \sqrt{1 + \xi_{3K}^2} \Rightarrow \xi_{3K} = \sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}$$

$$\xi_{3\kappa} = \frac{1}{d_3} \left( \frac{\omega_{3\kappa}}{\omega_{c\max}} - \frac{\omega_{c\max}}{\omega_{3\kappa}} \right) \Rightarrow d_3 = \frac{1}{\xi_{3\kappa}} \left( \frac{\omega_{3\kappa}}{\omega_{c\max}} - \frac{\omega_{c\max}}{\omega_{3\kappa}} \right)$$

$$d_3 = \rho G_3 \Rightarrow G_3 = d_3 / \rho$$

$$D = G_3 / G_\kappa$$

Определим коэффициенты включения в контур транзистора и нагрузки (m и n соответственно). Исходя из условия получения максимального коэффициента усиления каскада УРЧ:

$$n = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_\kappa}{G_n}}$$

$$m = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_\kappa}{G_{22}}}$$

$$n = k \sqrt{\frac{L_2}{L_3}},$$

где k – коэффициент связи, зависящий от конструктивного расположения катушек.

Зададимся k = 0,7.

$$L_3 = \frac{L_2 k^2}{n^2}$$

Рассчитаем коэффициент усиления каскада

$$K_u = \frac{S}{2\sqrt{G_n G_{22}}} \left( 1 - \frac{1}{D} \right)$$

Для проверки устойчивости каскада УРЧ зададимся коэффициентом устойчивости равным  $K_y = 0,85$ .

$$K_{0уст} = \sqrt{2|K_y - 1| \frac{G_{21}}{\omega_{c\max} C_{12}}}$$

*Если  $K_u < K_{0уст}$ , то каскад будет работать устойчиво.*

Коэффициент усиления каскада по мощности равен:

$$K_{pУРЧ} = K_u^2 \frac{R_{ex}}{R_{вх}} = K_u^2 R_{ex} G_3$$

*Требуемый коэффициент усиления УРЧ по мощности должен*

удовлетворять условию:

$$K_{pУРЧ} \geq \frac{1}{K_{pCM}} \frac{1}{K_{pФСС}},$$

где  $K_{pCM}$  и  $K_{pФСС}$  - коэффициенты передачи по мощности смесителя и фильтра ФСС соответственно;

Коэффициент передачи по мощности смесителя равен:

$$K_{pCM} = K_{UCM}^2 \frac{R_{вхCM}}{R_{нCM}},$$

где  $K_{UCM}$  – коэффициент передачи смесителя (если смеситель выполнен по кольцевой схеме, то  $K_{UCM} = 0,25$ ),  $R_{вхCM}$  – входное сопротивление смесителя, определяемое его схемой (в данном случае – диодная кольцевая схема преобразователя),  $R_{нCM}$  – сопротивление нагрузки смесителя, при согласовании с ФСС.

Зная, что  $R_{нCM} = R_{выхCM}$ , зададим  $R_{выхCM} = 100 \text{ Ом}$ .

$$\text{Тогда } K_{pCM} = 0,25^2 \frac{R_{вх}}{100}.$$

Необходимо учитывать, что для линейности смесителя к гетеродину также предъявляются следующие требования:

амплитуда напряжения гетеродина  $U_r = 2V$ ,

сопротивление нагрузки гетеродина  $R_n = R_{вхCM}$ ,

тогда мощность гетеродина равна:  $P_r = U_r^2 / R_n$ .

#### 4. Выбор ФСС

В качестве ФСС можно, например, выбрать пьезокерамический фильтр ФРА1–10,7–6 со следующими параметрами:

число звеньев – 4,

средняя частота  $f_0 = 10,7 \text{ МГц}$ ,

полоса пропускания  $\Pi_\Phi = 7 \dots 9,5 \text{ кГц}$ ,

при расстройке от средней частоты ослабление равно:  
= – 46 дБ,

коэффициент передачи по напряжению на средней частоте:

$$K_{UФСС} = 0,97,$$

номинальная входная проводимость  $G_{вх} = 0,835 \text{ мСм}$ ,

номинальная выходная проводимость  $G_{вых} = 0,417 \text{ мСм}$ .

Тогда при условии согласования  $G_{нФСС} = G_{выхФСС}$ :

$$K_{pФСС} = K_{UФСС}^2 \frac{G_{нФСС}}{G_{вхФСС}} = K_{UФСС}^2 \frac{G_{выхФСС}}{G_{вхФСС}}$$

Теперь можно проверить условие:  $K_{pУПЧ} \geq \frac{1}{K_{pCM}} \frac{1}{K_{pФСС}}$ .

Для согласования входного сопротивления пьезокерамического фильтра с выходным сопротивлением смесителя необходим трансформатор с коэффициентом трансформации, равным:

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}CM}}{R_{\text{вх}ФСС}}} \approx \sqrt{\frac{100}{R_{\text{вх}ФСС}}}.$$

Но, зная, что коэффициент трансформации также равен:

$$n = k \sqrt{\frac{L14}{L15}},$$

где  $k$  - коэффициент связи, зависящий от конструктивного расположения катушек, зададимся  $k = 0,9$ .

Для того, чтобы трансформатор L14L15 (см. схему Приложение 3) можно было бы считать идеальным, реактивное сопротивление его первичной обмотки на рабочей (промежуточной) частоте должно хотя бы на порядок превышать сопротивление, вносимое в первичную обмотку.

Таким образом:

$$\omega_{np} L14 > 10 \cdot R_{\text{вых}CM} \Rightarrow L14 > \frac{10 R_{\text{вых}CM}}{\omega_{np}}, \text{ где } \omega_{np} - \text{промежуточная частота.}$$

$$\text{Тогда можно найти индуктивность: } L15 = \frac{L14 k^2}{n^2}.$$

Для обеспечения баланса схемы кольцевого смесителя коэффициент включения катушки L3 в трансформаторе L2L3 должен составлять 0,5 (отвод от средней точки катушки L3).

Для согласования выходного сопротивления первой ячейки фильтра со входным сопротивлением первого каскада УПЧ необходим трансформатор с коэффициентом трансформации:

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}ФСС}}{R_{\text{вх}УПЧ}}}.$$

## 5. Тракт УПЧ

Входное сопротивление первого каскада определяется параллельным включением сопротивлений делителя напряжения в цепи первого затвора

транзистора (см. схему Приложение 3).

$$R_{\text{exУПЧ}} = \frac{R_{10}R_{19}}{R_{10} + R_{19}}.$$

Транзистор данного каскада работает с нулевым напряжением на затворе; а это значит, что сопротивления  $R_{10}$  и  $R_{19}$  должны быть выбраны такими, чтобы падение напряжения на сопротивлении  $R_{19}$  должно быть равно падению напряжения на истоковом резисторе  $R_{20}$ . Оптимальный режим транзистора обеспечивается при условии:

$$U_{cu0} = 4\text{В и } I_{c0} = 8\text{мА.}$$

Так как в стоковой цепи транзистора включена первичная обмотка трансформатора, то по постоянному току падение напряжения на этой обмотке равно нулю. Поэтому всё напряжение питания перераспределяется между развязывающим фильтром  $R4C2$ , участком «сток-исток» транзистора  $T2$  и истоковым резистором  $R_{20}$ . Задаёмся падением напряжения на резисторе развязывающего фильтра  $R4$ , равном 1В:  $U_{R\phi} = 1\text{В}$ . Тогда падение напряжения на истоковом резисторе  $R_{20}$  равно:

$$U_{R20} = E_n - U_{R\phi} - U_{cu0},$$

при этом 
$$\frac{U_{R20}}{E_n} = \frac{4}{9} = 0,44, \text{ т.е. } U_{R20} = 0,44E_n,$$

что обеспечивает хорошую температурную стабилизацию по постоянному току.

Задаёмся сопротивлением  $R_{19} = 500 \text{ кОм}$ .

$$\frac{U_{R10}}{U_{R19}} = \frac{R_{10}}{R_{19}} \Rightarrow R_{10} = \frac{U_{R10}R_{19}}{U_{R19}}.$$

Падение напряжения на делителе  $R_{10}R_{19}$  составляет:

$$U_{R10R19} = E_n - U_{R\phi}.$$

Так как  $U_{R19} = U_{R20}$ , то  $U_{R10} = U_{R10R19} - U_{R20}$ .

Тогда находим 
$$R_{10} = \frac{U_{R10}R_{19}}{U_{R19}} \text{ и } R_{\text{exУПЧ}} = \frac{R_{10}R_{19}}{R_{10} + R_{19}}.$$

Таким образом, требуемый коэффициент трансформации равен

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}\Phi\text{СС}}}{R_{\text{вх.УПЧ}}}},$$

а также  $n = k\sqrt{\frac{L16}{L19}}$ , где  $k$  - коэффициент связи, зависящий от конструктивного расположения катушек; зададимся  $k=0,9$ .

Для того, чтобы трансформатор L16L19 можно было бы считать идеальным, реактивное сопротивление его первичной обмотки на рабочей (промежуточной) частоте должно хотя бы на порядок превышать сопротивление, вносимое в первичную обмотку.

Таким образом,

$$\omega_{np} L16 > 10 \cdot R_{\text{вых}\Phi\text{СС}} \Rightarrow L16 > \frac{10 \cdot R_{\text{вых}\Phi\text{СС}}}{\omega_{np}},$$

$$\text{тогда } L19 = \frac{L16k^2}{n^2}.$$

### 5.1.Расчёт первого каскада УПЧ

Сопротивление развязывающего фильтра (см. схему Приложение 3) равно:  $R4 = \Delta E_{\phi} / I_{c0}$ ,

где  $\Delta E_{\phi}$  – падение напряжения на R4,  $\Delta E_{\phi} = 0,1 E_n$ ;

$I_{c0}$  - ток стока в рабочей точке транзистора,  $I_{c0} = 8\text{мА}$ .

Сопротивление резистора в цепи истока определяем по формуле:

$$R20 = \frac{U_{Ru}}{I_{c0}} = \frac{U_{R20}}{I_{c0}}.$$

Для того чтобы ёмкость истокового конденсатора C21 не вносила заметных частотных искажений её сопротивление на рабочей (промежуточной) частоте должно быть меньше сопротивления R20:

$$C21 = \frac{10}{\pi f_{np} R20}.$$

Для обеспечения нормальной работы развязывающего фильтра, сопротивление конденсатора C2 на рабочей частоте должно быть, по меньшей мере, в 100 раз меньше, чем сопротивление резистора R4:

$$C2 \geq 100 / (\omega_{\text{сmin}} R4).$$

Нагрузкой для первого каскада является сопротивление, вносимое в

первичную обмотку трансформатора со стороны входного сопротивления ФСС. Для согласования входного сопротивления фильтра с выходным сопротивлением первого каскада УПЧ необходим трансформатор с коэффициентом трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{выхУПЧ}}}{R_{\text{вхФСС}}}}.$$

Выходное сопротивление каскада  $R_{\text{выхУПЧ}}$  выбирается согласно паспортным данным транзистора.

Но, зная, что:

$$n = k \sqrt{\frac{L4}{L17}},$$

где  $k$  - коэффициент связи, зависящий от конструктивного расположения катушек, зададимся  $k = 0,9$ .

Для того, чтобы трансформатор L4L17 можно было бы считать идеальным, реактивное сопротивление его первичной обмотки на рабочей (промежуточной) частоте должно хотя бы на порядок превышать сопротивление, вносимое в первичную обмотку.

Таким образом,

$$\omega_{\text{пр}} L4 > 10 \cdot R_{\text{выхУПЧ}} \Rightarrow L4 > \frac{10 \cdot R_{\text{выхУПЧ}}}{\omega_{\text{пр}}}.$$

Тогда индуктивность катушки равна: 
$$L17 = \frac{L4 k^2}{n^2}.$$

Трансформатор L18L5 аналогичен трансформатору L16L19, а именно:  $L18 = L16$  и  $L5 = L19$ .

Коэффициент ослабления соседнего канала приёма (при расстройке на 10 кГц) составляет:

$$\sigma_c = 2\sigma_{\text{ФСС}}$$

Коэффициент ослабления зеркального канала приёма:

$$\sigma_{\text{зк}} = \sigma_{\text{зквц}} + \sigma_{\text{урч}}.$$

## 5.2. Расчёт второго каскада УПЧ

Нагрузкой для второго каскада УПЧ является сопротивление, вносимое в первичную обмотку трансформатора со стороны третьего каскада. Для согласования входного сопротивления третьего каскада с выходным сопротивлением второго каскада УПЧ необходим трансформатор с коэффициентом трансформации, равным:

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{выхУПЧ1}}}{R_{\text{вхУПЧ2}}}}.$$

Выходное сопротивление каскада согласно паспортным данным транзистора равно 1500 Ом. Последующий каскад УПЧ работает в таком же режиме, что и предыдущий, поэтому его входное сопротивление равно:

$$R_{\text{вхУПЧ2}} = \frac{R_{11}R_{21}}{R_{11} + R_{21}},$$

поэтому зная, что  $R_{\text{вхУПЧ2}} = 250 \text{ кОм}$ , находим коэффициент трансформации  $n$ .

$$\text{А так как} \quad n = k \sqrt{\frac{L_6}{L_7}},$$

где  $k$  - коэффициент связи, зависящий от конструктивного расположения катушек, зададимся  $k = 0,9$  и найдем индуктивности катушек трансформатора L6L7.

Для того, чтобы трансформатор L6L7 можно было бы считать идеальным, реактивное сопротивление его первичной обмотки на рабочей (промежуточной) частоте должно хотя бы на порядок превышать сопротивление, вносимое в первичную обмотку.

Таким образом:

$$\omega_{\text{пр}} L_6 > 10 \cdot R_{\text{вхУПЧ}} \Rightarrow L_6 > \frac{10 \cdot R_{\text{вхУПЧ}}}{\omega_{\text{пр}}},$$

тогда

$$L_7 = \frac{L_6 k^2}{n^2}.$$

Вычисляем ёмкость разделительного конденсатора по формуле:

$$X_{C12} < 0,1 R_{\text{вхУПЧ}}, \quad \text{где } R_{\text{вхУПЧ}} - \text{входное сопротивление каскада УПЧ.}$$

$$\text{Тогда, зная, что:} \quad 1/(\omega_{\text{пр}} C12) < 0,1 R_{\text{вхУПЧ}},$$

можно найти емкость конденсатора C12:

$$C12 > 1/(2\pi \omega_{\text{пр}} R_{\text{вхУПЧ}}).$$

Рассчитаем коэффициент усиления каскада, зная крутизну транзистора:

$$K_u = S R_n = S R_{\text{выхУПЧ}}.$$



### 5.3. Проверка устойчивости каскада

Зададимся коэффициентом устойчивости равным  $K_y = 0,85$ .

$$K_{0уст} = \sqrt{2|K_y - 1| \frac{G_{21}}{\omega_{c\max} C_{12}}}.$$

Поскольку амплитуда напряжения на входе детектора (см. схему Приложение 3) должна быть (для того, чтобы исключить появление нелинейных искажений продетектированного напряжения), что значительно должно быть меньше максимально допустимого напряжения затвор-исток выбранного транзистора, то в последующих каскадах УПЧ можно использовать такие же режимы работы, как и в данном каскаде, поэтому номиналы соответствующих навесных элементов каскадов будут одинаковыми:

$$R10=R11=R12=R13$$

$$R19=R21=R23=R25$$

$$R20=R22=R24=R26$$

$$R4=R5=R6=R7$$

$$L4=L6=L8=L10$$

$$L7=L9$$

$$C12=C13=C14=C15$$

$$C21=C22=C23=C24$$

$$C2=C3=C4=C5.$$

Рассчитаем число каскадов тракта УПЧ, необходимое для обеспечения требуемой чувствительности:

$$N = \log_{K_u} K_{УПЧ},$$

где  $N$  – необходимое число каскадов УПЧ,  $K_u$  – коэффициент усиления по напряжению одного каскада УПЧ,  $K_{УПЧ}$  – коэффициент усиления по напряжению всего тракта УПЧ,

$$K_{УПЧ} = U_{вхд}/E_{A0},$$

где  $U_{вхд}$  – амплитуда напряжения на входе детектора, ( $U_{вхд}=1В$ ),  
 $E_{A0}$  – необходимая чувствительность приёмного устройства,

Тогда общий коэффициент усиления по напряжению тракта ПЧ составляет:

$$K_{УПЧ} = (K_u)^N.$$

Определим номиналы катушек индуктивности ВЦ последнего каскада

УПЧ. Для этого необходимо рассчитать  $R_{вх}$  детектора сигнала и детектора АРУ (рис. 20 и Приложение 3):

$$R_{вхАД} \approx \frac{R_{14}}{2}$$

Для исключения возможности возникновения нелинейных искажений в цепи детектора за счёт инерционности его нагрузки должно выполняться следующее условие:

$$\tau = R_{14}C_{10} < \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\Omega_{max}},$$

где  $\tau = R_{14}C_{10}$  – постоянная времени нагрузки детектора,  $m$  – коэффициент модуляции (в радиовещании  $m=0,8$ ),  $\Omega_{max}$  – высшая модулирующая частота ( $\Omega_{max}=6,3$  кГц).

Для увеличения коэффициента передачи детектора следует выбирать по возможности большее сопротивление  $R_{14}$ , однако с увеличением  $R_{14}$  необходимо уменьшать ёмкость  $C_{10}$ , которая не должна быть соизмеримой с ёмкостью диода, так как при этом коэффициент передачи детектора уменьшается.

Таким образом,

$$\tau = R_{14}C_{10} < \frac{\sqrt{1-0,8^2}}{0,8 * 6,3 * 10^3} = 1,19 * 10^{-4} \text{ с}.$$

Из всего детектируемого сигнала, имеющегося в колебательном контуре, к диоду прикладывается та его часть, которая падает на плече  $C_{ак}$  ёмкостного делителя  $C_{ак}C_{10}$  (см. рисунок 20). Чем меньше ёмкость  $C_{10}$ , тем меньшая часть сигнала прикладывается к диоду и тем большая к нагрузке. Поэтому следует брать  $C_{10} > 20C_{ак}$ . Меньшая ёмкость приводит к снижению внутреннего коэффициента усиления детектора.

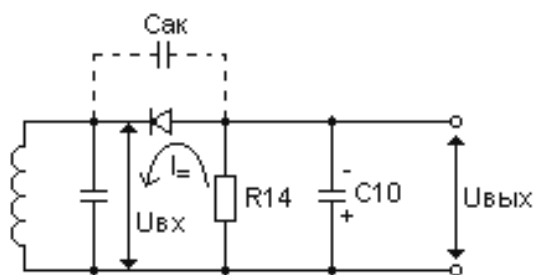


Рис. 20. Детектор

В качестве диода детектора выбираем диод ДЗ (см. схему Приложение 3) со следующими параметрами:  $C_{ак}$  – ёмкость анод–катод;  $S$  – крутизна;  $S_{обр}$  – обратная проводимость диода.

Тогда, зная, что должно выполняться условие:  $C_{10} > 20 C_{ак}$

и при  $R14 = \tau/C10$ , можно найти  $R_{exAD} = R14/2$ .

## 6. Детектор АРУ

*Определяем входное сопротивление детектора АРУ:*

Назначением фильтра в цепи АРУ является выделение из продетектированного сигнала постоянной составляющей напряжения, пропорциональной амплитуде колебаний несущей частоты. Фильтр АРУ должен удовлетворять следующим требованиям:

1. Осуществлять достаточное подавление низшей модулирующей частоты  $\Omega_{min} = 50\text{Гц}$  в десятки и более раз. Это необходимо для устранения явления демодуляции и искажения в электронных регуляторах. Данное требование определяет минимальное значение постоянной времени фильтра.

2. Регулирующее напряжение на выходе фильтра должно успевать следить за наиболее быстрыми изменениями уровня сигнала на входе приёмника, обусловленными например явлением замирания (обычно с периодом не менее одной секунды). Это требование определяет максимально допустимое значение постоянной времени фильтра.

3. Фазовый сдвиг по НЧ в фильтре должен быть минимальным, что необходимо для обеспечения устойчивой работы замкнутой цепи АРУ. Для улучшения взаимной развязки между отдельными звеньями электронных регуляторов приходится включать дополнительные RC звенья в цепи подачи напряжения на каждое звено электронных регуляторов. Это увеличивает общий фазовый сдвиг в цепи АРУ. Однако, если постоянную времени дополнительных звеньев выбрать много меньше постоянной времени основного фильтра (в 10 и более раз), то дополнительный фазовый сдвиг окажется незначительным.

В качестве диода Д6 для системы АРУ выбираем тот же диод (как и диод Д3 в схеме детектора).

**Приведем пример:**

Постоянную времени нагрузки детектора АРУ выбираем равной постоянной времени детектора сигнала:

$$\tau_{APY} = \tau = 0,5 \cdot 10^{-4} \text{с}, \text{ а также } \tau_{APY} = R37C31.$$

Если  $C31 > 20C_{AK}$ , то тогда  $C31 > 20\text{пФ}$ .

Выбираем конденсатор  $C31 = 4,7\text{нФ}$ .

$$\text{Тогда } R37 = \tau_{APY}/C31 = 0,5 \cdot 10^{-4} / (4,7 \cdot 10^{-9}) = R_{вхДАРУ} \approx 10638 \text{ Ом}.$$

*Выбираем резистор  $R37 = 11 \text{ кОм}$ .*

Определим результирующее входное сопротивление детектора сигнала и детектора АРУ:

оно определяется параллельным соединением этих детекторов, т.е.

$$R_{\text{вх}\Sigma} = R_{\text{вхАД}} * R_{\text{вхДАРУ}} / (R_{\text{вхАД}} + R_{\text{вхДАРУ}}).$$

Определим постоянную времени фильтра АРУ  $\tau_{\text{фАРУ}}$ :

$$\tau_{\text{фАРУ}} = R29C29.$$

Зная, что  $10/\Omega_{\text{min}} < R29C29 < 1$ , пусть  $R29C29 = 0,3c$

Пусть  $C29 = 13 * 10^{-6} \text{ Ф}$ , тогда  $R29 = \tau_{\text{фАРУ}}/C29$

Падение напряжения на резисторе R36 должно равняться напряжению задержки, т.е.  $U_{R36} = 1\text{В}$ . При этом при отсутствии регулирующего напряжения на выходе фильтра АРУ транзисторы каскадов УПЧ должны работать в режиме максимального усиления, т.е. обладать максимальной крутизной.

Максимальная крутизна транзистора обеспечивается при  $U_{32И} = 0\text{В}$ .

Но  $U_{32И} = U_P - U_{Ru}$ .

Следовательно,  $U_{32И} = 0\text{В}$  при  $U_P = U_{Ru}$ . т.к.  $U_{Ru} = 4\text{В}$ , то в отсутствие действия системы АРУ напряжение на выходе фильтра АРУ должно равняться  $U_{P0} = 4\text{В}$ . Поэтому зависимость  $U_{32И} = f(U_{\text{вх}})$  должна иметь следующий вид (рис. 19):

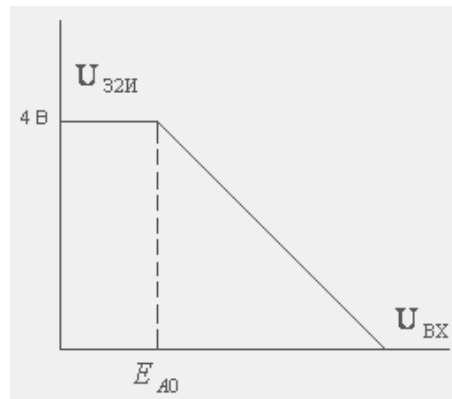


Рис. 6. Характеристика системы АРУ

Для реализации этих условий в схеме предусмотрен делитель напряжения R35, R36, R38.

Поскольку от величин R35, R36, R38 зависит токопотребление схемы приёмника, желательно выбрать эти сопротивления такими, чтобы величина тока, проходящего через делитель напряжения, не превышала 5...10% от токопотребления остальной части схемы:

$$I_{\Sigma} = 4I_{C0}^{\text{УПЧ}} + I_{C0}^{\text{УСЧ}} + I_{3АП},$$

где  $I_{3АП}$  - запас по току.

Принимая  $I_{3АП} = 15 \text{ мА}$  и, зная  $I_{C0}^{YCH}$  (см. п.3),  $I_{C0}^{YПЧ}$  (см. п.5),

найдем ток делителя  $I_{дел} < 0,05 I_{\Sigma}$ .

$$\text{Принимаем, что } I_{дел} = \frac{E_{II}}{R_{35} + R_{36} + R_{38}} \Rightarrow R_{35} + R_{36} + R_{38} = \frac{E_{II}}{I_{дел}}$$

$$U_{R_{36}} + U_{R_{38}} = U_{P0};$$

$$\frac{U_{R_{35}}}{U_{R_{36}} + U_{R_{38}}} = \frac{R_{35}}{R_{36} + R_{38}};$$

$$U_{R_{35}} = E_{II} - |R_{36} + R_{38}| = E_{II} - U_{P0}$$

$$R_{35} = R_{\partial} - |R_{36} + R_{38}| \Rightarrow \frac{E_{II} - U_{P0}}{U_{P0}} = \frac{R_{\partial} - |R_{36} + R_{38}|}{R_{36} + R_{38}}$$

$$(E_{II} - U_{P0}) \cdot \overline{|R_{36} + R_{38}|} = U_{P0} R_{\partial} - U_{P0} \overline{|R_{36} + R_{38}|}$$

$$(E_{II} - U_{P0} + U_{P0}) \cdot \overline{|R_{36} + R_{38}|} = U_{P0} R_{\partial}$$

$$E_{II} \cdot \overline{|R_{36} + R_{38}|} = U_{P0} R_{\partial}$$

$$R_{36} + R_{38} = \frac{U_{P0} \cdot R_{\partial}}{E_{II}} \Rightarrow R_{35} = R_{\partial} - \overline{|R_{36} + R_{38}|}$$

Выбираем резистор  $R_{35}$ .

$$\text{Но } U_{R_{35}} = I_{\partial} \cdot R_{35}, \text{ тогда } \overline{|R_{36} + R_{38}|} = R_{35} - R_{\partial}.$$

Зная, что|:

$$\frac{U_{R_{36}}}{U_{R_{38}}} = \frac{R_{36}}{R_{38}}; U_{R_{36}} = 1B; U_{R_{38}} = E_{II} - U_{R_{35}} - U_{R_{36}}$$

$$\frac{U_{R_{35}}}{U_{R_{36}}} = \frac{R_{35}}{R_{36}}; \Rightarrow R_{36} = \frac{U_{R_{36}} R_{35}}{U_{R_{35}}}$$

Выбираем резисторы  $R_{36}$  и  $R_{38}$ .

Ёмкости конденсаторов  $C_{30}$  и  $C_{32}$  должны намного превышать ёмкость нагрузочного конденсатора  $C_{31}$  (при  $C_{31} > 20C_{ак}$ ).

Выбираем конденсаторы:  $C_{30} = C_{32}$ .

Теперь можно определить необходимый коэффициент трансформации  $n$  между катушками L10 и L11.

$$\text{Найдем } n = \sqrt{\frac{R_{\text{выхУПЧ}}}{R_{\text{вх}\Sigma}}}.$$

$$\text{Но, зная, что } n = k \sqrt{\frac{L10}{L11}},$$

где  $k$  - коэффициент связи, зависящий от конструктивного расположения катушек, задаваясь значением  $k=0,9$ ,

и зная, что для того, чтобы трансформатор L10L11 можно было бы считать идеальным, реактивное сопротивление его первичной обмотки на рабочей (промежуточной) частоте должно хотя бы на порядок превышать сопротивление, вносимое в первичную обмотку найдем:

$$\omega_{np} L10 > 10R_{\text{выхУПЧ}} \Rightarrow L10 > \frac{10R_{\text{выхУПЧ}}}{\omega_{np}}.$$

$$\text{Тогда величина индуктивности L11 равна: } L11 = \frac{L10k^2}{n^2}.$$

Постоянную времени цепочек R34C28, R33C27, R32C26, R31C25 выбираем в 100 раз меньше, чем постоянную времени цепи R37C31, т.е.  $\tau' = R34C28 = 0,003$  с.

Если, например,  $C28 = 0,33$  мкФ,  
тогда  $R34 = \tau' / C28 = 0,003 / 0,33 \cdot 10^{-6} = 9090$  Ом.

*Выбираем резистор  $R34 = 9,1$  кОм*

Следовательно:  $R34 = R33 = R32 = R31 = 9,1$  кОм,

*Находим  $C28 = C27 = C26 = C25$ .*

Определим ёмкость конденсатора C9:

Совместно с катушкой L11 этот конденсатор должен образовывать колебательный контур с резонансной частотой равной промежуточной частоте.

$$f_{np} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L11C9}} \Rightarrow C9 = \frac{1}{(2\pi f_{np})^2 L11}.$$

Выбираем конденсатор C9.

## 7. Эскизный расчет цифровой части тракта радиоприема

### 7.1. Расчет частотного плана

Частотный план представляет собой ось частот, на которой отображен спектр сигнала, АЧХ преселектора и другие необходимые параметры.

Для расчета частоты дискретизации необходимо знать следующие параметры:

- центральная частота полосы сигналов:

\_\_\_\_\_ ,

- полоса рабочих частот определяется по реальной полосе, которая получается после входной цепи (ПЧВ фильтров), на уровне избирательности по не основным каналам. С учетом спецификаций на фильтры было определено, что полоса частот на уровне - 60 дБ равна \_\_\_\_\_ ;

- ширина спектра сигнала \_\_\_\_\_ .

Число частотных каналов равно:

\_\_\_\_\_

Рассчитаем частоту дискретизации:

- нулевое приближение частоты дискретизации:

- номер гармоники спектрального образа, наиболее близкого к спектру исходного сигнала:

\_\_\_\_\_

- первое приближение к частоте дискретизации:

\_\_\_\_\_

- если \_\_\_\_\_ , то расчет окончен, и \_\_\_\_\_ - это частота дискретизации.

## 7.2. Расчет энергетического плана (с примером)

Энергетический план устанавливает соотношения между параметрами аналоговой и цифровой частями. В результате анализа получается выражение, позволяющее выявить взаимосвязь между характеристиками аналоговой и цифровой части. Это дает возможность, варьируя параметрами одной части, изменять параметры другой.

Рассмотрим следующий **пример**:

Пусть в схеме радиоприемного устройства аналого-цифровой преобразователь (АЦП) находится сразу после малошумящего усилителя (МШУ), тогда коэффициент шума аналогового тракта ЦРПУ равен:

\_\_\_\_\_ ,

где — коэффициент шума входной цепи, — коэффициент шума МШУ.

При этом коэффициент шума входной цепи обратно пропорционален ее коэффициенту передачи:

\_\_\_\_\_.

Пусть коэффициент передачи по мощности входной цепи при затухании, равном 4 дБ (согласно техническим данным), равен:

\_\_\_\_\_.

Тогда \_\_\_\_\_.

Пусть коэффициент шума МШУ равен 0,4 дБ:

\_\_\_\_\_.

Тогда коэффициент шума аналогового тракта равен:

\_\_\_\_\_.

Коэффициент шума всего приемника при согласовании равен:

$$K_{ш} = \frac{E_{\text{ЭФ}}^2}{kT_0 \Delta f_N \xi R_A} - \frac{T_A}{T_0} + 1,$$

Пусть при  $E_{\min} = 25$  мкВ — чувствительности приемника по ТЗ,

$$E_{\text{ЭФ}} = \sqrt{N} E_{\min} = \sqrt{1} \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ В},$$

где  $N=1$ , равное количеству каналов радиовещания,

$\xi = 6$  дБ — отношение сигнал-шум на входе приемника по ТЗ,

— — постоянная Больцмана,

— сопротивление антенны,

— шумовая температура антенны,

— рабочая температура,

= 100 МГц — центральная частота полосы сигналов,

- полоса рабочих частот,

ширина спектра полезного сигнала,

$D_{\text{ВХ}} = 50$  дБ — динамический диапазон входного сигнала.



равно:  $\xi = 10^{\frac{6}{10}} = 3,981$ .

---

Рассчитаем допустимое увеличение общего коэффициента шума за счет цифровой обработки:

$$\beta \geq \frac{K_u}{K_{ug}} = \frac{3280,9}{2,272} = 1444,1.$$

Необходимо, чтобы требования к шумовым свойствам аналогового и цифрового трактов были согласованы, поэтому целесообразно иметь  $\beta = 1, \dots, 2$ .

Таким образом, следует вывод, что для выполнения условия согласования необходимо, чтобы на входе радиоприемного устройства

Далее найдем мощность шума на входе АЦП при условии согласования АЦП с аналоговым трактом по сопротивлению:

### Шаг квантования при учете эффективной разрядности АЦП:

—,  
где  $A = 2,2 \text{ В}$  – это апертюра АЦП,  
а разрядность АЦП составляет  $n=12$  бит.

Тогда шаг квантования равен: — В.

Мощность шумов квантования определим исходя из предположения о равномерном распределении шума квантования:

тогда при  $R_{AIII} = 500 \text{ Ом}$ :

Коэффициент шума АЦП равен:

\_\_\_\_\_

Коэффициент трансформации согласующей цепи:

$$\frac{\text{---}}{\text{---}} = 3,162$$

— — — — —  $B$

[illegible]

\_\_\_\_\_

Проверим отношение сигнал-шум на выходе приемника без учета шумов последующей цифровой обработки:

$$\xi_{\text{вых}} = \frac{E_{\text{min}}^2 \cdot H_{pa}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f_S \cdot K_{ua} \cdot H_{pa} + \frac{h^2}{12 \cdot R_a}},$$

$$\xi_{\text{вых}} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 63,8}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 240 \cdot 10^3 \cdot 2,72 \cdot 63,8 + \frac{699 \cdot 10^{-4}}{12 \cdot 50}} = 240509,5 (53,8 \text{ дБ}).$$

### 7.3. Расчет динамического диапазона уровней квантования (с примером)

Расчет динамического диапазона уровней квантования необходим для оценки корректной работы АЦП, т.к. при большом уровне входного сигнала АЦП, выходящего за его апертуру, возможны искажения выходного сигнала.

Уровень максимального сигнала находится из предположения, что во всех каналах приема находится сигнал:

где  $D_{\text{вх}}$  – динамический диапазон входного сигнала.

Рассмотрим **пример**, когда

Тогда

В.

Рассчитаем число уровней квантования, необходимое для преобразования в АЦП минимального и максимального сигнала:

Анализируя значение  $N_{\text{АЦПmin}}$ , необходимо отметить, что представление ошибок квантования некоторым эквивалентным шумом справедливо, когда число уровней квантования достаточно велико  $N_{\text{АЦПmin}} > 5 \cdot 10$ .

где  $K_\phi = 3$  – коэффициент формы входных сигналов.

Максимальное значение уровней квантования не превышает значение выбранного АЦП ( ), поэтому нет необходимости введения автоматической регулировки усиления.

А если бы \_\_\_\_\_ превышал выбранное значение \_\_\_\_\_, то необходимо было бы произвести расчет глубины регулировки, которая показывает, во сколько раз необходимо понизить коэффициент усиления по мощности (напряжению), чтобы обеспечить размах сигнала на входе АЦП не более его аперттуры по формуле:

## 8. Выбор цифровой части приемника

Для осуществления аналого-цифрового преобразования и последующей обработки принятого в рабочей полосе частот сигнала можно использовать 12-битный АЦП с частотой дискретизации 550 МГц ADS54RF63 (рис. 21).

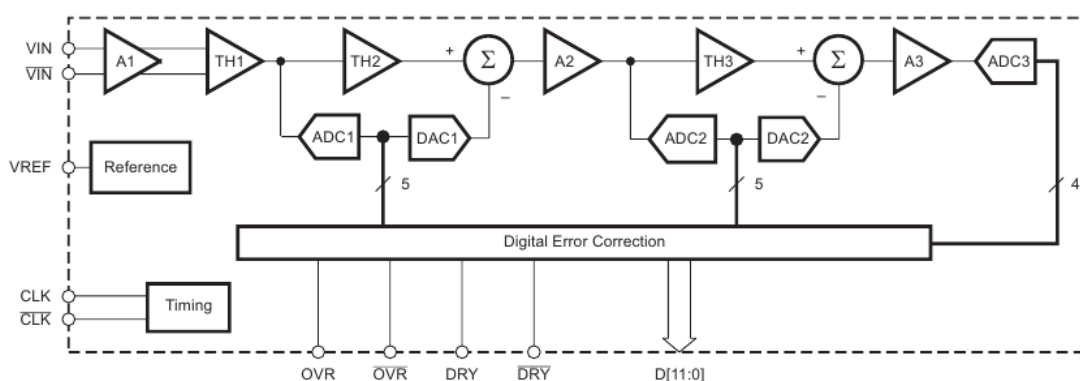


Рис. 21. 12-битный АЦП с частотой дискретизации 550 МГц ADS54RF63

*Отличительные особенности ADS54RF63:*

2-битный АЦП с частотой дискретизации 550 МГц

*Особенности:*

Разрешение 12 бит

Интегрированный аналоговый буфер

Производительность 550 MSPS (млн. преобразований в сек.)

Соотношение сигнал/шум 62.5 dBFS

Свободный от искажений динамический диапазон 70dBc (на частоте 900МГц)

Полоса пропускания 2.3 ГГц

LVDS-совместимые выходы

Задержка прохождения сигнала 3.5 такта

Общая рассеиваемая мощность 2.2 Ватта

80-выводной корпус TQFP PowerPADTM размером 14 x 14 мм

Диапазон рабочих температур -40...+85°C

Функционально и по выводам совместимы с 12-, 13- и 14-битными АЦП ADS5440/ADS5444/ADS5474

### *Ключевые преимущества ADS54RF63:*

Упрощает реализацию архитектур с оцифровкой высокочастотного сигнала ПЧ и с прямым преобразованием радиочастотных сигналов

Упрощает реализацию аналогового входного тракта за счет постоянства входного полного сопротивления в функции входной частоты и исключает сбои в работе схемы выборки-хранения

Возможность нормальной работы в условиях действия повышенных температур и радиации

2. В качестве генератора тактовых импульсов для ADS54RF63 можно использовать прямой цифровой синтезатор (DDS) AD9858 (рис. 22) .

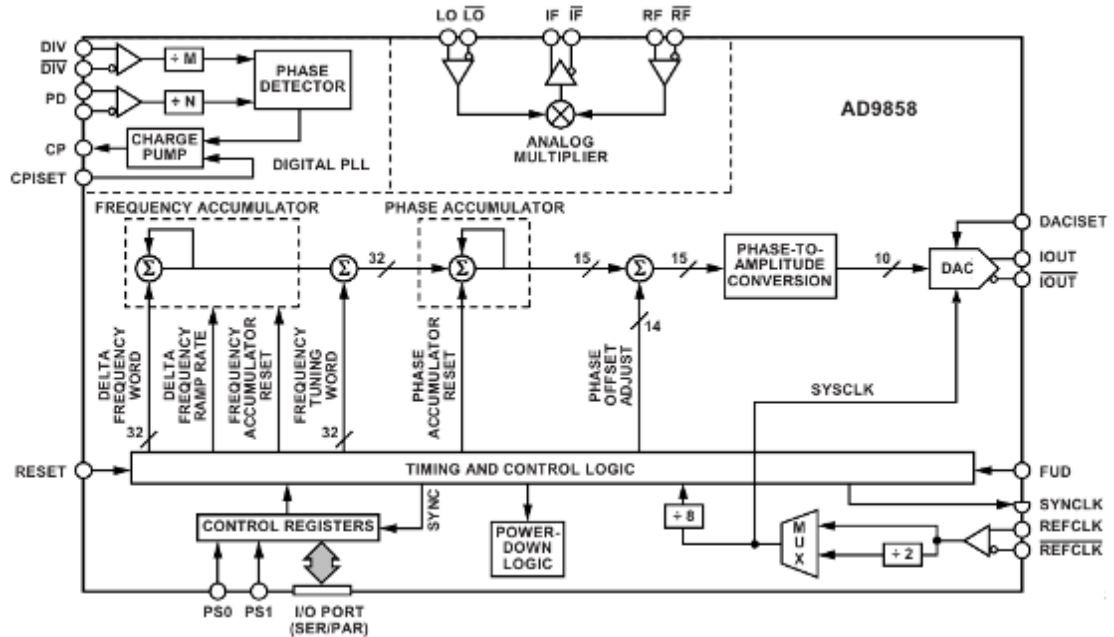


Рис. 22. Структура генератора тактовых импульсов AD9858

### Общее описание:

AD9858 - прямой цифровой синтезатор (DDS) с 10 битным ЦАП, работающий на частоте до 1 GSPS. Построенный по новейшей DDS технологии, AD9858, имеет внутренний быстродействующий ЦАП, что позволяет строить законченные высококачественные синтезаторы частот с цифровым управлением, способные генерировать синусоидальные сигналы с частотой более 400 МГц. AD9858 предназначен для генерации сигналов с прыгающей частотой с высокой точностью настройки (32 разрядная точность настройки). Необходимые расстройки по частоте и команды управления вводятся в прибор по 8 битному параллельному или последовательному интерфейсу. AD9858 содержит встроенный источник накачки и фазовый детектор для построения синтезаторов прыгающих частот с быстрой перестройкой. Встроенный аналоговый смеситель позволяет строить также преобразователи частоты, тюнеры и др. устройства. AD9858 также имеет встроенный делитель частоты на два, что позволяет работать с внешними

сигналами с частотой до 2 ГГц.

AD9858 предназначен для работы в промышленном температурном диапазоне от -40°C до +85°C.

*Отличительные особенности DDS AD9858:*

Частота внутренних тактовых импульсов 1 GSPS.

Максимальная частота внешних тактовых импульсов при использовании внутреннего делителя - 2 ГГц .

Встроенный 10 битный ЦАП.

Фазовый шум <130 dBc/Hz при частоте перестройки на выходе ЦАП на 1 кГц.

32-разрядный программируемый регистр частоты

Упрощенный 8 битный параллельный и последовательный SPI интерфейсы управления

Возможность работы в автоматическом режиме качающейся частоты  
4 частотных режима

Однополярное питание: 3,3 В

Потребляемая мощность <2 Вт

100 выводной EPAD-TQFP корпус

Встроенные программируемый источник накачки со схемой быстрого отключения и фазовый детектор

3. Для осуществления последующей цифровой обработки возможно использование цифрового сигнального процессора ADSP-BF533 (рис. 23).

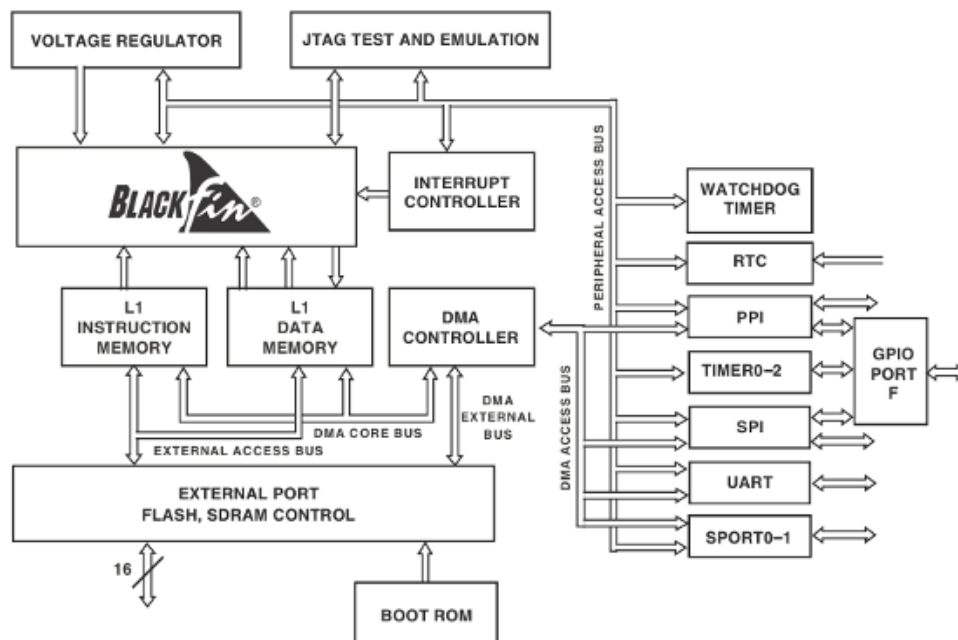


Рис. 23. Структура ADSP-BF533

Для управления работой микросхем приемника возможно использование микроконтроллера ATmega16.

## 9. Варианты для самостоятельного выполнения расчетного задания

После дняя цифра шифра	$f_n$ , МГц	$f_v$ , МГц	$f_{np}$ , кГц	$E_A$ , мкВ	Параметры эквивалента антенны			$\sigma_{3K}$ , дБ	$\sigma_{CK}$ , дБ	Диапазон модули рующих частот, кГц	Интервал рабочих темпера тур, С°
					$R_A$ , Ом	$C_A$ , пФ	$L_A$ , мкГн				
1	88	108	465	5	25	200	-	32	60	0.10-5.00	-10 - +40
2	136	140	465	10	25	200	-	35	50	0.30-3.00	-20 - +50
3	138	143	465	15	25	200	-	40	50	0.25-3.00	-60 - +70
4	143	148.6	465	20	80	125	20	45	60	0.15-5.00	-40 - +50
5	148	152	625	25	80	125	20	48	60	0.20-6.00	-30 - +50
6	152	159	625	20	80	125	20	50	40	0.10-5.00	-50 - +60
7	159	164	625	15	80	125	20	52	60	0.30-3.00	-30 - +40
8	164	169	900	12	50	75	2	54	60	0.10-6.00	-20 - +40
9	406	420	900	10	50	75	2	56	70	0.15-4.00	-10 - +50
10	495	512	900	7	50	75	2	58	50	0.10-5.00	-20 - +50

При выполнении контрольного задания необходимо выбрать вид связи антенны с контуром входной цепи. Найти оптимальное значение коэффициента включения антенны к контуру входной цепи; для случая индуктивной связи, когда  $f_A < f_{\min}$ :

$$K_{\text{опт}} = \left(1 - \frac{f_A^2}{f^2}\right) \sqrt{\frac{d_{KЭ}}{d_{AЭ}}},$$

где  $d_{KЭ}$  - затухание контура входной цепи с учетом шунтирования входным сопротивлением следующего каскада;

$d_{AЭ}$  - эквивалентное затухание антенной цепи.

Следует полностью рассчитать принципиальную схему преселектора и привести ее с перечнем всех элементов.

На основании избирательности по зеркальному каналу  $\sigma_{3K}$  определить эквивалентную добротность контуров преселектора  $Q_Y$  по следующей формуле:

$$Q_Y \leq \frac{4f_{iD}}{f_{\max}} \frac{1}{\sqrt{\sigma_{3K}^2 - 1}},$$

где  $n$  – число контуров преселектора.

Рассчитать и построить резонансные характеристики преселектора для крайних частот диапазона. На графике указать полосу пропускания  $\Delta f_{0,7}$  и определить коэффициент прямоугольности:

$$K_{\text{пр}} = \frac{\Delta f_{0,1}}{\Delta f_{0,7}}.$$

Для электронной перестройки контуров преселектора в заданном диапазоне частот необходимо выбрать тип варикапа, пределы изменения управляющего напряжения по добротности и емкости.

Определить уровень сигнала на выходе преселектора в трех точках рабочего диапазона (в начале, в середине и в конце). Построить зависимость  $K_0 = \varphi(f)$ . Найти коэффициент устойчивого усиления на максимальной частоте рабочего диапазона.

Определить коэффициент шума преселектора.

### Контрольные вопросы

1. Нарисуйте структурную схему супергетеродинного приёмника и приёмника прямого усиления. Каковы достоинства и недостатки супергетеродинного приёмника, чем они обусловлены?
2. Нарисуйте обобщённую эквивалентную схему одноконтурной входной цепи. От чего зависит её полоса пропускания и селективность?
3. Укажите, исходя из каких соображений, выбирается вид резонансного усилителя. Что такое устойчивый коэффициент усиления? Каковы пути его повышения?
4. Перечислите основные типы параметрических устройств. Как можно уменьшить коэффициент шума параметрического усилителя?
5. Перечислите основные показатели преобразователей частоты. Чем следует руководствоваться при выборе промежуточной частоты? Какие преимущества даёт применение двукратного преобразования частоты?
6. В чём отличие детектирования малых и больших сигналов? Объясните причины возможных нелинейных искажений в режиме детектирования сильных сигналов.
7. В чём преимущества и недостатки простой схемы АРУ по сравнению со схемой АРУ с задержкой? Из каких соображений выбирается постоянная времени фильтра АРУ? В чём принципиальное отличие АПЧ и ФАПЧ?
8. Какие задачи решаются по теории оптимальных методов радиоприёма? Объясните, при каких условиях и почему применение частотной модуляции позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с амплитудной модуляцией?
9. Какие существуют виды приёмников сети подвижной радиосвязи на сегодняшний день? Каковы их особенности и принципы построения? В чём их достоинства и недостатки?
10. В чём отличие аддитивной помехи от мультипликативной? Нарисуйте спектры импульсных помех. Какие существуют методы борьбы с импульсными помехами?



## Список использованной литературы

1. Радиопередающие устройства. Под редакцией В.В Шахгильдяна.- М.: Радио и связь, 2003.-560с.
2. Радиопередающие устройства. Под редакцией В.В Шахгильдяна.- М.: Радио и связь, 1996.-560с.
3. Проектирование радиопередающих устройств. Под редакцией В.В Шахгильдяна.- М.: Радио и связь, 2000.-512с.
4. Проектирование радиопередающих устройств. Под ред. В.В. Шахгильдяна.- М.: Радио и связь, 1984.-424с.
5. Радиопередающие устройства. Под редакцией М.В Благовещенского, Г.М. Уткина.- М.: Радио и связь, 1982.-408с.
6. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник. под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 904 с., ил.
7. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник. под общ. ред. Н. Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 744 с., ил.
8. Кучинский Г.С. Расчет приемных радиоприемников: справочник. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 471 с.
9. Шило В.Л. Приемные устройства: справочник. – М.: Радио и связь, 1997. – 342 с.
10. Резисторы: (справочник)\ Ю. Н. Андреев, А. И. Антонян, Д. М. Иванов и др.: под ред. И. И. Четверткова – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 312 с., ил.
11. Буга Н.И., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприёмные устройства /Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986. – 320с.
12. Головин О.В. Радиоприёмные устройства – М.: Высшая школа, 1997. – 384с.
13. Радиоприёмные устройства / Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Высшая школа, 1989. – 342с.
14. Радиоприёмные устройства /Под ред. Н.С. Манова. – М.: Воен. Изд. Минобороны, 1975. – 420с.
15. Радиоприёмные устройства /Под ред. В.И. Сифорова. – М.: Советское радио, 1974. – 560с.
16. Желнерская С.П., Колесов А.Н., Назаренко М.К. Сборник задач по радиоприёмным устройствам. – Томск, 1981. – 64с.
17. Павлов К.М. Радиоприёмные устройства: задачи и упражнения. – М.: Высшая школа, 1996. – 124с.
18. Белкин М.К., Белинский В.Т., Мазер Ю.Л., Терещук Р.М. Справочник по учебному проектированию приёмно-усилительных устройств. – Киев: Выща школа, 1988. – 472с.

## Приложение 1

### Справочные данные некоторых транзисторов

#### 1. Кремниевый эпитаксиально-планарный n-p-n транзистор КТ 931А :

- граничная частота  $f_T = 250 \text{ МГц}$ ,
- максимально допустимый ток базы  $I_{B \text{ MAX}} = 5 \text{ А}$ ;
- максимально допустимый ток коллектора  $I_{K \text{ MAX}} = 15 \text{ А}$ ;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{КЭ \text{ MAX ДОП}} = 60 \text{ В}$ ;
- емкость коллекторного перехода  $C_K = 240 \text{ пФ}$ ,
- постоянно рассеиваемая мощность  $P_{K \text{ СПР}} = 150 \text{ Вт}$ ;
- индуктивность эмиттерного вывода  $L_Э = 0.29 \text{ нГн}$ ,
- статический коэффициент передачи по току  $\beta_O = 5 \dots 100$  ;
- температура перехода  $t_{II} = 160 \text{ }^\circ\text{C}$  .

#### 2. Кремниевый эпитаксиально-планарный n-p-n транзистор КТ 922Б :

- граничная частота  $f_T = 300 \text{ МГц}$ ,
- максимально допустимый ток базы  $I_{B \text{ MAX}} = 0.6 \text{ А}$ ;
- максимально допустимый ток коллектора  $I_{K \text{ MAX}} = 1.5 \text{ А}$ ;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{КЭ \text{ MAX ДОП}} = 65 \text{ В}$ ;
- емкость коллекторного перехода  $C_K = 35 \text{ пФ}$ ,
- постоянно рассеиваемая мощность  $P_{K \text{ СПР}} = 20 \text{ Вт}$ ;
- индуктивность эмиттерного вывода  $L_Э = 1.1 \text{ нГн}$ ,
- статический коэффициент передачи по току  $\beta_O = 10 \dots 150$  ;
- температура перехода  $t_{II} = 160 \text{ }^\circ\text{C}$ .

#### 3. Кремниевый эпитаксиально-планарный n-p-n транзистор КТ 922А :

- граничная частота  $f_T = 300 \text{ МГц}$ ,
- максимально допустимый ток базы  $I_{B \text{ MAX}} = 0.4 \text{ А}$ ;
- максимально допустимый ток коллектора  $I_{K \text{ MAX}} = 0.8 \text{ А}$ ;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{КЭ \text{ MAX ДОП}} = 65 \text{ В}$ ;
- емкость коллекторного перехода  $C_K = 15 \text{ пФ}$ ,
- постоянно рассеиваемая мощность  $P_{K \text{ СПР}} = 8 \text{ Вт}$ ;
- индуктивность эмиттерного вывода  $L_Э = 1.7 \text{ нГн}$ ,
- статический коэффициент передачи по току  $\beta_O = 10 \dots 150$  ;
- температура перехода  $t_{II} = 160 \text{ }^\circ\text{C}$ .

## Приложение 2

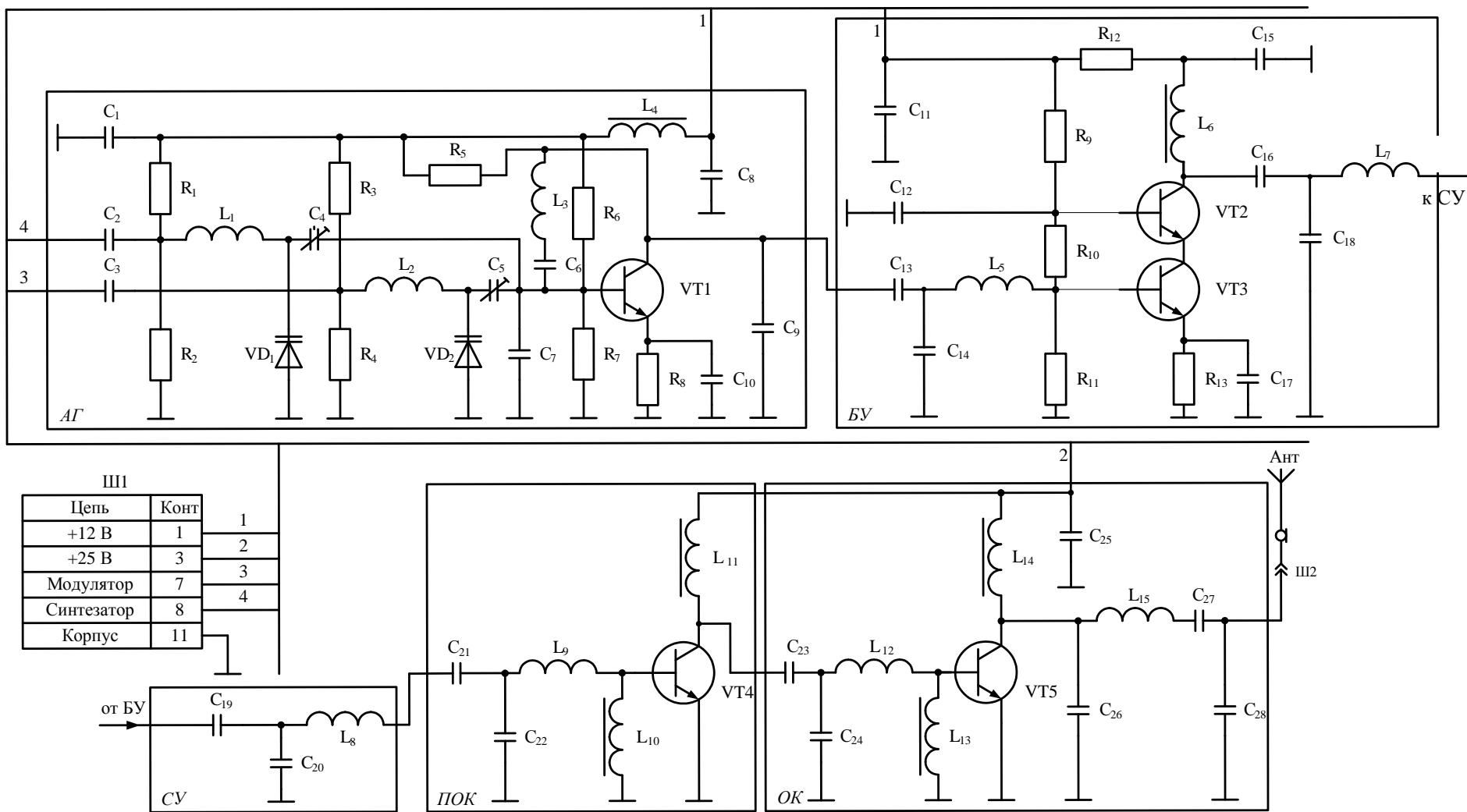


Рис.24. Принципиальная схема передающей части

## Приложение 3

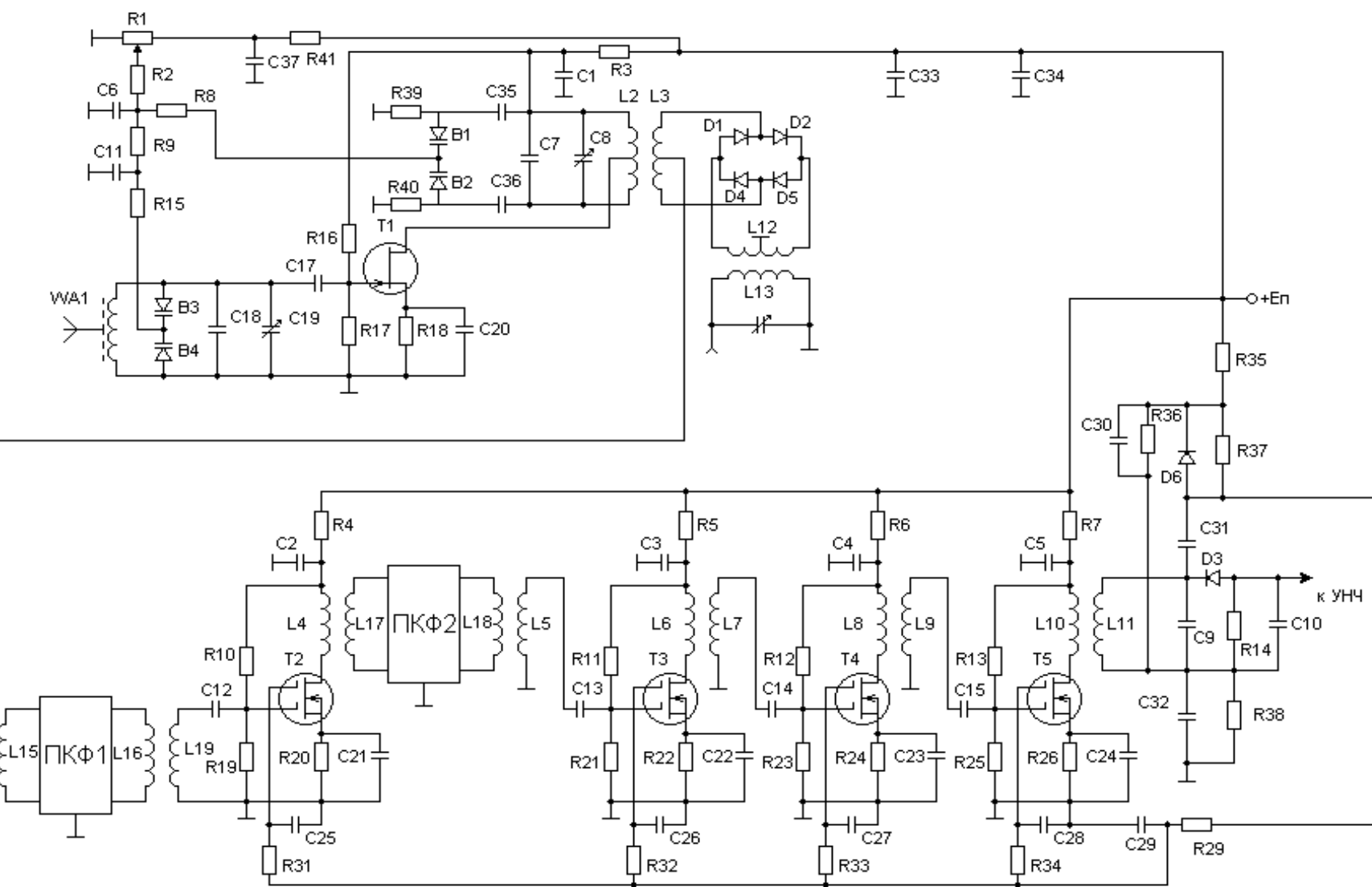


Рис. 25. Принципиальная схема приемной части радиотракта

## Приложение 4

Позиционное обозначение	Наименование	Кол	Примечание
	Варикапы		
VD1	2В110Ж- ЖКЗ.362.200 ТУ		
	Конденсаторы		
C1,	К-М4-М75-30В-1,9нФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C2	К10-2-30В-62пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C3	К10-2-30В-62пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C4	К-М4-М47-30В-62пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C5	К-М4-М75--30В-44пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C6	К10-2-30В-196пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C7	К-М4-М75-30В-247пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C37	К10-2-30В-1,9нФ ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C38	К-М6-М75-30В-5,6мкФ ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C39	К10-2-30В-8,2пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C40	К10-М90-Н90-30В-5,6нФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C41	К10-2-30В-10мкФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C42	К-М4-М75-30В-25пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C43	К10-17-30В-274пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C44	К10-2-30В-6мкФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C45	КМ6-М47-30В-0,83пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C46	К10-2-30В-36пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
C47	К10-2-30В-120пФ±20%-ОЖО.462.023ТУ	1	
	Резисторы		
R1,	120Ом±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R2,	33Ом±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R15,	1,5кОм±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R16,	390Ом±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R17,	2,2кОм±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R18	1кОм±5%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R19	220Ом±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R20	36кОм±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R21	2,2кОм±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
R22	2,5кОм±10%-МЛТ ОЖО.467.173ТУ	1	
	Транзисторы		
VT1	КТ603Б ЖКЗ.362.200 ТУ	1	
VT5	КТ371АМ ЖКЗ.362.200 ТУ	1	
VT6	КТ312Б ЖКЗ.362.200 ТУ	1	
	Разъем XS и XW		
Изм	Лист		Дата
Разраб.			
Проверил			
Модуль возбудителя			
Литер	Лист	Листов	
	1		

## Приложение 5

Ряды номинальных значений сопротивлений, емкостей и индуктивностей  
с допуском  $\pm 5\%$  и более

E3	E6	E12	E24	E3	E6	E12	E24	E3	E6	E12	E24
1	1	1	1	2,2	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7	4,7
			1,1				2,4				5,1
		1,2	1,2			2,7	2,7			5,6	5,6
			1,3				3				6,2
	1,5	1,5	1,5		3,3	3,3	3,3		6,8	6,8	6,8
			1,6				3,6				7,5
		1,8	1,8			3,9	3,9			8,2	8,2
			2				4,3				9,1

Номиналы соответствуют числам, приведенным в таблице и числам, полученным умножением на  $10^n$ , где  $n$  - целое положительное или отрицательное число.

Ряд E3 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 50\%$

Ряд E6 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 20\%$

Ряд E12 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 10\%$

Ряд E24 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 5\%$

Ряды номинальных значений сопротивлений, емкостей и индуктивностей  
с допуском менее  $\pm 5\%$

E48	E96	E192	E48	E96	E192	E48	E96	E192	E48	E96	E192
100	100	100	147	147	147	215	215	215	316	316	316
		101			149			218			320
	102	102		150	150		221	221		324	324
		104			152			223			328
105	105	105	154	154	154	226	226	226	332	332	332
		106			156			229			336
	107	107		158	158		232	232		340	340
		109			160			234			344
110	110	110	162	162	162	237	237	237	348	348	348
		111			164			240			352
	113	113		165	165		243	243		357	357
		114			167			246			361
115	115	115	169	169	169	249	249	249	365	365	365
		117			172			252			370
	118	118		174	174		255	255		374	374
		120			176			258			379
121	121	121	178	178	178	261	261	261	383	383	383
		123			180			264			388
	124	124		182	182		267	267		392	392



		126			184			271			397
127	127	127	187	187	187	274	274	274	402	402	402
		129			189			277			407
	130	130		191	191		280	280		412	412
		132			193			284			417
133	133	133	196	196	196	287	287	287	422	422	422
		135			198			291			427
	137	137		200	200		294	294		432	432
		138			203			298			437
140	140	140	205	205	205	301	301	301	442	442	442
		142			208			305			448
	143	143		210	210		309	309		453	453
		145			213			312			459
464	464	464			556		665	665			796
		470	562	562	562			673		806	806
	475	475			569	681	681	681			816
		481		576	576			690	825	825	825
487	487	487			583		698	698			835
		493	590	590	590			706		845	845
	499	499			597	715	715	715			856
		505		604	604			723	866	866	866
511	511	511			612		732	732			876
		517	619	619	619			741		887	887
	523	523			626	750	750	750			898
		530		634	634			759	909	909	909
536	536	536			642		768	768			920
		542	649	649	649			777		931	931
	549	549			657	787	787	787			942
									953	953	953
											965
										976	976
											988

Номиналы соответствуют числам, приведенным в таблице и числам, полученным умножением на  $10^n$ , где  $n$  - целое положительное или отрицательное число.

Ряд E48 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 2\%$

Ряд E96 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 1\%$

Ряд E192 соответствует отклонению от номинального значения  $\pm 0,5\%$

## Приложение 6

### Примеры выбора микрофона и УНЧ

Микрофон выбираем исходя из заданного диапазона модулирующих частот  $F=200..10000$  Гц. По графикам стандартного коэффициента  $N_{CT}$  [Б] в зависимости от чувствительности микрофона  $E \left[ \frac{мВ}{Па} \right]$ , при рекомендованном значении сопротивления нагрузки  $R_H$  определяем  $N_{CT}$  [Б]. Далее определяем напряжение на выходе микрофона  $U_{BM}$ , которое можно получить в стандартном режиме, т.е. выходная мощность микрофона  $P_{BM} = 1$  мВт; при звуковом давлении  $p = 1$  Па;

$$U_{BM} = 10^{\frac{N_{CT}}{20}} \sqrt{R_{НОМ} \cdot P_O}.$$

В формулу подставляем со своим знаком, т.е. отрицательное значение, в оптимальном режиме для МД-66 (электродинамический)  $R_{НОМ} = 250$  Ом, рекомендуется выбирать номинальное сопротивление нагрузки в несколько раз больше, чем выходное сопротивление микрофон  $R_H = 10 \cdot R_{НОМ} = 5 \cdot 250 \text{ Ом} = 1.5 \text{ кОм}$  мощность  $P_{BM} = 1$  мВт. Тогда напряжение на выходе микрофона составит:

$$U_{BM} = 10^{\frac{N_{CT}}{20}} \sqrt{R_{НОМ} \cdot P_O} = 10^{\frac{-50}{20}} \sqrt{1.5 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ мВт}} = 0.122 \text{ В};$$

Из расчета ВЧ тракта известна требуемая амплитуда модулирующего сигнала:  $U_{\Omega} = 1.6$  В. Таким образом необходимый коэффициент усиления по напряжению низкочастотного тракта составляет  $K_y = 20 \lg \left( \frac{1.6 \text{ В}}{0.122 \text{ В}} \right) = 51 \text{ дБ}$ . Это усиление осуществляется на микросхеме: микрофонном усилителе К174УНЗ  $K_y = 62 \text{ дБ}$ .

Схема включения усилителя представлена на рис. 26.

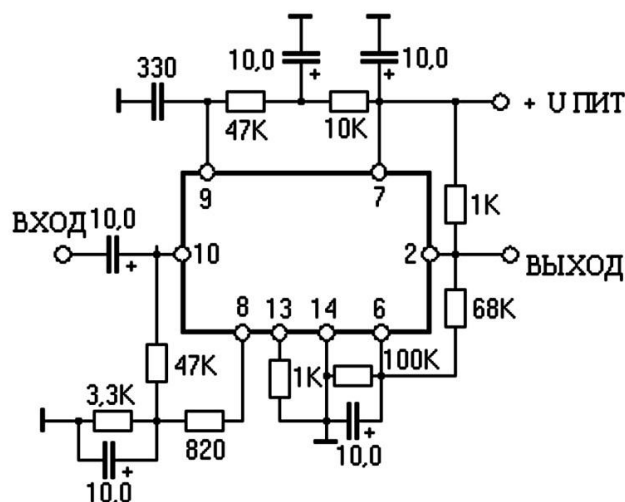


Рис. 26. Схема включения усилителя К174УНЗ.

**Павлова Галина Геннадьевна**

**РАДИОТРАКТЫ КОМПЛЕКСОВ РАДИОСВЯЗИ  
И ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ**

**Практикум по дисциплине**

Редактор  
Компьютерная верстка

План 2015 г., п. 174

Подписано к печати  
Объем 4 усл.-печ. л. Тираж 120 экз. Заказ №

Редакционно-издательский центр СПбГУТ  
191186 СПб., наб. р. Мойки, 61  
Отпечатано в СПбГУТ