

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра средств радиосвязи (СРС)

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебно-методическое пособие по лабораторным занятиям
и самостоятельной работе
для студентов радиотехнических специальностей

Разработчики:

заведующий кафедрой СРС,

д.т.н., профессор

_____ С.В. Мелихов;

доцент кафедры СРС,

к.т.н., доцент

_____ В.П. Пушкарев;

ст. преподаватель кафедры СРС

_____ С.П. Желнерская

Настоящее учебно-методическое пособие предназначено для оказания методической помощи студентам радиотехнических специальностей при самоподготовке, расчетах, экспериментальных исследованиях узлов и блоков супергетеродина в рамках восьми работ лабораторного практикума по дисциплине «Радиоприемные устройства». Материал теоретических разделов пособия может быть использован для подготовки к контрольным работам, зачету, экзамену, а также при курсовом проектировании.

СОДЕРЖАНИЕ

1 Исследование входной цепи с электронной перестройкой при различных связях с ненастроенной антенной.....	3
2 Исследование селективного усилителя радиочастоты с электронной перестройкой.....	10
3 Преобразователь частоты и каналы приёма супергетеродинного приёмника ..	18
4 Исследование амплитудного детектора на полупроводниковом диоде.....	26
5 Исследование автоматической регулировки усиления приемника амплитудно-модулированных сигналов	35
6 Исследование детекторов частотно-модулированных сигналов на полупроводниковых диодах	43
7 Исследование электронной системы автоматической подстройки частоты гетеродина.....	53
8 Исследование импульсного и пикового детекторов радиолокационного приемника.....	59
Список литературы	66
Приложение 1 Гибридные микросхемы K224УС1, K224УС2, K224ЖА2, K237ЖА5 (K2ЖА375), K237УР5 (K2УС375)	67
Приложение 2 Блок формирования радиоимпульсов с переменной частотой следования.....	72

1 ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНОЙ ЦЕПИ С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СВЯЗЯХ С НЕНАСТРОЕННОЙ АНТЕННОЙ

1.1 Цель работы

Исследование резонансного коэффициента передачи, затухания и коэффициента перекрытия диапазонной входной цепи (ВЦ) при

- 1) емкостной,
- 2) индуктивной (трансформаторной),
- 3) комбинированной

связях с внешней ненастроенной антенной.

1.2 Описание макета преселектора

Принципиальная схема преселектора, состоящего из одноконтурной ВЦ и апериодического усилителя радиочастоты (УРЧ), изображена на рисунке 1.1.

Встречно включенные варикапы $V2$ и $V3$ с катушкой индуктивности $L3$ образуют контур ВЦ. Эквивалентная ёмкость варикапов меняется в пределах $50-500\text{ пФ}$ при изменении на них напряжения смещения потенциометром $R6$ (находится на блоке питания макета). Антенная цепь (АЦ) может соединяться с ВЦ при помощи конденсаторов связи $C4$, $C5$ и катушек индуктивности связи $L1$, $L2$. Замыкание неиспользуемых катушек необходимо во избежание возможных нежелательных резонансов.

ВЦ исследуется с подключенным к ней апериодическим УРЧ, собранном на микросхеме $A1$ K224УС2 (см. приложение 1). Связь УРЧ с контуром ВЦ выполнена частичной с коэффициентом включения $m=0,1$. Коэффициент усиления УРЧ при максимальном напряжении смещения, снимаемом с потенциометра $R8$, равен десяти.

Роль реальной антенны выполняет её эквивалент, состоящий из последовательно соединенных резистора $R4$ и конденсатора $C3$.

Переключения в макете выполняются с помощью электромагнитных реле, управляемых кнопками. Кнопки выведены на лицевую панель макета. Индикация выбранной коммутации осуществляется светодиодами.

Для проведения экспериментальных исследований необходимы генератор стандартных сигналов (ГСС) с диапазоном частот $0,5-1,5\text{ МГц}$ и измеритель переменного напряжения (вольтметр).

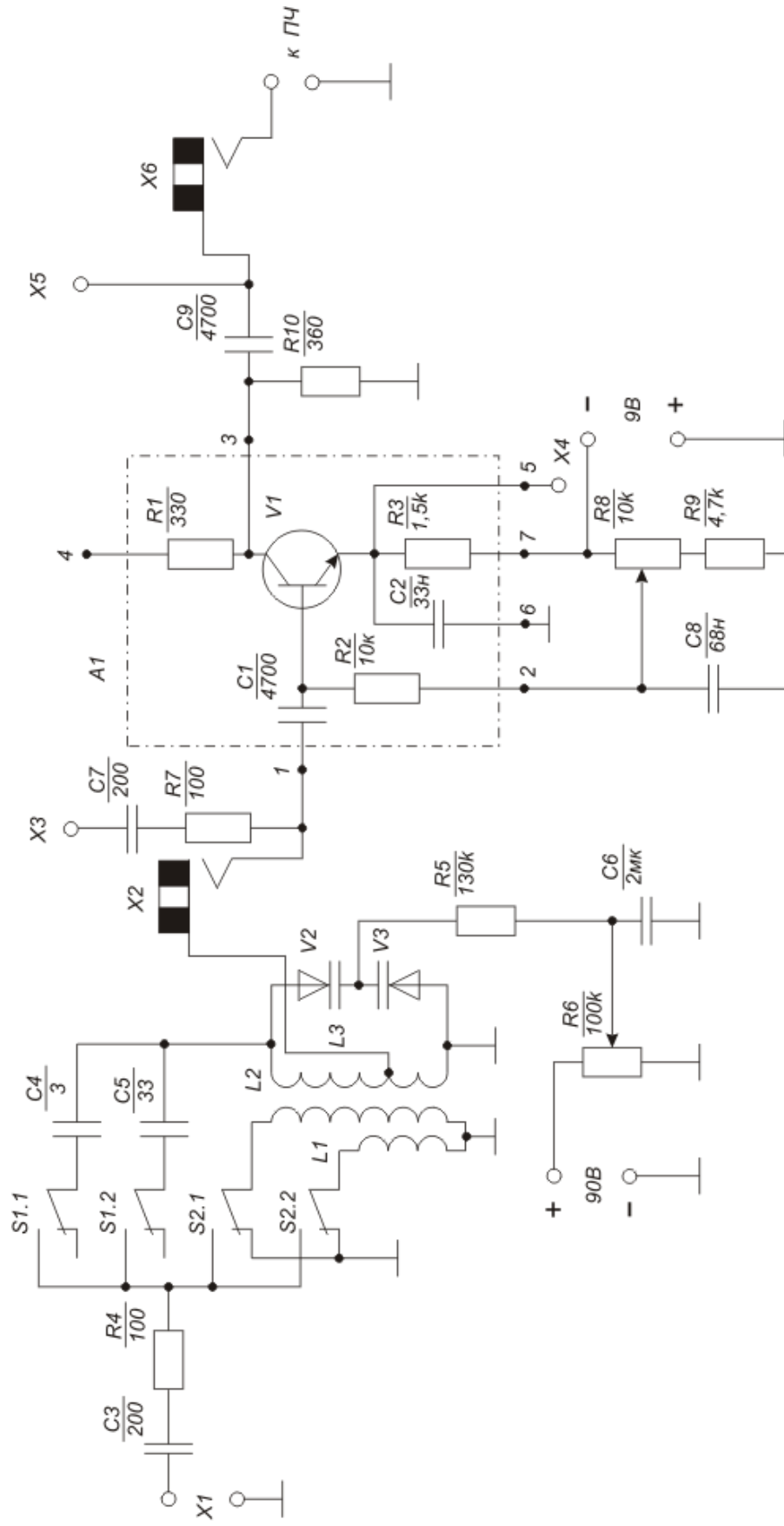


Рисунок 1.1 – Принципиальная схема входной цепи с аperiodическим УРЧ. А1 – микросхема К224УС2

1.3 Краткие сведения из теории

1.3.1 Резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}(f_0)}{E_A} = Y_1(f_0), \quad (1.1)$$

где $U_{\text{вых}}(f_0)$ - напряжение сигнала резонансной частоты на выходных зажимах ВЦ;

E_A - э.д.с. сигнала в антенне или выходное напряжение генератора стандартных сигналов (ГСС), подаваемое на ВЦ через эквивалент антенны.

Для ВЦ с емкостной связью

$$K_0 = (2\pi f_0)^2 m C_{\text{АЦ}} L Q_3, \quad (1.2)$$

где $C_{\text{АЦ}} = \frac{C_A C_{\text{св}}}{C_A + C_{\text{св}}}$ - полная емкость АЦ;

C_A - емкость антенны;

$C_{\text{св}}$ - емкость конденсатора связи;

L - индуктивность контура ВЦ;

Q_3 - эквивалентная добротность контура ВЦ.

Для ВЦ с индуктивной (трансформаторной) связью

$$K_0 = \frac{m k_{\text{св}} Q_3}{\left[\left(\frac{f_{\text{АЦ}}}{f_0} \right)^2 - 1 \right]} \sqrt{\frac{L}{L_{\text{св}}}}, \quad (1.3)$$

где $k_{\text{св}}$ - коэффициент связи между катушками АЦ и ВЦ;

$f_{\text{АЦ}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{св}} C_A}}$ - резонансная частота АЦ;

$L_{\text{св}}$ - индуктивность катушки связи.

При $f_{\text{АЦ}} > f_0$ имеет место режим укорочения АЦ, при $f_{\text{АЦ}} < f_0$ - режим удлинения.

Для ВЦ с комбинированной связью обычно используется индуктивная связь в режиме слабого удлинения. При этом достигается хорошая равномерность K_0 в диапазоне частот и большая величина K_0 , которую в первом приближении можно принять равной сумме значений, вычисленных отдельно для каждого вида связи.

1.3.2 Полоса пропускания ВЦ

$$\Pi = \frac{f_0}{Q_3} \quad (1.4)$$

не должна быть уже ширины спектра самого широкого принимаемого сигнала. Величина Q_3 определяется собственными и вносимыми в контур потерями.

1.3.3 Диапазон рабочих частот считается выполненным, если ВЦ может быть настроена на любую частоту этого диапазона, обеспечивая заданный коэффициент перекрытия

$$K_{\Pi} = \frac{f_{0max}}{f_{0min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}}, \quad (1.5)$$

где C_{max} и C_{min} – пределы изменения эквивалентной емкости контура ВЦ.

1.3.4 Влияние АЦ на ВЦ проявляется в изменении реактивности ВЦ, приводящем к её расстройке и к изменению K_{Π} , а также в увеличении сопротивления потерь контура ВЦ, что приводит к уменьшению Q_3 и K_0 , расширению полосы пропускания и ухудшению избирательности.

В частности, для ВЦ с емкостной связью вносимое в контур ВЦ затухание

$$\Delta d = \frac{(2\pi f_0)^3 C_{АЦ}^2 L r_A}{1 + (\omega_0 C_{АЦ} r_A)^2}, \quad (1.6)$$

где r_A – сопротивление антенны.

При этом полоса пропускания расширяется на величину

$$K_{nep} = \frac{\Delta I_{mc}(\Omega_n)}{I_{mc}} = \frac{1}{2} \frac{Y_{21}''}{Y_{21}} U_{mn}^2 m_n, \quad (1.7)$$

а уход резонансной частоты составляет

$$\Delta f \approx 0,5 f_0 \frac{C_{АЦ}}{C}. \quad (1.8)$$

Диапазон перекрываемых частот смещается в сторону меньших частот, коэффициент перекрытия уменьшается до величины

$$K_{\Pi} \approx \sqrt{\frac{C_{max} + C_{АЦ}}{C_{min} + C_{АЦ}}}. \quad (1.9)$$

В схеме с индуктивной связью из АЦ во ВЦ вносится индуктивность, подключаемая параллельно контуру ВЦ. При этом в режиме удлинения АЦ диапазон перекрываемых частот смещается в сторону больших частот с сохранением прежнего значения K_{Π} .

В схеме с комбинированной связью расстройки от каждого вида связи на одной из частот заданного диапазона можно взаимно скомпенсировать.

1.4 Расчетное задание

1.4.1 Используя формулы (1.2) и (1.6), рассчитать для средней частоты поддиапазона отношение коэффициентов передачи ВЦ $\frac{K_0(C5)}{K_0(C4)}$, где $C4$ и $C5$ – емкости конденсаторов связи ВЦ с АЦ (см. рис. 1.1).

Добротность контура ВЦ без учета шунтирования её АЦ равна $Q_s = 30$, а индуктивность контура $L = 170 \text{ мкГн}$.

1.4.2 Используя формулы (1.6) и (1.7) и данные пункта 1.4.1, рассчитать отношение полос пропускания ВЦ $\frac{\Pi(C5)}{\Pi(C4)}$.

1.4.3 Используя формулу (1.9), рассчитать $K_{II}(C5)$ и $K_{II}(C4)$.

1.5 Экспериментальное задание

1.5.1 Для ВЦ с емкостной связью с антенной в диапазоне частот $0,5\text{--}1,5 \text{ МГц}$ снять зависимости $K_0 = Y_1(f_0)$ при двух величинах емкости конденсатора связи.

1.5.2 Определить характер зависимости резонансного коэффициента передачи от емкости конденсатора связи $K_0(C_{св})$ на средней частоте диапазона.

1.5.3 Определить характер зависимости полосы пропускания ВЦ от емкости связи $\Pi(C_{св})$ на средней частоте диапазона.

1.5.4 Найти коэффициенты перекрытия K_{II1} и K_{II2} ВЦ при различных значениях емкости конденсатора связи.

1.5.5 Для ВЦ с укороченной антенной снять зависимость $K_0 = Y_1(f_0)$.

Определить частоту резонанса антенной цепи.

Определить коэффициент перекрытия.

1.5.6 Для ВЦ с удлиненной антенной снять зависимость $K_0 = Y_1(f_0)$.

Определить частоту резонанса антенной цепи.

Определить коэффициент перекрытия.

1.5.7 Для ВЦ с комбинированной связью с удлиненной антенной снять зависимость $K_0 = Y_1(f_0)$.

Определить полосу пропускания ВЦ в начале, середине и конце диапазона.

Зависимости $K_0 = Y_1(f_0)$, определенные по пунктам 1.5.1, 1.5.5, 1.5.6, 1.5.7, в целях сравнения построить на одном графике.

1.6 Указания по проведению экспериментального исследования

1.6.1 Напряжение E_A с ГСС подавать на гнездо $X1$ (см. рис. 1.1). Выходное напряжение измерять вольтметром с гнезда $X5$.

1.6.2 Напряжение с ГСС поддерживать постоянным в пределах $E_A = 20 - 30 \text{ мВ}$. При $E_A > 30 \text{ мВ}$ возможно искажение формы резонансной кривой контура ВЦ и ограничение сигнала в УРЧ.

1.6.3 Полосу пропускания ВЦ определять по уровню $(1/\sqrt{2})$ после предварительной градуировки точного лимба частоты ГСС.

1.6.4 При определении частоты резонанса АЦ напряжение измерять вольтметром на выходе УРЧ.

1.7 Контрольные вопросы

- 1) Каково назначение входной цепи радиоприемников?
- 2) Какими основными качественными показателями характеризуются входные цепи?
- 3) С какой целью выбираются слабые связи входной цепи с антенной и входом следующего каскада?
- 4) Какова эквивалентная схема приемной антенны?
- 5) Что такое резонансная частота антенной цепи?
- 6) Почему в диапазоне умеренно высоких частот применяются ненастроенные антенны?
- 7) Каковы основные требования к входным цепям радиоприёмников умеренно высоких частот?
- 8) Каковы особенности работы входных цепей с ненастроенной антенной?
- 9) Какими бывают разновидности входных цепей радиоприемников умеренно высоких частот?
- 10) Каковы основные свойства входной цепи с емкостной связью с антенной?
- 11) Каковы основные свойства входной цепи с индуктивной (трансформаторной) связью с антенной?
- 12) Для чего применяют индуктивно-емкостную связь входной цепи с антенной?
- 13) Каковы пути улучшения избирательности входных цепей?
- 14) В каких случаях и с какой целью антенную цепь можно настраивать на частоту, находящуюся внутри диапазона частот входной цепи?

15) Какие условия определяют выбор величины связи между входной цепью и антенной?

16) Как получить режим удлинения антенны, если предварительно был реализован режим укорочения?

17) Как зависит коэффициент передачи входной цепи от величины емкости связи?

18) Как зависит полоса пропускания входной цепи от величины емкости связи?

19) Как влияет на диапазон перекрываемых частот входной цепи подключение антенны с емкостной связью? С индуктивной связью?

1.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [1, с. 77-113], [2, с. 35-62], [3, с. 33-50, 52-57], [4, с. 32-38], [5, с. 36-43, 48-53], [6, с. 32-37, 52-56], [7, с. 68-77, 78-82], [8, с. 8-14, 49-51, 58-76].

2 ИССЛЕДОВАНИЕ СЕЛЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ

2.1 Цель работы

Исследование зависимости резонансного коэффициента передачи $K_0 = Y_1(f_0)$ и эквивалентного затухания контура $d_э = Y_2(f_0)$ селективного усилителя радиочастоты (УРЧ) от частоты настройки в режимах слабой и сильной связи колебательного контура с нагрузкой.

Исследование перекрестной модуляции и блокирования полезного сигнала помехой при различных режимах работы транзистора УРЧ по постоянному току.

2.2 Описание макета УРЧ

Принципиальная схема однокаскадного селективного УРЧ, содержащего микросхему $A1$ K224УС2 (см. приложение 1) и резонансный контур $L4$, $V4$, $V5$, изображена на рисунке 2.1. Режим работы транзистора микросхемы по постоянному току можно изменять в некоторых пределах потенциометром $R8$ и контролировать вольтметром с гнезда $X4$. Частота настройки резонансного контура УРЧ меняется в диапазоне $0,5-1,5$ МГц регулировкой обратного напряжения смещения, подаваемого на варикапы $V4$ и $V5$, потенциометром $R12$ (находится на блоке питания макета). С помощью переключателей $S3$ и $S4$ возможно получение аperiodического режима работы УРЧ (нагрузкой УРЧ в этом случае является резистор $R10$), а также режимов слабой и сильной связи колебательного контура с нагрузкой $R10$, имитирующей входное сопротивление следующего каскада. Для подключения генераторов сигналов ко входу УРЧ предусмотрены гнезда $X2$ и $X3$. Последовательно соединенные $R7$ и $C7$ служат для развязки двух генераторов сигналов, одновременно подключенных ко входу УРЧ. Контур входной цепи автоматически отсоединяется от УРЧ при подключении ГСС через гнездо $X2$ ко входу УРЧ. Вход преобразователя частоты отключается от УРЧ путём специальной заглушки, вставляемой в гнездо $X6$. Выходное напряжение УРЧ можно контролировать вольтметром или осциллографом с клеммы $X5$.

Для проведения экспериментальных исследований необходимы ГСС с диапазоном частот $0,5-50$ МГц, генератор звуковых частот, вольтметр переменного и постоянного напряжения, осциллограф.

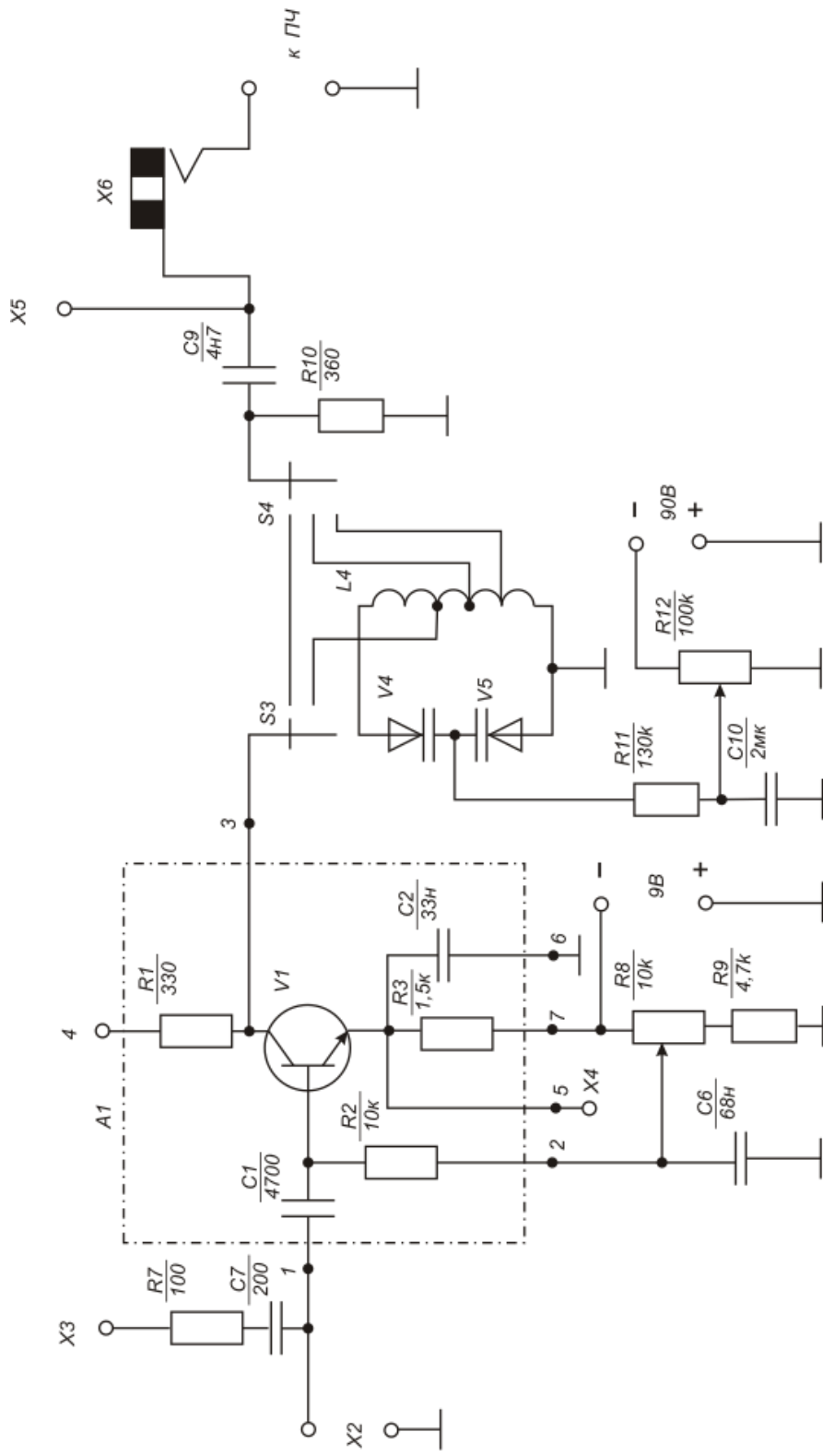


Рисунок 2.1 – Принципиальная схема УРЧ. А1 – микросхема К224УС2

2.3 Краткие сведения из теории УРЧ

2.3.1 Обобщенная эквивалентная схема УРЧ с одним резонансным контуром без участия влияния внутренней обратной связи через усилительный прибор (УП) изображена на рисунке 2.2, где

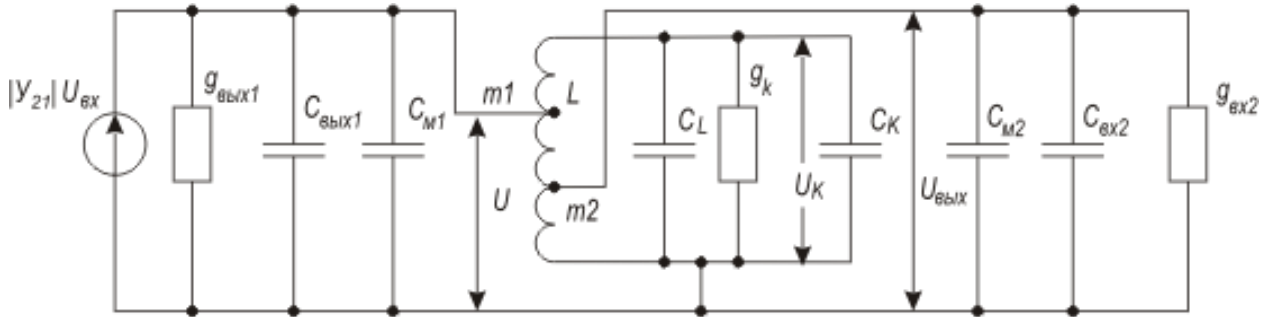


Рисунок 2.2 – Обобщенная эквивалентная схема УРЧ

$m_1 = \frac{U}{U_k}$ и $m_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_k}$ – коэффициенты включения в контур УП и входа

следующего каскада;

C_{M1} и C_{M1} – емкости монтажа на выходе УП и на входе следующего каскада;

$C_{\text{вых1}} \approx C_{22}$ и $C_{\text{вх2}} \approx C_{11}$ – выходная емкость УП и входная ёмкость следующего каскада;

C_K и C_L – ёмкость конденсатора контура и собственная ёмкость катушки L ;

$g_{\text{вых1}} \approx g_{22}$ и $g_{\text{вх2}} \approx g_{11}$ – выходная проводимость УП и входная проводимость следующего каскада;

g_K – резонансная проводимость контура;

$|Y_{21}|$ – модуль крутизны УП;

$U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе УП.

2.3.2 Модуль коэффициента передачи каскада УРЧ

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{g_{\text{э}} \cdot \sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (2.1)$$

где

$$g_{\text{э}} = m_1^2 g_{\text{вых1}} + g_K + m_2^2 g_{\text{вх2}} \quad (2.2)$$

– эквивалентная резонансная проводимость контура;

$$\xi = \frac{1}{d_{\text{э}}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (2.3)$$

– обобщенная расстройка;

$$d_{\text{э}} = d_{\text{к}} \left(1 + m_1^2 \frac{g_{\text{вх}1}}{g_{\text{к}}} + m_2^2 \frac{g_{\text{вх}2}}{g_{\text{к}}} \right) - \quad (2.4)$$

– эквивалентное затухание контура УРЧ;

$d_{\text{к}}$ – конструктивное (собственное) затухание контура УРЧ.

В области небольших расстройк (когда $\frac{\Delta f}{f_0} = \left(\frac{|f_0 - f|}{f_0} \right) \leq 0,1$)

$$\xi = \frac{2\Delta f}{d_{\text{э}} f_0}. \quad (2.5)$$

2.3.3 Модуль резонансного ($\Delta f = 0$) коэффициента передачи УРЧ при перестройке контура изменением емкости

$$K_0 = \frac{U_{\text{вх}}(f_0)}{U_{\text{вх}}(f_0)} = \frac{m_1 m_2 |Y_{21}|}{g_{\text{э}}} = m_1 m_2 |Y_{21}| \frac{2\pi f_0 L}{d_{\text{э}}}. \quad (2.6)$$

2.3.4 Уравнение амплитудно-частотной характеристики каскада УРЧ

$$\gamma = \frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (2.7)$$

2.3.5 Оптимальный коэффициент включения $m_{2\text{онм}}$ (при фиксированном m_1), обеспечивающий режим согласования нагрузки $g_{\text{вх}2}$ с контуром УРЧ

$$m_{2\text{онм}} = \sqrt{\frac{g_{\text{к}} + m_1^2 g_{\text{вх}1}}{g_{\text{вх}2}}}. \quad (2.8)$$

2.3.6 Коэффициент перекрестной модуляции при немодулированном полезном сигнале

$$K_{\text{пер}} = \frac{\Delta I_{\text{мс}}(\Omega_n)}{I_{\text{мс}}} = \frac{1}{2} \frac{Y_{21}''}{Y_{21}} U_{\text{мм}}^2 m_n, \quad (2.9)$$

где $\Delta I_{\text{мс}}(\Omega_n)$ – амплитуда изменений первой гармоники выходного тока сигнала УРЧ за счёт сильной отстроенной помехи, модулированной с частотой Ω_n ;

$I_{\text{мс}}$ – амплитуда первой гармоники выходного тока УРЧ в отсутствии помехи;

Y_{21}'' – вторая производная крутизны УП;

$U_{\text{мм}}$ – амплитуда напряжения помехи;

m_n – индекс модуляции помехи.

2.3.7 Коэффициент блокирования сигнала помехой

$$K_{\text{бл}} = \frac{\Delta I_{mc}}{I_{mc}} = \frac{1}{4} \frac{Y_{21}''}{Y_{21}} U_{mn}^2 \quad (2.10)$$

где ΔI_{mc} – изменение амплитуды сигнала при действии на УП помехи.

Уровень сигнала на выходе УРЧ при действии сильной помехи уменьшается, если $Y_{21}'' < 0$ и увеличивается, если $Y_{21}'' > 0$.

Из (2.9) и (2.10) следует, что для уменьшения эффектов перекрёстной модуляции и блокирования необходимо выбирать УП с возможно меньшим отношением $\frac{Y_{21}''}{Y_{21}}$ и ослаблять помеху на входе УП.

2.4 Расчетное задание

2.4.1 Рассчитать неравномерность резонансного коэффициента передачи УРЧ в диапазоне частот $0,5–1,5 \text{ МГц}$ и эквивалентное затухание контура УРЧ на краях диапазона для режимов слабой ($m_2 = 0,05$) и сильной ($m_2 = 0,11$) связи контура с нагрузкой R_{10} (см. рис. 2.1), если $R_{10} = 360 \text{ Ом}$, $g_{\text{вых}1} = g_{22} = 0,5 \times 10^{-3} \text{ См}$, $m_1 = 0,14$, $L_4 = 170 \text{ мкГн}$, $d_k = 0,02$.

2.4.2 Используя исходные данные пункта 2.4.1, рассчитать для средней частоты диапазона 1 МГц резонансный коэффициент передачи УРЧ в режимах слабой и сильной связи колебательного контура с нагрузкой. Крутизна транзистора микросхемы равна 40 мА/В .

2.4.3 Рассчитать максимально возможную величину амплитуды помехи на входе УРЧ, если допустимый коэффициент блокирования сигнала $K_{\text{бл}} = 0,3$, допустимый коэффициент перекрёстных искажений $K_{\text{неп}} = 0,4$, индекс модуляции помехи $m_n = 0,9$, $\frac{Y_{21}''}{Y_{21}} = 100 \text{ В}^{-2}$ при максимальной величине постоянной составляющей тока транзистора микросхемы.

2.5 Экспериментальное задание

2.5.1 Снять зависимости $K_0 = Y_1(f_0)$ и $d_3 = Y_2(f_0)$ при слабой связи нагрузки R_{10} с контуром ($m_2 = 0,05$) и максимальной величине крутизны микросхемы УРЧ.

2.5.2 Снять зависимости $K_0 = Y_1(f_0)$ и $d_3 = Y_2(f_0)$ при сильной связи нагрузки R_{10} с контуром ($m_2 = 0,11$) и максимальной величине крутизны микросхемы УРЧ.

2.5.3 Используя аperiodический режим работы УРЧ, исследовать зависимость крутизны микросхемы от частоты в диапазон $0,6 - 1,5$ МГц.

2.5.4 На средней частоте диапазона 1 МГц снять зависимость крутизны транзистора УРЧ от величины постоянной составляющей тока. Используя вольтамперную характеристику транзистора (рисунок 2.3), построить зависимость его крутизны от напряжения между эмиттером и базой $U_{эб}$.

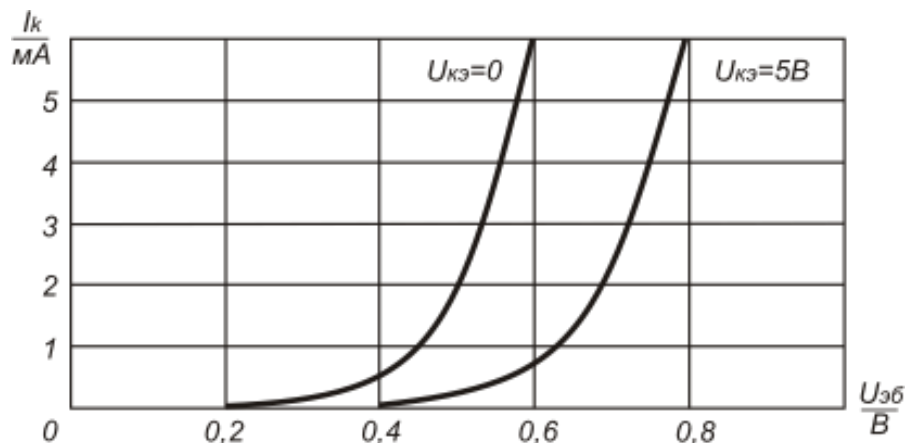


Рисунок 2.3 - Зависимость тока коллектора I_k транзистора микросхемы от напряжения $U_{эб}$. $U_{кэ}$ – напряжение коллектор-эмиттер

2.5.5 Исследовать зависимость блокирования сигнала помехой от напряжения $U_{эб}$.

Определить $U_{эб}$, при котором блокирование сигнала минимально.

2.5.6 Исследовать зависимость перекрёстных искажений от напряжения $U_{эб}$.

Определить $U_{эб}$, при котором перекрестные искажения минимальны.

2.6 Указания по проведению экспериментального задания

2.6.1 Входное напряжение с ГСС подавать на гнездо $X2$ (см. рисунок 2.1). Выходное напряжение замерять вольтметром или с помощью осциллографа с гнезда $X5$.

2.6.2 Для исключения режима ограничения в УРЧ, а также во избежании искажения формы резонансной кривой контура УРЧ, напряжение с ГСС устанавливать не более 10 мВ .

2.6.3 Полосу пропускания УРЧ определять по уровню $\frac{1}{\sqrt{2}}$ после предварительной градуировки точного лимба частоты ГСС.

2.6.4 Измерения, определяемые пунктами 2.5.1 – 2.5.3, проводить в начале, середине и конце диапазона.

2.6.5 Исследование блокирования и перекрестных искажений проводить при частоте сигнала 1 МГц и частоте помехи $f_n = 40 - 50\text{ МГц}$.

В качестве источника сигнала использовать встроенный в макет автогенератор, частота которого может меняться ручкой $R100$ в пределах $0,4 - 1,2\text{ МГц}$. Напряжение сигнала с выхода автогенератора подавать на гнездо $X3$. Напряжение помехи с внешнего ГСС подавать на гнездо $X2$. Модуляцию помехи с частотой $400 - 1000\text{ Гц}$ получать или режимом внутренней модуляции ГСС, или режимом внешней модуляции с использованием дополнительного генератора звуковой частоты.

2.6.6 Напряжение $U_{эб}$ определять по рисунку 2.3, исходя из измеренной величины постоянной составляющей тока транзистора.

2.7 Контрольные вопросы

- 1) Каково назначение УРЧ?
- 2) Каково назначение элементов УРЧ?
- 3) Как протекают постоянные и переменные составляющие коллекторного, базового и эмиттерного токов транзистора УРЧ?
- 4) Как создается смещение на базе транзистора и как осуществляется стабилизация режима?
- 5) Как зависит коэффициент усиления УРЧ от величины связи контура с коллектором транзистора и эквивалентом входа следующего каскада?
- 6) Каков характер зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты УРЧ с автотрансформаторным включением коллектора транзистора и

нагрузки в контур?

7) Как влияет изменение коэффициентов включения на селективные свойства УРЧ?

8) Укажите виды линейных искажений в УРЧ и причину их появления.

9) Укажите виды нелинейных искажений в УРЧ и причину их появления.

10) Что такое перекрёстные искажения? Объясните физический процесс в УВЧ, приводящий к возникновению перекрёстных искажений.

11) Укажите временную и спектральную диаграммы, иллюстрирующие перекрёстные искажения.

12) Что такое блокирование сигнала помехой? Объясните физический процесс в УРЧ, приводящий к возникновению блокирования.

13) Укажите меры борьбы с нелинейными искажениями в УРЧ.

14) Почему в контуре с электронной перестройкой при сильных сигналах возможно искажение формы резонансной кривой?

15) Какие нелинейные искажения сигнала могут возникнуть в контуре с электронной перестройкой при помощи обратно смещенного $p-n$ перехода? Укажите путь уменьшения нелинейных искажений в таком контуре.

16) Как зависит полоса пропускания УРЧ от коэффициентов включения в контур усилительного прибора и входа следующего каскада?

17) Каков характер зависимости полосы пропускания УРЧ от частоты?

18) Каков характер зависимости крутизны транзистора от частоты?

19) Как зависит крутизна транзистора от напряжения между базой и эмиттером?

2.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [1, с. 114-131], [2, с. 63-74, 91-104], [3, с. 59-67, 78-87], [4, с. 38-42], [5, с. 59-64, 73-75, 253-255], [6, с. 67-111, 360-351].

3 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ И КАНАЛЫ ПРИЕМА СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА

3.1 Цель работы

Исследование передаточных характеристик преобразователя частоты и определение избирательностей по дополнительным каналам приема блока «усилитель – преобразователь частоты» (УРЧ-ПЧ).

3.2 Описание макета преобразователя частоты

Принципиальная схема преобразователя приведена на рисунке 3.1. Транзистор $V7$ микросхемы $A2$ K224ЖА2 (см. приложение 1) совместно с колебательным контуром из индуктивности $L5$ и ёмкости варикапов $V8$, $V9$ образует генератор опорных колебаний (гетеродин), транзистор $V6$ используется в качестве смесителя. С помощью потенциометра $R25$ можно установить амплитуду напряжения гетеродина, подаваемого на смеситель, в пределах $0-1 В$. Контроль напряжения гетеродина производится с гнезда $X7$. Частота гетеродина f_z плавно меняется в диапазоне $0,9-2 МГц$ изменением напряжения на варикапах $V8$ и $V9$ с помощью потенциометра $R27$ в пределах $0-90 В$. Потенциометр находится на блоке питания макета.

Напряжение промежуточной частоты ($f_{np} = 465 кГц$) снимается с контура $L8$, $C17$ полосового фильтра $C16$, $L7$, $C17$, $L8$. Между контурами полосового фильтра реализована критическая связь подбором величины взаимоиндуктивности $M1$ (коэффициент связи $\kappa = 0,022$). Резистивный делитель напряжения $R19$, $R20$ служит для повышения входного сопротивления смесителя. Коэффициент передачи делителя по напряжению с учётом входного сопротивления смесителя равен $0,3$. Элементы $R21$, $R22$, $R23$, $C15$ обеспечивают необходимые для микросхемы питающие напряжения и их фильтрацию.

Контур УРЧ автоматически отсоединяется от входа ПЧ при подключении ГСС к гнезду $X6$. Вход усилителя промежуточной частоты отключается от выходного контура ПЧ с помощью специальной заглушки, вставляемой в гнездо $X9$.

Для проведения экспериментальных исследований необходимы ГСС радиочастот, вольтметр и осциллограф.

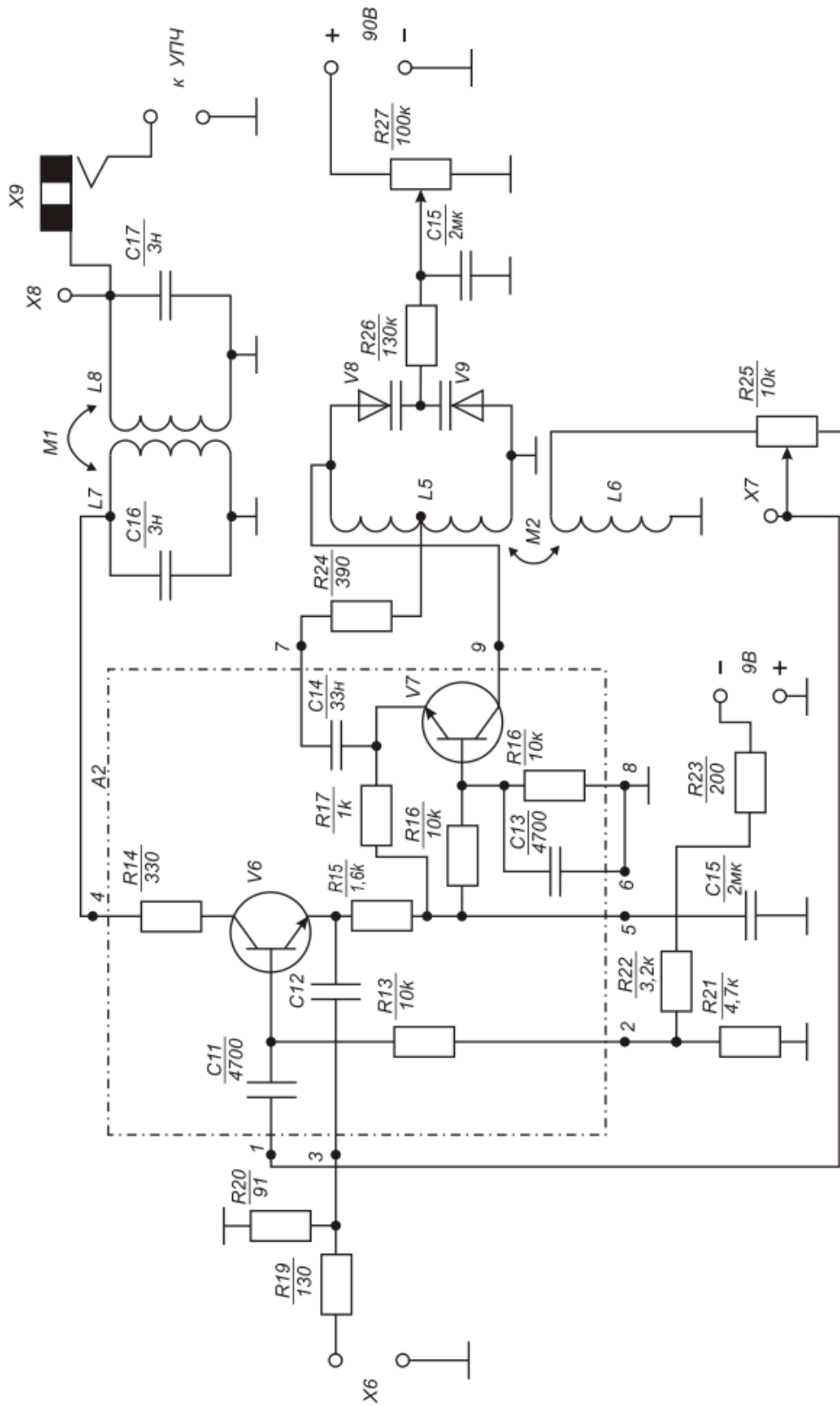


Рисунок 3.1 – Принципиальная схема преобразователя частоты. А1– микросхема К224ЖА2

3.3 Краткие сведения из теории транзисторных преобразователей частоты

3.3.1 Частотная характеристика смесителя с полосовым фильтром на выходе, настроенным на частоту f_{np} , определяется каналами с частотами

$$f_{ij} = \frac{i}{j} f_c \pm \frac{f_{np}}{j}, \quad (3.1)$$

где i и j – номера гармоник гетеродинной и сигнальной частот, причем $i = 0, 1, 2, \dots$, $j = 1, 2, \dots$.

Из (4.1) следует, что кроме основного (с частотой $f_c = f_c - f_{np}$), смеситель характеризуется дополнительными каналами приема, наиболее опасными из которых являются каналы с частотами $f_{01} = f_{np}$, $f_{11} = f_3 = f_c + f_{np}$, $f_{22} = f_c - \frac{f_{np}}{2}$. Первый из них называется каналом прямого прохождения, второй зеркальным. Третий опасен при слабой избирательности преселектора, так как отстоит от частоты основного канала на величину $\frac{f_{np}}{2}$.

3.3.2 Квазилинейный режим работы транзисторных смесителей определяется условием $U_c \leq \frac{U_c}{20}$ при $U_c \leq 100 - 200$ мВ, где U_c , U_c – амплитуды напряжений сигнала и гетеродина на входе смесителя. В квазилинейном режиме $j = 1$, а коэффициенты передачи смесителя, равные отношению напряжения промежуточной частоты к входным напряжениям промежуточной частоты к входным напряжениям с частотами $f_{ij} = i f_c \pm f_{np}$, зависят от амплитуд гармоник Y_i крутизны транзистора $Y(t)$, меняющейся во времени t под действием напряжения гетеродина. Согласно общей теории преобразования частоты, крутизна преобразования через i – тую гармонику гетеродина

$$Y_{npi} = \frac{1}{2} Y_i. \quad (3.2)$$

Y_i можно найти как коэффициенты тригонометрического ряда Фурье, аппроксимирующего временную зависимость $Y(t)$:

$$Y(t) = Y_0 + \sum_{i=1}^{\infty} Y_i \cos(i \omega_c t), \quad (3.3)$$

где Y_0 – постоянная составляющая крутизны.

При $u_2 = U_2 \cos(\omega_2 t)$ функция $Y(t)$ – четная. Поэтому в безынерционном смесителе при линейно-ломанной вольтамперной характеристике (ВАХ) с крутизной Y и угле отсечки θ эмиттерного тока

$$Y_0 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} Y(t) d\omega_2 t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} Y d\omega_2 t = \frac{\theta}{\pi} Y, \quad (3.4)$$

$$Y_i = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} Y(t) \cos\left(\frac{2\pi\omega_2 t}{T}\right) d\omega_2 t = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} Y \cos(i\omega_2 t) d\omega_2 t = \frac{2Y \sin(i\theta)}{i\pi}. \quad (3.5)$$

3.3.3 Особенностью режима работы транзисторных смесителей является наличие сдвига рабочей точки в область запираения при подаче большого напряжения (более $0,1-0,15B$) от гетеродина. Величина напряжения сдвига E_{cd} при $U_2 \geq 0,15B$ для смесителя схемы рисунок 3.1 аппроксимируется выражением

$$E_{cd}[B] = 0,7(U_2[B] - 0,15). \quad (3.6)$$

3.3.4 Угол отсечки эмиттерного тока смесителя с учётом сдвига рабочей точки

$$\theta = \arccos \frac{U'_{эб} - (U_{эб0} - E_{cd})}{U_2}, \quad (3.7)$$

где $U'_{эб}$ – напряжение между эмиттером и базой транзистора, соответствующее напряжению отсечки;

$U_{эб0}$ – начальное напряжение смещения.

3.3.5 Коэффициент передачи смесителя с фильтром из двух связанных контуров на выходе

$$K_{np} = \frac{Y_{np1}}{g_{эн}} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta^2}, \quad (3.8)$$

где $g_{эн} = \frac{\delta_{эн}}{L_n 2\pi f_{np}}$;

$\delta_{эн}$, L_n – соответственно эквивалентное затухание и индуктивность контуров полосового фильтра;

β – фактор связи между контурами.

Для $\beta = 1$ (критическая связь) выполняются следующие соотношения:

$$\delta_{эн} = \frac{\Pi}{f_0 \sqrt{2}}, \quad k = \frac{M1}{L_n} = \beta \delta_{эн}, \quad (3.9)$$

где Π – полоса пропускания фильтра по уровню $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

3.3.6 Избирательность преселектора, имеющего n одинаковых одноконтурных резонансных систем

$$\sigma = \left(\sqrt{1 + \xi^2} \right)^n, \quad (3.10)$$

где

$$\xi = \frac{1}{\delta_{эс}} \left(\frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f} \right); \quad (3.11)$$

$$\delta_{эс} = \delta_{кс} + (m_1^2 g_i + m_2^2 g_n) L_c 2\pi f_0; \quad (3.12)$$

$\delta_{эс}$, $\delta_{кс}$ – эквивалентное и конструктивное затухание контуров преселектора;

g_i – проводимость источника сигнала, подключенного к контуру с коэффициентом включения m_1 ;

g_n – проводимость нагрузки, подключенной к контуру с коэффициентом включения m_2 ;

L_c – индуктивность контуров преселектора.

3.4 Расчетное задание

3.4.1 Рассчитать крутизну передачи смесителя для входных сигналов с частотами f_{np} , f_c , f_3 и напряжениях гетеродина 0; 0,2; 0,3; 0,4В при следующих условиях:

1) аппроксимированная ВАХ транзистора-смесителя микросхемы выражается системой уравнений:

$$\begin{cases} I_K = 0 & \text{при } U_{эб} = 0,5B; \\ I_K [mA] = 18 \cdot U_{эб} [B] & \text{при } U_{эб} > 0,5B, \end{cases} \quad (3.13)$$

где I_K , $U_{эб}$ – ток коллектора и напряжение между эмиттером и базой транзистора-смесителя;

2) начальное напряжение смещение $U_{эб0}$ между эмиттером и базой транзистора, задаваемое резисторами R_{21} , R_{22} , R_{23} , (см. рис. 3.1) равно 0,6В (при отсутствии напряжения гетеродина);

3) величина напряжения сдвига рабочей точки смесителя в область запираения при $U_c > 0,15B$ определяется выражением (4.6).

Результаты расчета $E_{сб}$, θ , Y_0 , Y_1 свести в таблицу.

3.4.2 Используя результаты расчета, полученные по пункту 3.4.1, рассчитать

коэффициент передачи смесителя при оптимальном напряжении гетеродина и следующих условиях:

1) промежуточная частота $f_{np} = 0,465 \text{ МГц}$;

2) индуктивность контурных катушек полосового фильтра (см. рисунок 3.1)
 $L7 = L8 = 40 \text{ мкГн}$;

3) значение взаимоиндуктивности между катушками $M1 = 0,88 \text{ мкГн}$;

4) полоса пропускания полосового фильтра $\Pi = 14 \text{ кГц}$.

Для определения Y_{np1} воспользоваться результатами расчета подраздела 3.4.1 или эмпирической формулой

$$Y_{np1} = 0,3 Y_{21}, \quad (3.14)$$

где Y_{21} – крутизна транзистора в режиме усиления.

3.4.3 Рассчитать избирательность блока УРЧ-ПЧ по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения для частот поддиапазона (700 кГц и 1000 кГц) при следующих условиях:

1) конструктивное затухание контура УВЧ $\delta_{kc} = 0,02$;

2) индуктивность контура УВЧ $L_c = 170 \text{ мкГн}$;

3) активная составляющая выходной проводимости УРЧ $g_{22} = 0,5 \times 10^{-3} \text{ См}$, коэффициент включения его в контур $m_1 = 0,14$;

4) активная составляющая входной проводимости ПЧ $g_{11np} = 5,4 \text{ См}$, коэффициент включения его в контур УРЧ $m_2 = 0,22$.

3.5 Экспериментальное задание

3.5.1 В квазилинейном режиме исследовать зависимости резонансного коэффициента передачи смесителя от амплитуды напряжения гетеродина по каналу прямого прохождения, основному и зеркальному каналам. Напряжение гетеродина менять в пределах $0-1B$. Определить оптимальную амплитуду напряжения гетеродина.

3.5.2 При оптимальном напряжении гетеродина определить динамический диапазон (ДД) смесителя по дополнительному каналу приёма с частотой

$f_{22} = f_z - \frac{f_{np}}{2}$, полагая напряжение полезного входного сигнала равным 10 мВ и

20 мВ . Найти закономерность изменения ДД от величины входного сигнала.

3.5.3 При оптимальном напряжении гетеродина определить избирательности блока УРЧ-ПЧ по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения для частот сигнала 700 кГц и 1000 кГц .

3.6 Указание по проведению экспериментального исследования

3.6.1 Составить план проведения эксперимента, структурную схему измерительной установки и согласовать их с преподавателем.

3.6.2 Сигнал промежуточной частоты $f_{np} = f_c - f_c$, как полезный продукт преобразования, получить после соответствующей настройки гетеродина ПЧ и генератора сигнала.

3.6.3 Во избежании ограничения, напряжение на входе смесителя установить не более 30 мВ .

3.6.4 ДД по дополнительному каналу приема с частотой f_{22} определить как отношение входных напряжений смесителя с частотами f_{22} и f_c при одинаковом напряжении с промежуточной частотой на выходе.

3.6.5 Понижение чувствительности блока УРЧ-ПЧ на частотах зеркального канала и канала прямого прохождения определить по уменьшению коэффициента передачи блока «УРЧ-ПЧ». Напряжение на входе УРЧ при перестройке ГСС не менять, а уровень его выставить не более 10 мВ .

3.6.6 В качестве источника входных сигналов использовать ГСС с диапазоном частот $0,4\text{--}3 \text{ МГц}$. В качестве измерителя напряжения на выходе смесителя и напряжения гетеродина использовать вольтметр и осциллограф.

3.7 Контрольные вопросы

- 1) В чем заключается принцип супергетеродинного приёмника?
- 2) Каковы преимущества и недостатки супергетеродинного приёмника по сравнению с приёмником прямого усиления?
- 3) На каких элементах принципиально возможно преобразование частоты? Каково необходимое условие для получения эффекта преобразования частоты?
- 4) Каков вид амплитудно-частотной характеристики преобразователя частоты?
- 5) Что такое дополнительные каналы приёма супергетеродинного приёмника? Каковы меры борьбы с ними?
- 6) Что такое ДД смесителя по дополнительным каналам приёма? Как зависит

величина ДД от напряжения помехи на входе смесителя?

7) Чем определяется избирательность супергетеродинного приёмника по каналу прямого прохождения?

8) Чем определяется избирательность супергетеродинного приёмника по зеркальному каналу?

9) Как зависит коэффициент усиления преобразователя от величины напряжения гетеродина? Объясните эту зависимость.

10) Какими соображениями следует руководствоваться при выборе промежуточной частоты?

11) В чём причина возникновения интерференционных свистов в супергетеродинном приёмнике и каковы способы борьбы с ним?

12) В чём преимущества верхней настройки гетеродина?

13) Для чего делается сопряжение настроек контуров сигнальной частоты и гетеродина?

14) Каковы способы сопряжения резонансных частот контуров при электронной перестройке?

15) Почему нежелательно явление просачивания колебаний гетеродина на антенный вход? Каковы способы уменьшения этого эффекта?

16) Из каких соображений выбирается полоса пропускания фильтра преобразователя частоты?

17) Почему входная и выходная проводимости транзистора, работающего в режиме преобразования частоты, меньше, чем в режиме усиления?

18) Какие искажения сигнала могут возникнуть в преобразователях частоты?

19) Почему напряжения гетеродина и сигнала обычно подводят к разным электродам транзистора?

20) Каково назначение каждого элемента принципиальной схемы (см. рисунок 3.1)?

3.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [1, с. 148-165, 191-192], [2, с. 103-123], [3, с. 1078-140], [4, с. 81-96], [5, с. 12-15, 91-93, 95-97, 101-110], [6, с. 222-228, 234-261], [7, с. 260-266, 273-290].

4 ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВОМ ДИОДЕ

4.1 Цель работы

Исследование в режиме линейного детектирования:

- 1) зависимости коэффициента передачи, коэффициента фильтрации, граничной частоты полосы пропускания детектора от параметров нагрузки;
- 2) зависимости нелинейных искажений от частоты модуляции при различной инерционности нагрузки детектора и различных соотношениях сопротивлений нагрузки переменному и постоянному токам.

4.2 Описание макета усилителя промежуточной частоты (УПЧ) и детектора

Принципиальная схема УПЧ и детектора приведена на рисунке 4.1. УПЧ содержит переменный аттенюатор на полевом транзисторе $V10$ (используется при исследовании свойств автоматической регулировки усиления приемника) и два каскада усиления, выполненных на гибридных микросхемах $A3$ K224УС2 и $A4$ K224УС1 (см. приложение 1). Кроме этого, в макете имеется истоковый повторитель (ИП) с коэффициентом передачи $K_{ин} = 0,95$, служащий буферным каскадом между колебательным контуром на входе детектора, контрольным гнездом $X11$ и входом системы автоматической регулировки усиления.

Резонансные системы $C23$, $L9$ и $C26$, $L10$ настроены на частоту $f_{np} = 465 \text{ кГц}$. Полоса пропускания контура первого каскада УПЧ приблизительно 80 кГц . Полоса пропускания контура второго каскада зависит от входного сопротивления детектора, а также от сопротивления резистора $R36$, который может подключаться параллельно контуру переключателем $S7$.

С катушки связи $L11$ сигнал с промежуточной частотой поступает на вход последовательного детектора, выполненного на диоде $V11$ ($D18$). Элементы нагрузки детектора коммутируются переключателями $S8$ и $S9$. Резистор $R40$ имитирует входное сопротивление усилителя низкой частоты. Напряжение на входе и выходе детектора можно контролировать в гнездах $X11$, $X12$ и $X13$.

Выходной контур преобразователя частоты автоматически отсоединяется от входа УПЧ при подключении ГСС к гнезду $X9$.

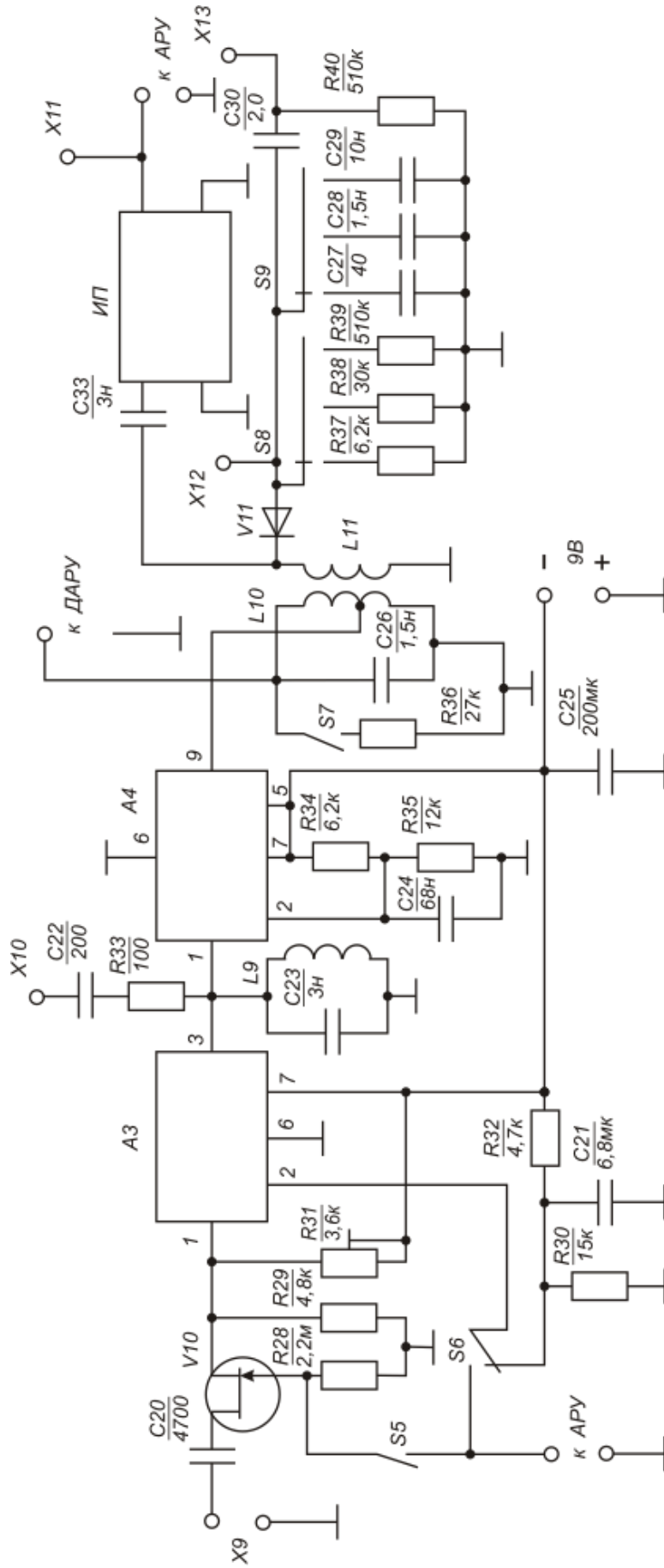


Рисунок 4.1 – Принципиальная схема УПЧ и детектора АМ сигналов. А3– микросхема К224УС2, А4– микросхема К224УС1

Для выполнения исследований необходимы ГСС радио и звуковых частот, вольтметры постоянного и переменного напряжений, осциллограф. Вместо вольтметров для измерения всех напряжений можно использовать осциллограф, предварительно проведя его амплитудную калибровку.

4.3 Краткие сведения из теории детектирования

4.3.1 Коэффициент передачи детектора для немодулированного входного сигнала $U_{m0} \cos(\omega t)$

$$K_d = \frac{U_{\text{=}}}{U_{m0}}, \quad (4.1)$$

где $U_{\text{=}}$ – постоянное напряжение на нагрузке детектора, обусловленное входным сигналом с амплитудой U_{m0} .

4.3.2 Коэффициент передачи детектора для амплитудно-модулированного (AM) сигнала $U_{m0}[1+m \cos(\Omega t)] \cos(\omega t)$

$$K_{d\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{mU_{m0}}, \quad (4.2)$$

где U_{Ω} – напряжение с частотой модуляции Ω на выходе детектора;

m – глубина модуляции напряжения несущей частоты.

4.3.3 Для линейного детектора $K_d = K_{d\Omega} = \cos \theta$, где θ – угол отсечки высокочастотного тока диода. θ связан с параметрами диода и нагрузки следующим образом:

$$\frac{g_d}{g_n + g_{\text{обр}}} = \frac{\pi}{\text{tg} \theta - \theta}, \quad (4.3)$$

где g_d и $g_{\text{обр}}$ – прямая и обратная проводимость диода;

g_n – проводимость нагрузки.

Угол отсечки можно найти по приближенному выражению (при $\frac{g_d}{g_n} > 50$)

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{g_n + g_{\text{обр}}}{g_d} \cdot 3\pi} \quad (4.4)$$

4.3.4 Комплексная входная проводимость детектора

$$Y_{\text{вх}} = g_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{ак}} = \frac{I_{\omega_1}}{U_{m0}}, \quad (4.5)$$

где I_{ω_1} – амплитуда первой гармоники входного высокочастотного тока

детектора;

$C_{ак}$ – емкость диода.

Для последовательного детектора (при $\cos \theta \approx 1$)

$$g_{эк} = 2g_n + 3g_{обр}. \quad (4.6)$$

4.3.5 Линейные искажения (частотные и фазовые) обусловлены наличием в детекторе инерционных элементов. Их оценка аналогична оценке частотных искажений в реостатном каскаде. Верхняя граничная частота F_g , на которой при отсутствии нелинейных искажений коэффициент передачи детектора падает на 30%, а фазовый набег составляет $\frac{\pi}{4}$ радиан, определяется выражением

$$F_g \approx \frac{g_n + g_d'}{2\pi C_n}, \quad (4.7)$$

где

$$g_d' = \frac{1}{R_d'} = \frac{S\theta}{\pi}; \quad (4.8)$$

C_n – ёмкость нагрузки детектора;

R_d' – внутреннее сопротивление диода в режиме линейного детектирования;

S – крутизна статической вольтамперной характеристики диода.

4.3.6 Нелинейные искажения за счёт нелинейности детекторной характеристики обычно малы и практически неразличимы на экране осциллографа. Их величина тем меньше, чем меньше проводимость нагрузки и больше уровень сигнала на входе детектора.

4.3.7 Нелинейные искажения за счёт разделительного конденсатора отсутствуют, если глубина модуляции высокочастотного сигнала меньше критической:

$$m \leq m_{кр} = \frac{g_n}{g_n + g}, \quad (4.9)$$

где g – входная проводимость следующего за детектором каскада.

4.3.8 Нелинейные искажения за счёт инерционности нагрузки детектора отсутствуют, если выполняется условие

$$\Omega \leq \frac{g_n \sqrt{1-m^2}}{m C_n}. \quad (4.10)$$

4.4 Расчетное задание

4.4.1 Рассчитать коэффициент передачи линейного детектора для сопротивлений нагрузок $R_{н1} = 6,2 \text{ кОм}$, $R_{н2} = 30 \text{ кОм}$, $R_{н3} = 510 \text{ кОм}$ и емкости нагрузки $C_{н2} = 1,5 \text{ нФ}$, если для диода D18, $g_d = 0,02 \text{ См}$, $g_{обр} = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ См}$.

4.4.2 Определить верхние граничные частоты полосы пропускания детектора для возможных сочетаний величин сопротивлений и емкостей нагрузки, реализуемых в макете. При расчете учесть, что при наблюдении и измерении выходного напряжения осциллографом ёмкость нагрузки детектора увеличивается за счёт входной ёмкости осциллографа $C_{ос} \approx 40 \text{ нФ}$ и ёмкости соединительного кабеля $C_k \approx 100 \text{ нФ}$.

4.4.3 Для всех возможных значений сопротивления нагрузки детектора рассчитать критическую глубину модуляции, при которой возникают искажения за счет различия нагрузки детектора для постоянного и переменного токов. Сопротивление резистора R40, имитирующего входную цепь следующего каскада, равно 510 кОм . Входное сопротивление осциллографа равно 1 МОм .

4.4.4 Определить частоты модуляции, при которых появляются нелинейные искажения, обусловленные инерционностью нагрузки детектора. Расчет частот выполнить для следующих нагрузок детектора:

- 1) $R_{н3} = 510 \text{ кОм}$, $C_{н1} = 40 \text{ нФ}$;

- 2) $R_{н2} = 30 \text{ кОм}$, $C_{н2} = 1,5 \text{ нФ}$.

Величину глубины модуляции при этом брать на 20% больше расчетного критического значения (см. пункт 4.3.7).

4.4.5 Рассчитать входную проводимость детектора при возможных сопротивлениях нагрузки детектора, реализуемых в макете.

4.5 Экспериментальное задание

4.5.1 Снять зависимость коэффициента передачи детектора для немодулированного сигнала от величины сопротивления нагрузки R_n при максимальной емкости нагрузки детектора, отключенном от выходного контура УПЧ сопротивлении шунта, напряжении на входе детектора $U_{m0} = 0,6 В$.

Измерение входных и выходных напряжений детектора проводить осциллографом с помощью масштабной сетки.

При оценке результатов измерений учесть влияние входного сопротивления осциллографа ($R_{oc} \approx 1 МОм$) на величину нагрузки детектора и наличие истокового повторителя, передающего сигнал со входа детектора на гнездо X11 с коэффициентом передачи 0,95.

4.5.2 Снять зависимость коэффициента передачи детектора k_d для немодулированного сигнала от ёмкости нагрузки C_n (при $R_n = 510 кОм$). Параллельно с измерением коэффициента передачи измерить величину остаточного радиочастотного напряжения на выходе детектора $U_{вых \omega}$ и

определить коэффициент фильтрации $K_\phi = \frac{U_{m0}}{U_{вых \omega}}$.

При оценке результатов измерений учесть, что к емкости нагрузки добавляется входная ёмкость осциллографа и ёмкость соединительного кабеля.

4.5.3 Определить верхнюю граничную частоту полосы пропускания детектора F_g предварительно измерив полосу пропускания УПЧ.

Условия эксперимента: сопротивление шунта $R36$ подключено к выходному контуру УПЧ; сопротивление и емкость нагрузки детектора $R_n = 30 кОм$, $C_n = 1,5 нФ$; глубина модуляции при определении F_g не должна превышать $m_{кр}$ (см. формулу (4.9)); амплитуда входного напряжения $U_{m0} = 0,6 В$.

4.5.4 Экспериментально определить значение глубины модуляции m_3 , при котором становятся заметными искажения, обусловленные различием сопротивления нагрузки детектора постоянному и переменному токам. Сравнить значение m_3 с $m_{кр}$, рассчитанным по формуле (4.9).

Условия эксперимента: сопротивление шунта $R36$ подключено к выходу УПЧ; частота модуляции $200 Гц$; сопротивление и емкость нагрузки детектора $R_n = 510 кОм$, $C_n = 40 нФ$; амплитуда входного напряжения $0,6 В$.

Наблюдения проводить с помощью осциллографа при открытом входе с гнезда $X13$. При оценке $m_{кр}$ учесть, что входное сопротивление осциллографа в этом случае подключено параллельно резистору $R40$ (см. рисунок 4.1).

4.5.5 При $R_{ин} = 510 \text{ кОм}$, $C_{ин} = 40 \text{ нФ}$ проследить изменение формы выходного напряжения детектора при изменении частоты модуляции. Зарисовать эпюры для минимальной частоты модуляции (200 Гц), одного её промежуточного значения и частоты модуляции $F_{ин}$, на которой искажения из-за разных величин сопротивлений нагрузки детектора постоянному и переменному токам становятся неразличимы за счет искажений из-за инерционности нагрузки детектора.

Условие эксперимента: сопротивление шунта $R36$ подключено к выходу УПЧ; глубина модуляции $m = m_s + 20\%$; амплитуда входного напряжения $0,6 \text{ В}$.

Результаты измерений $F_{ин}$ сравнить с результатами расчетов по пункту 4.4.4 и дать объяснения.

4.6 Указания по проведению экспериментального исследования

4.6.1 Следить за постоянством параметров входного сигнала детектора, которые не должны изменяться при проведении конкретного исследования.

4.6.2 Не перегружать УПЧ. Входное напряжение детектора (гнездо $X11$) должно быть не более $1,5 \text{ В}$ при отключенном от контура $C26$, $L10$ шунте $R36$ и не более $1,2 \text{ В}$ при подключенном (иначе становятся недопустимым уровень нелинейных искажений в УПЧ).

4.6.3 В случае попеременного контроля выходного напряжения детектора вольтметром и осциллографом учитывать возможность расхождения результатов за счёт различных входных импедансов этих приборов.

4.6.4 Амплитудно-модулированный входной сигнал для УПЧ получать режимом внешней модуляции ГСС с использованием генератора звуковой частоты.

4.6.5 Переменный резистор $R49$ (см. лицевую панель макеты) должен быть повернут вправо до упора.

4.7 Контрольные вопросы

- 1) К линейным или нелинейным устройствам относится детектор? Доказать утверждение.
- 2) Что такое входное сопротивление и коэффициент передачи детектора?
- 3) Как зависят от амплитуды входного сигнала основные параметры детектора?
- 4) Почему практически всегда до детектора стоит усилитель радиочастотных сигналов?
- 5) Какие виды нелинейных искажений не зависят от частоты модуляции и почему?
- 6) Как выглядит временная диаграмма искажений, обусловленных инерционностью нагрузки детектора по отношению к частотам модуляции? Как избавиться от этих искажений?
- 7) Как выглядит временная диаграмма искажений, обусловленных различием нагрузки детектора постоянному и переменному токам? Как избавиться от этих искажений?
- 8) Какие изменения претерпевают входное сопротивление и коэффициент передачи детектора при изменении сопротивления нагрузки от максимально допустимого значения до нуля?
- 9) Каким образом можно уменьшить влияние на работу детектора недостаточно высокого входного сопротивления схемы, следующей за детектором?
- 10) Каковы способы улучшения коэффициента фильтрации детектора?
- 11) Почему обязательно в детекторе нужно обеспечивать путь постоянной составляющей тока диода?
- 12) Схема детектора с удвоением напряжения. Её достоинства и недостатки?
- 13) Схема двухтактного детектора. Её достоинства и недостатки?
- 14) Как выбрать величину ёмкости конденсатора в нагрузке детектора?
- 15) В каком случае при детектировании двух сигналов с различными частотами коэффициент передачи для обоих сигналов одинаков?
- 16) Что такое детекторная характеристика? Как, используя её, найти коэффициент передачи детектора?
- 17) Что определяет верхнюю граничную частоту детектора?
- 18) Каков частотный состав тока диода при детектировании сигнала, модулированного чистым тоном?

19) На какие параметры детектора и как влияет обратное сопротивление диода?

20) Каков порядок величины входной ёмкости и входного сопротивления последовательного детектора при различных амплитудах входных сигналов?

21) Почему важна независимость показателей детектора от амплитуды входных сигналов?

22) В чем сходство и в чем различие процессов детектирования и преобразования частоты.

4.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [1, с. 239-250], [2, с. 153-174], [3, с. 156-180], [4, с. 122-133], [5, с. 138-150], [6, с. 273-306], [7, с. 202-230].

5 ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ ПРИЕМНИКА АМПЛИТУДО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

5.1 Цель работы

Исследование эффективности работы:

- 1) простой схемы автоматической регулировки (АРУ);
- 2) схемы АРУ с задержкой;
- 3) схемы АРУ с задержкой и усилением.

5.2 Описание макета УПЧ с системой АРУ

Принципиальная схема системы АРУ приемника приведена на рисунке 5.1. Система АРУ объединяет в своем составе аттенюатор на транзисторе $V10$, УПЧ, собранный на микросхемах $A3$ К2УВ242 и $A4$ К2УВ241 (см. приложение 1), детектор АРУ на диоде $V14$, усилитель АРУ (усилитель постоянного тока – УПТ) на транзисторах $V12$ и $V13$. Детектор АРУ подключен к выходу УПЧ через истоковый повторитель ($V15$), который исключает шунтирование выхода УПЧ входным сопротивлением детектора АРУ. В зависимости от положения движка потенциометра $R49$ на детектор АРУ может быть подано различное напряжение задержки. В верхнем положении движка напряжение задержки $E_3 = 0$, в нижнем положении $E_3 = 1B$. УПТ включается в цепь обратной связи системы АРУ при помощи переключателя $S8$. Через контакты переключателей $S5$ и $S6$ управляющее напряжение АРУ может подаваться на затвор транзистора $V10$, который выполняет функции электрически управляемого аттенюатора с переменным затуханием, и на вывод 2 микросхемы $A3$, усиление которой зависит от величины управляющего напряжения АРУ. Конденсатор $C31$ обеспечивает пиковое детектирование и сглаживает амплитудные изменения высокочастотного сигнала.

Для выполнения исследований необходимы ГСС радиочастот, вольтметр переменного напряжения или осциллограф.

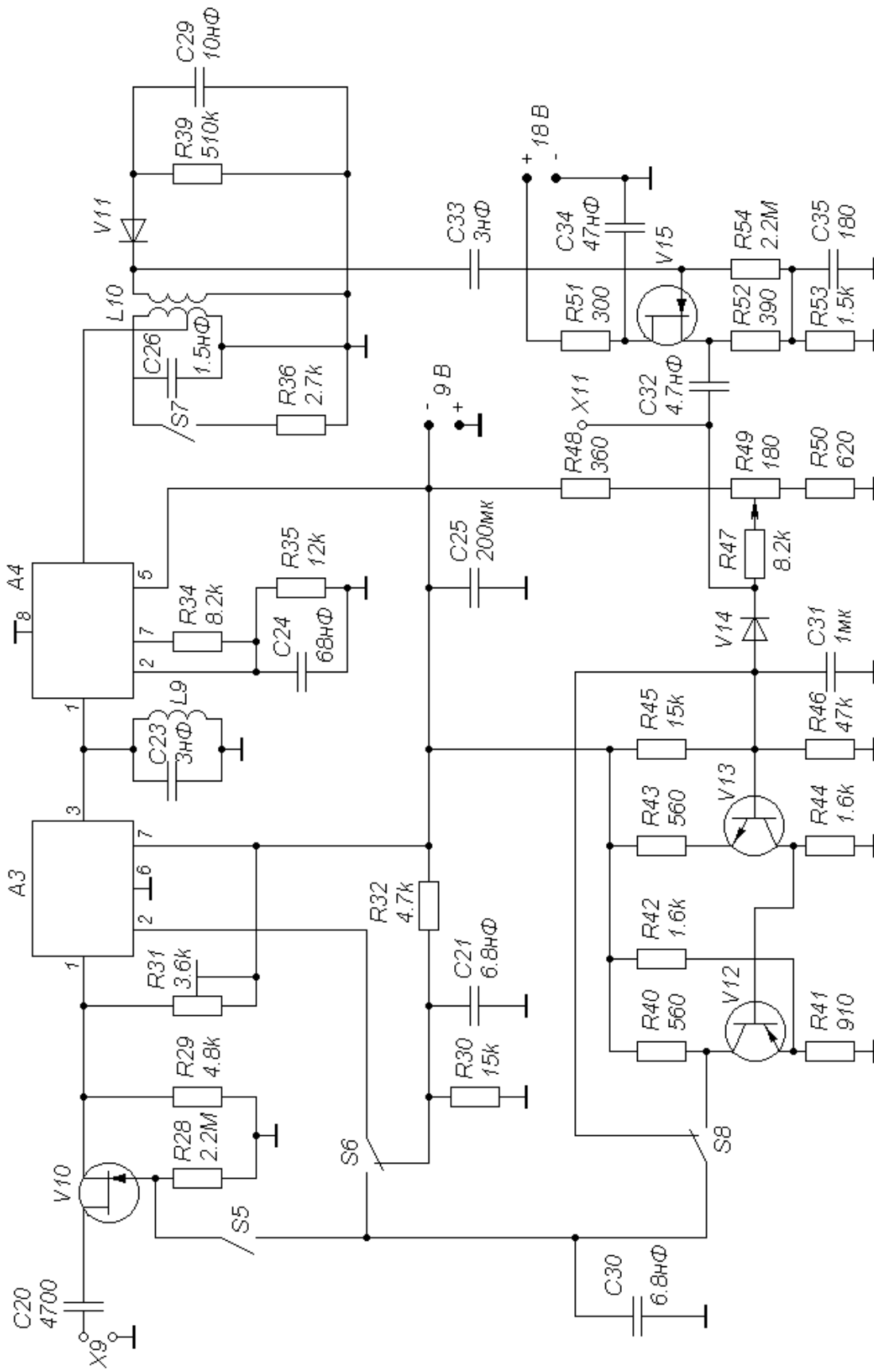


Рисунок 6.1 – Принципиальная схема УПЧ с АРУ.

A3 – микросхема К2УВ242, A4 – микросхема К2УВ241

5.3 Краткие сведения из теории

5.3.1 АРУ предназначена для уменьшения коэффициента усиления приемника k при увеличении уровня сигнала на его входе и для увеличения усиления при уменьшении уровня сигнала. Стабилизируя средний уровень выходного сигнала УПЧ, АРУ предотвращает возникновение нелинейных искажений сигнала в последнем каскаде УПЧ при возрастании уровня сигнала на входе приемника.

5.3.2 Эффективность действия АРУ оценивается коэффициентом

$$\gamma = \frac{m}{p} = \frac{k_{max}}{k_{min}}, \quad (5.1)$$

где $m = \frac{U_{ex\ max}}{U_{ex\ min}}$ – диапазон изменения напряжения на входе приемника;

$p = \frac{U_{вых\ max}}{U_{вых\ min}}$ – диапазон изменения напряжения на выходе приемника;

k_{max} , k_{min} – максимальный и минимальный коэффициенты усиления линейной части приемника при включенной системе АРУ.

Эффективность действия АРУ можно рассчитать, если известны пределы изменения коэффициентов передачи регулируемых каскадов приемника (обычно регулируется усиление каскадов УПЧ) под действием управляющего напряжения U_y :

$$\gamma = \frac{\prod_{i=1}^n k_{i\ max}(U_y)}{\prod_{i=1}^n k_{i\ min}(U_y)}, \quad (5.2)$$

где n – число регулируемых каскадов;

k_i – коэффициент усиления i -того каскада УПЧ.

По известным зависимостям изменения коэффициентов усиления каскадов приемника $k_i(U_y)$ можно построить амплитудную характеристику (АХ) УПЧ с АРУ:

$$U_{вых} = \left[\prod_{i=1}^n k_i(U_y) \right] \cdot k_0 \cdot U_{ex}, \quad (5.3)$$

где k_0 – коэффициент усиления каскадов УПЧ, не охваченных АРУ.

Управляющее напряжение для схемы (см. рисунок 5.1) можно найти, используя формулу

$$U_y = (U_{вых} \cdot k_u - E_3) \cdot k_d, \quad (5.4)$$

где k_u – коэффициент передачи истокового повторителя на транзисторе $V15$;

k_d – коэффициент передачи детектора АРУ.

Эффективность АРУ с задержкой может быть повышена за счет использования усилителя управляющего напряжения. В этом случае

$$U_y = (U_{\text{вых}} \cdot k_u - E_3) \cdot k_d \cdot k_{APV}, \quad (5.5)$$

где k_{APV} – коэффициент усиления усилителя АРУ.

Так как обычно известна величина максимально допустимого выходного напряжения УПЧ, при котором еще отсутствуют нелинейные искажения амплитудно-модулированного сигнала в последнем каскаде, то АХ УПЧ приемника с АРУ удобно строить, исходя из выражения

$$U_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{вых}}}{\left[\prod_{i=1}^n k_i(U_y) \right] \cdot k_0}. \quad (5.6)$$

Задавая величины $U_{\text{вых}}$, по формуле (5.6) нетрудно определить величины U_{ex} с учетом изменения $k_i(U_y)$.

5.3.3 Для определения необходимости использования в цепи АРУ усилителя можно воспользоваться следующей формулой (полагая заданным минимальное напряжение на входе УПЧ):

$$k_{APV} = \frac{U_{y \text{ max}} - U_{y \text{ min}}}{\left[\prod_{i=1}^n k_i(U_{y \text{ min}}) \right] \cdot U_{\text{ex min}} \cdot k_0 \cdot k_d \cdot k_u (p-1)}, \quad (5.7)$$

где $U_{y \text{ max}}$ и $U_{y \text{ min}}$ – максимальное и минимальное управляющее напряжение при заданной величине p .

Если при расчете величина $K_{APV} \leq 1$, то усилитель в цепи АРУ не нужен. Если $K_{APV} > 1$, то для достижения требуемой величины p необходимо использовать или усилитель в цепи АРУ или увеличить величину k_0 .

5.4 Расчетное задание

5.4.1 Считая, что $U_{\text{вых max}} = 3 \text{ В}$, $p = 1.5$, $k_0 = 1500$, $k_u = 0.5$, $k_d = 0.6$, $k_{APY} = 5$, определить возможный диапазон изменения входного напряжения УПЧ и эффективность действия АРУ для случаев:

1) простая АРУ с использованием переменного аттенюатора на транзисторе V10 (см. рисунок 5.1);

2) простая АРУ с использованием переменного аттенюатора на транзисторе V10 и регулируемого каскада на микросхеме АЗ;

3) АРУ с задержкой ($E_s = 1 \text{ В}$) и использованием переменного аттенюатора на транзисторе V10 и регулируемого каскада на микросхеме АЗ;

4) АРУ с задержкой и усилением ($E_s = 1 \text{ В}$, $k_{APY} = 5$) и использованием переменного аттенюатора на транзисторе V10 и регулируемого каскада на микросхеме АЗ;

При расчетах использовать зависимости нормированных значений коэффициентов передачи переменного аттенюатора V10, изображенные на рисунке 5.2 и рисунке 5.3.

Результаты расчета свести в таблицу 5.1.

По результатам расчета построить на одном графике АХ УПЧ с АРУ для рассмотренных случаев.

Таблица 5.1 – Данные расчета эффективности различных типов АРУ

Тип АРУ	$U_{y \max}, \text{В}$	$U_{y \min}, \text{В}$	$\prod_{i=1}^n k_{i \max}$	$\prod_{i=1}^n k_{i \min}$	$U_{\text{ex max}}, \text{МВ}$	$U_{\text{ex min}}, \text{МВ}$	γ
Простая, с охватом V10 (i=1)							
Простая, с охватом V10 и АЗ (i=2)							
С задержкой, с охватом V10 и АЗ							
С задержкой и усилением, с охватом V10 и АЗ							

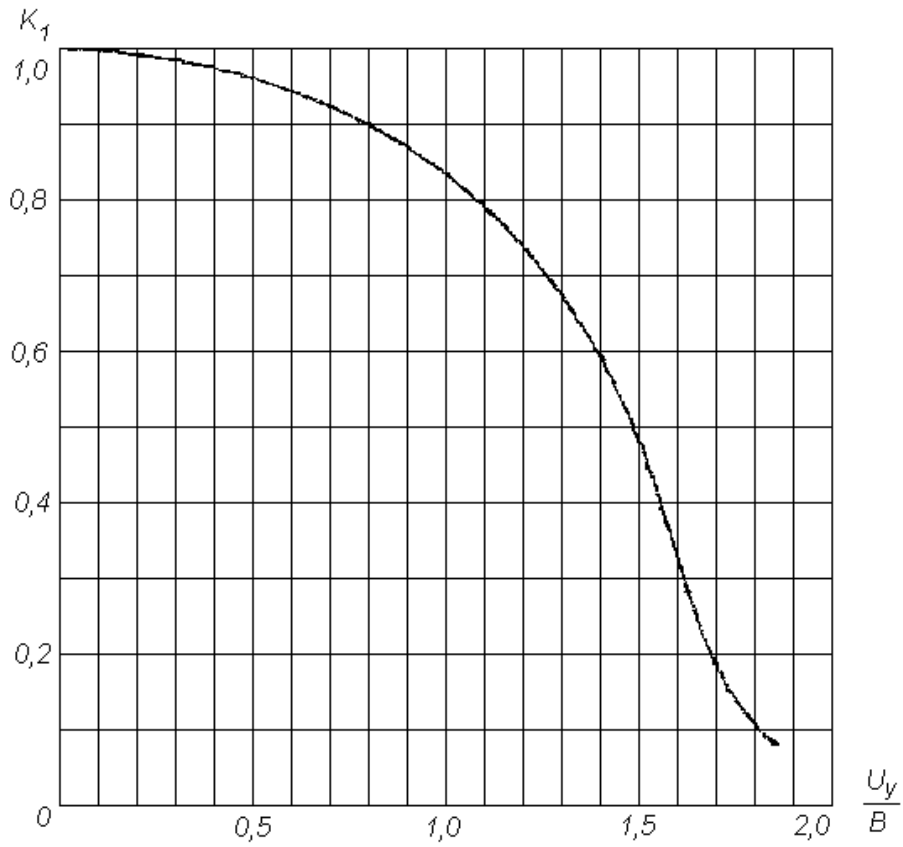


Рисунок 5.2 – Зависимость нормированного коэффициента передачи транзистора V10 от напряжения управления АРУ

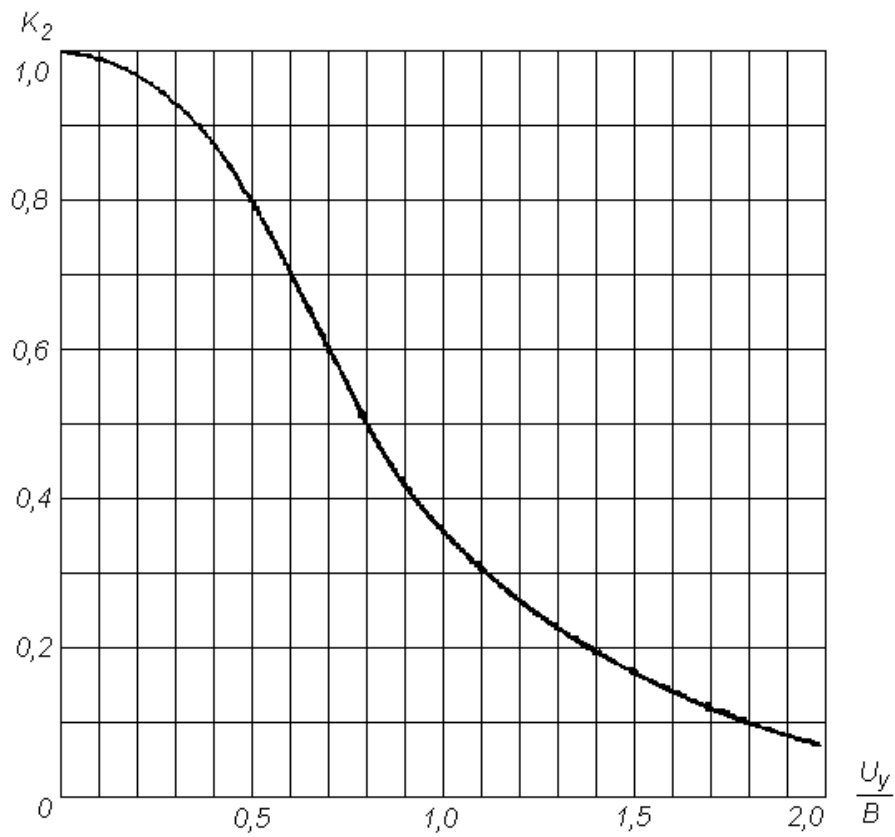


Рисунок 5.3 – Зависимость нормированного коэффициента передачи микросхемы АЗ от напряжения управления АРУ

5.5 Экспериментальное задание

5.5.1 Снять и построить АХ УПЧ, не охваченного АРУ.

5.5.2 Снять и построить АХ УПЧ при охвате АРУ аттенюатора на транзисторе $V10$ (см. рисунок 5.1).

5.5.3 Снять и построить АХ УПЧ при охвате АРУ аттенюатора на $V10$ и микросхемы АЗ.

5.5.4 Снять и построить АХ УПЧ при охвате АРУ с задержкой ($E_3 = 1B$) аттенюатора на $V10$ и микросхемы АЗ.

5.5.5 Снять и построить АХ УПЧ при охвате АРУ с задержкой ($E_3 = 1B$) и усилением аттенюатора на $V10$ и микросхемы АЗ.

5.6 Указания по проведению экспериментального исследования

5.6.1 Для уменьшения шунтирования выхода УПЧ входным сопротивлением сигнального детектора установить максимальное сопротивление в его нагрузке.

5.6.2 Не перегружать УПЧ. Максимальное выходное напряжение УПЧ (гнездо $X11$) при любом измерении в соответствии с пунктом 5.5 должно быть не более $5B$ при отключенном от контура $C26$, $L10$ шунте $R36$. Первоначальное входное напряжение УПЧ, подаваемое с ГСС на гнездо $X9$, должно быть не более $0.2 мВ$.

5.6.3 Напряжение задержки E_3 выставлять при помощи потенциометра $R49$. $E_3 = 1B$ при крайнем правом положении ручки потенциометра и $E_3 = 0$ – при крайнем левом положении.

5.7 Контрольные вопросы

- 1) Поясните назначение АРУ в линейной части радиоприемного устройства.
- 2) В чем отличие простой АРУ от АРУ с задержкой? Каковы достоинства и недостатки этих типов АРУ?
- 3) В чем отличие простой АРУ от АРУ с задержкой и усилением? Каковы достоинства и недостатки этих типов АРУ?
- 4) Каковы функции фильтра нижних частот в цепи АРУ? Из каких соображений выбирается постоянная времени фильтра для приемников различного назначения?
- 5) Каким образом оценивается эффективность работы АРУ?
- 6) От чего зависит число каскадов приемника, охваченных АРУ?
- 7) Какие каскады приемника целесообразно охватывать АРУ?

8) В чем отличие "АРУ назад" от "АРУ вперед"? Достоинства и недостатки этих типов АРУ?

9) Каково влияние на чувствительность приемника оказывают различные типы АРУ?

10) Влияет ли АРУ на надежность радиосвязи?

11) Какие способы изменения усиления приемника применяются на практике? Достоинства и недостатки известных способов?

12) Почему работа системы АРУ может быть неустойчивой?

13) Можно ли применять АРУ в каскадах усилителя низкой частоты радиовещательного приемника?

5.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [6, с.354-357, 373-385], [7, с.270-286], [9, с.326-339], [10, с.246-256].

6 ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

6.1 Цель работы

Исследование:

- 1) детекторных (дискриминационных) характеристик дифференциального частотного детектора (ДЧД) и частотного детектора отношений (ЧДО);
- 2) реакция ДЧД и ЧДО на мешающую амплитудную модуляцию сигнала;
- 3) реакция ДЧД на синусоидальную помеху.

6.2 Описание макета приемника частотно-модулированных сигналов

Принципиальная схема линейного тракта приемника ЧМ сигналов приведена на рисунке 6.1. На микросхеме $A1$ (K237ЖА5) выполнен блок ультракоротких волн (УКВ), включающий в себя каскодный ОЭ-ОБ УРЧ на транзисторах $V1$ и $V2$ (см. приложение 1), преобразователь частоты на дифференциальной паре и опорных колебаний на транзисторах $V4$ и $V6$. Частота опорных колебаний гетеродина (около 43 МГц) определяется индуктивностью $L1$ (см. рисунок 6.1) и емкостью обратносмещенных варикапов $V1$ и $V2$. Сигнал с промежуточной частотой 10.7 МГц при помощи катушки связи $L3$ снимается с нагрузочного контура $L2$, $C5$ преобразователя частоты и подается на вход микросхемы $A2$ (K237УР5), включающий в себя каскодный ОЭ-ОЭ-ОБ УПЧ на транзисторах $V1$, $V2$ и $V3$ (см. приложение 1). Нагрузкой УПЧ является полосовой фильтр $C15$, $L5$, $C16$, $L6$ (см. рисунок 6.1) с фактором связи между контурами $\beta = 1$. В зависимости от положения переключателя $S1$ образуется или схема ДЧД на диодах $V4$, $V5$ (выходное напряжение снимается с верхней точки резистора $R8$) или схема ЧДО на диодах $V4$, $V6$ (выходное напряжение снимается с общей точки подключения резисторов $R8$ и $R9$).

Выходное напряжение с ГСС может подаваться на блок УКВ через гнездо $X1$ или на УПЧ через гнездо $X2$. Выходное напряжение УПЧ может контролироваться через гнездо $X3$.

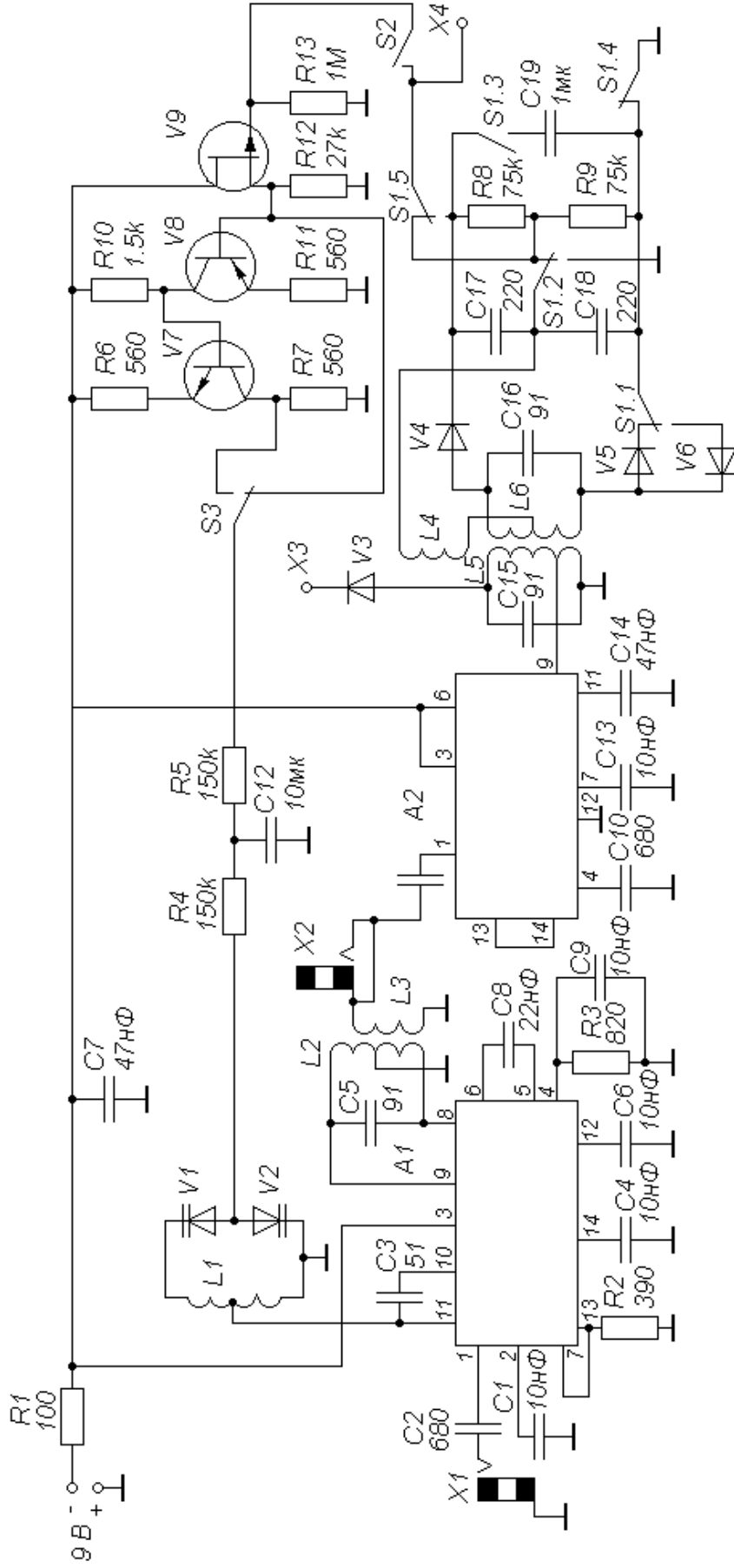


Рисунок 6.1 – Принципиальная схема приемника частотно-модулированных сигналов.

A1 – микросхема К237ЖА5, A2 – микросхема К237УР5

При подключении к гнезду X3 осциллографа, образуется детектор на диоде V3 с нагрузкой из входного сопротивления осциллографа (1 МОм), входной емкости осциллографа $C_{ex} = 40 \text{ нФ}$ и емкости соединительного кабеля $C_k = 100 \text{ нФ}$. Коэффициент передачи детектора на диоде равен 0,9. Выходное напряжение ЧД или ЧДО может контролироваться через гнездо X4. Система автоматической подстройки частоты гетеродина в данной работе не исследуется, поэтому переключатель S2 должен быть в отключенном положении. Для проведения экспериментальных исследований необходим ГСС радиочастот, вольтметр постоянного напряжения, осциллограф.

6.3 Краткие сведения из теории

6.3.1 Статистическая детекторная характеристика (СДХ) ДЧД (в случае балансной схемы – дискриминационная характеристика) представляет собой зависимость постоянного напряжения на выходе детектора от частоты принимаемого сигнала:

$$U_{0\text{вых}} = \psi(f_c), \quad (6.1)$$

6.3.2 Выходное напряжение дифференциального ДЧД

$$U_{0\text{вых}} = \frac{m_1 \cdot U_{ex} \cdot |Y_{21}| \cdot k_d \cdot \Psi}{g_{эн}}, \quad (6.2)$$

где U_{ex} – входное напряжение каскада УПЧ, изображенного на рисунке 6.2 и нагруженного на полосовой фильтр ДЧД;

$|Y_{21}|$ – модуль крутизны усилительного прибора;

$g_{эн}$ – эквивалентная проводимость контура полосового фильтра с затуханием d_3 ;

k_d – коэффициент передачи детекторов на диодах V4 и V5;

$$\Psi = \frac{\sqrt{1 + (\xi + 0.5\beta)^2} + \sqrt{1 + (\xi - 0.5\beta)^2}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}, \quad (6.3)$$

$\xi = \frac{2\Delta f}{d_3 f_0}$ – обобщенная расстройка.

Зависимости Ψ от ξ и β приведены на рисунке 6.3.

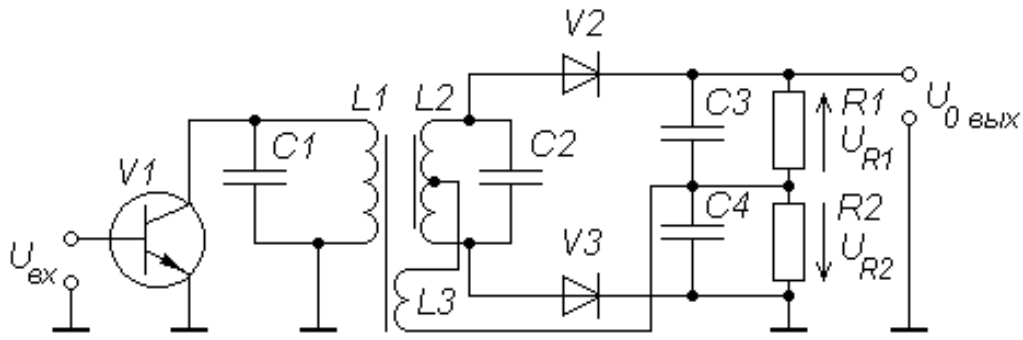


Рисунок 6.2 – Упрощенная схема каскада УПЧ с ДЧД

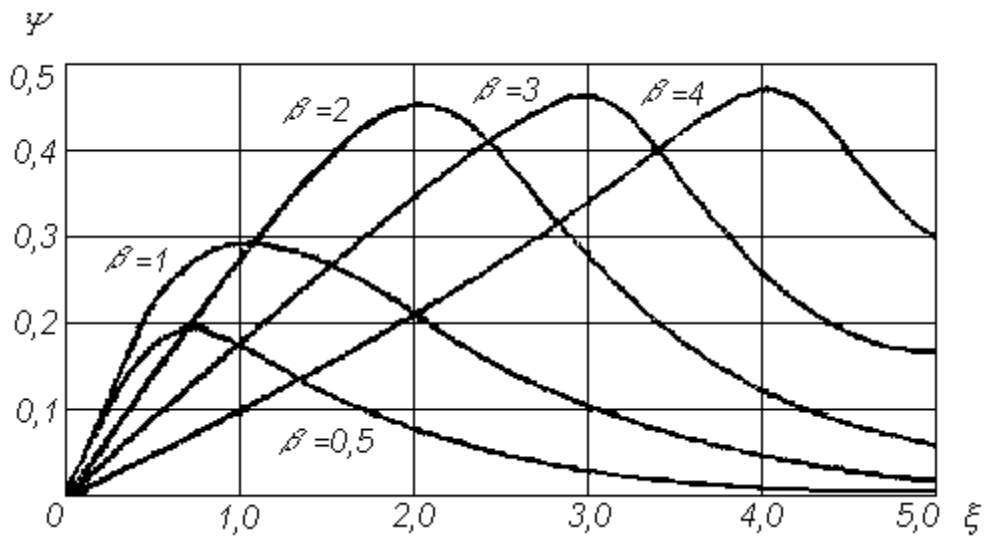
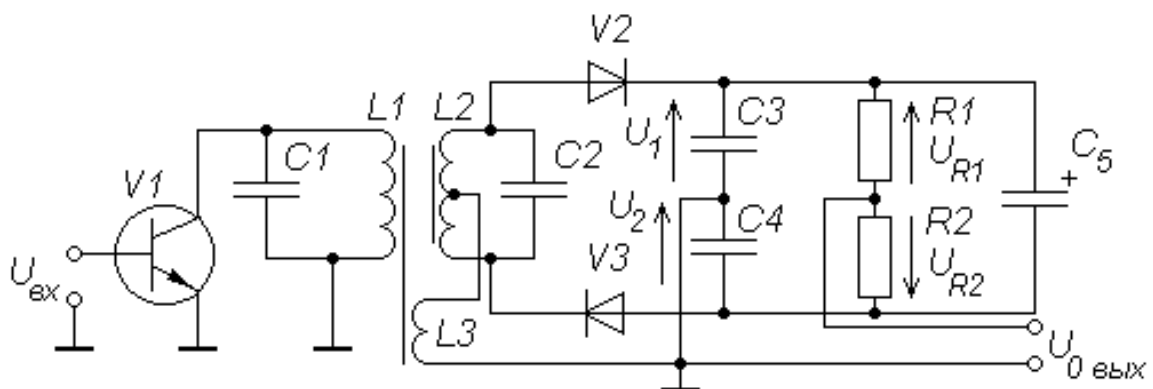
Рисунок 6.3 – Зависимость функции Ψ от обобщенной расстройки ξ и фактора связи β 

Рисунок 6.4 – Упрощенная схема каскада УПЧ с ЧДО

На линейном участке при $\xi \ll 1$ и $\xi \ll \beta$ выражение (6.3) упрощается:

$$\Psi = \frac{2 \cdot \beta \cdot \xi}{\sqrt{4 + \beta \cdot (1 + \beta^2)}}, \quad (6.4)$$

и при $\beta = 1$

$$\Psi = \frac{\xi}{\sqrt{5}} = \frac{2 \cdot \Delta f}{\sqrt{5} \cdot d_s \cdot f_0} = \frac{2 \cdot \Delta f}{\sqrt{5} \cdot \Pi_\partial} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \Delta f}{\sqrt{5} \cdot \Pi_\phi}, \quad (6.5)$$

где Π_∂ – частотный растрор между горбами детекторной характеристики ЧД,

Π_ϕ – полоса пропускания полосового фильтра частотного детектора по уровню $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

6.3.3 Крутизна детекторной характеристики ДЧД на линейном участке ($\xi \ll 1$) с учетом формул (6.2) и (6.5)

$$S_{rg} = \frac{d \cdot U_{0\text{вых}}}{d \cdot \Delta f} \Big|_{\Delta f = 0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{5}} \cdot \frac{U_{\text{ex}} \cdot |Y_{21}| \cdot k_d}{g_{\text{эн}} \cdot \Pi_\phi}. \quad (6.6)$$

6.3.4 Коэффициент передачи ДЧД (см. рисунок 6.2)

$$k_{rg} = \frac{U_{0\text{вых}}}{U_{\text{ex}}} = \frac{U_{R1} - U_{R2}}{U_{\text{ex}}} = \frac{S_{rg} \cdot \Delta f_m}{U_{\text{ex}}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{5}} \cdot \frac{|Y_{21}| \cdot k_d \cdot \Delta f_m}{g_{\text{эн}} \cdot \Pi_\phi}, \quad (6.7)$$

где Δf_m – максимальное отклонение (девиация) частоты сигнала от своего значения.

7.3.5 Коэффициент передачи ЧДО, изображенного на рисунке 6.4:

$$\begin{aligned} k_{rgo} &= \frac{U_{R1} - U_1}{U_{\text{ex}}} = \frac{1}{U_{\text{ex}}} \left(U_{R1} - \frac{U_{R1} + U_{R2}}{2} \right) = \frac{U_{R1} - U_{R2}}{2 \cdot U_{\text{ex}}} = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{5}} \cdot \frac{|Y_{21}| \cdot k_d \cdot \Delta f_m}{g_{\text{эн}} \cdot \Pi_\phi}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

6.3.6 Реакция ДЧД или ЧДО на мешающую амплитудную модуляцию сигнала можно оценить коэффициентом

$$\eta = \frac{U_\Omega}{U_{\Omega\text{ex}}}, \quad (6.9)$$

где U_Ω – амплитуда напряжения модуляции на выходе детектора;

$U_{\Omega\text{ex}}$ – амплитуда огибающей амплитудно-модулированного сигнала на первом контуре полосового фильтра ДЧД.

6.3.7 Реакцию ДЧД на синусоидальную помеху с частотой ω_n можно определить, используя рисунок 6.5,

где U_c – вектор напряжения сигнала, поданного на детектор;

U_n – вектор напряжения помехи;

$\Omega_\sigma = (\omega_n - \omega_c)$ – частота биений;

θ_n – фаза суммарного колебания U_Σ .

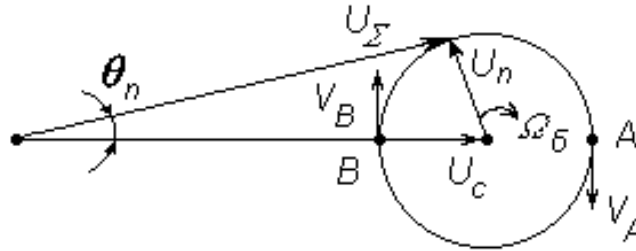


Рисунок 6.5 – Векторная диаграмма, поясняющая воздействие на ДЧД синусоидальной помехи

Скорости перемещения конца вектора суммарного колебания в точках А и В соответственно:

$$V_A = (U_c + U_n) \cdot \left. \frac{d\theta_n}{dt} \right|_A, \quad V_B = (U_c - U_n) \cdot \left. \frac{d\theta_n}{dt} \right|_B,$$

причем $V_A = V_B = \Omega U_n$.

Из этих условий скорости изменения фазы $\left. \frac{d\theta_n}{dt} \right|$ (отклонения частоты суммарного колебания от среднего значения) в точках А и В соответственно равны:

$$\left. \frac{d\theta_n}{dt} \right|_A = \Delta\omega_{nA} = \frac{\Omega \cdot U_n}{U_c + U_n}, \quad \left. \frac{d\theta_n}{dt} \right|_B = \Delta\omega_{nB} = \frac{\Omega \cdot U_n}{U_c - U_n}.$$

Так как $\Delta\omega_{nA} < \Delta\omega_{nB}$, то выходное напряжение ДЧД при действии синусоидальной помехи – несинусоидальное с частотой Ω_σ , а величина его размаха

$$U_{pn} = S_{rg} (\Delta\omega_{nA} + \Delta\omega_{nB}) = \frac{2 \cdot \Omega \cdot U_n \cdot S_{rg}}{U_c \cdot \left(1 - \frac{U_n^2}{U_c^2}\right)}, \quad (6.10)$$

Если полезный сигнал имеет частотное отклонение $\pm\Delta\omega_m$, то размах напряжения сигнала на выходе $U_{pc} = S_{rg} \cdot 2 \cdot \Delta\omega_m$, а отношение сигнала к помехе на выходе ДЧД

$$\left(\frac{C}{\pi}\right)_{\text{вых}} = \frac{U_{pc}}{U_{pn}} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \cdot \frac{U_c}{U_n} \cdot \left(1 - \frac{U_n^2}{U_c^2}\right), \quad (6.11)$$

Выигрыш в отношении сигнала к помехе на выходе ДЧД

$$B = \left(\frac{C}{\pi}\right)_{\text{вых}} : \left(\frac{C}{\pi}\right)_{\text{вх}} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \cdot \left(1 - \frac{U_n^2}{U_c^2}\right), \quad (6.12)$$

6.4 Расчетное задание

6.4.1 Рассчитать и построить детекторные характеристики ДЧД и ЧДО при двух значениях напряжения на выходе микросхемы А2 (см. рисунок 6.1): $U_{c\text{вх}1} = 10 \text{ мВ}$, $U_{c\text{вх}2} = 15 \text{ мВ}$, если:

- 1) частота настройки полосового фильтра ЧД $f_0 = 10.7 \text{ МГц}$;
- 2) полоса пропускания полосового фильтра $\Pi_{\phi} = 0.3 \text{ МГц}$;
- 3) фактор связи между контурами $\beta = 1$;
- 4) индуктивности $L5 = L6 = 2.2 \text{ мкГн}$;
- 5) коэффициент передачи детекторов на диодах $V4$, $V5$ и $V6 = 0.9$;
- 6) модуль крутизны микросхемы А3 на частоте 10.7 МГц $|Y_{21}| = 0.09 \text{ См}$;
- 7) коэффициент включения вывода 9 микросхемы А2 в контур $C15$, $L5$ $m = 0.3$.

7.4.2 Определить крутизну линейного участка детекторных характеристик ДЧД и ЧДО по условиям пункта 6.4.1.

7.4.3 Используя результаты расчета пункта 6.4.2, определить величину размаха напряжения помехи на выходе ДЧД при соотношении сигнала к помехе на входе детектора $(U_c/U_n) = 2$, если

- 1) $f_n = f_c = f_0 = 10.7 \text{ МГц}$;
- 2) $f_n = 10.8 \text{ МГц}$, $f_c = f_0$;
- 3) $f_n = 10.9 \text{ МГц}$, $f_c = f_0$.

Входное напряжение сигнала для микросхемы А2 принять равным 10 мВ .

6.5 Экспериментальное задание

6.5.1 Снять и построить амплитудную характеристику $U_{c\text{вых}} = f(U_{c\text{вх}})$ УПЧ приемника ЧМ сигналов. Определить входное $U'_{c\text{вх}}$ и выходное $U'_{c\text{вых}}$ напряжения УПЧ, при которых наступает ограничение сигнала.

6.5.2 Снять и построить СДХ $U_{0\text{вых}} = \Phi(f_c)$ ДЧД и ЧДО при выходном напряжении УПЧ $U_{c\text{вх}} = \frac{U'_{c\text{вх}}}{1.5}$.

6.5.3 Снять и построить СДХ $U_{0\text{вых}} = \Phi(f_c)$ ДЧД и ЧДО при входном напряжении УПЧ $U_{c\text{вх}} = 1.5 \cdot U'_{c\text{вх}}$.

6.5.4 Определить реакцию ДЧД и ЧДО на амплитудную модуляцию сигнала. Частоту модуляции установить равной $F = 1 \text{ кГц}$, глубину модуляции $m = 0.3$, входное напряжение УПЧ $U_{c\text{вх}} = \frac{U'_{c\text{вх}}}{2}$, частоту сигнала $f_c = f_0 + \frac{\Pi_0}{4}$. Для ЧД и ЧДО рассчитать коэффициент η (см. формулу (6.9)).

6.5.5 Определить реакцию ЧД на синусоидальную помеху. Снять и построить зависимость размаха напряжения помехи на выходе детектора от частоты биений $F_0 = \frac{\Omega_0}{2 \cdot \pi} = \frac{|\omega_n - \omega_c|}{2 \cdot \pi}$ при напряжении сигнала на выходе УПЧ

$U_{c\text{вых}} = \frac{U'_{c\text{вых}}}{1.5}$, напряжение помехи на выходе УПЧ $U_{n\text{вых}} = \frac{U'_{c\text{вх}}}{2}$. Частота помехи плавно менять от $f_0 - \frac{\Pi_0}{2}$ до $f_0 + \frac{\Pi_0}{2}$.

6.6 Указания по проведению экспериментального исследования

6.6.1 При снятии амплитудной характеристики УПЧ при помощи осциллографа замерить постоянное напряжение U_0 на выходе детектора, образованного диодом V3 (см. рисунок 6.1), входным сопротивлением осциллографа, входной емкостью осциллографа и емкостью соединительного кабеля. Выходное напряжение УПЧ $U_{c\text{вых}}$ связано с U_0 соотношением:

$$U_{c\text{вых}} = \frac{U_0}{k'_d} = \frac{U_0}{0.9},$$

где k'_d – коэффициент передачи детектора на диоде V3.

6.6.2 При снятии СДХ постоянное напряжение на выходе ДЧД или ЧДО замерять через гнездо X4 осциллографом или вольтметром постоянного напряжения.

6.6.2 При исследовании реакции ДЧД и ЧДО на амплитудную модуляцию сигнала учитывать, что при подключении к полосовому фильтру вместо ДЧД ЧДО изменяется частота настройки f_0 . Амплитудно-модулированный входной сигнал для УПЧ получить режимом внутренней модуляции ГСС с частотой модуляции 1 кГц. Напряжение с частотой модуляции на выходе ДЧД или ЧДО наблюдать на экране осциллографа.

6.6.3 При исследовании реакции ДЧД на синусоидальную помеху напряжение сигнала с ГСС1 подавать на гнездо X1, а напряжение помехи с ГСС2

– на гнездо X2. Условие $U_{n\text{ вых}} = \frac{U_{с\text{ вых}}}{2}$ обеспечить путем измерения выходного напряжения ДЧД при одинаковых расстройках сигнала и помехи от частоты настройки f_0 полосового фильтра при поочередном включении ГСС1 и ГСС2. Напряжение помехи на выходе ДЧД наблюдать на экране осциллографа.

6.7 Контрольные вопросы

- 1) Какими параметрами характеризуется сигнал с частотной модуляцией?
- 2) Каков характер и ширина спектра частотно-модулированного сигнала при различных значениях индекса модуляции? В чем отличие спектра частотно-модулированного сигнала от амплитудно-модулированного сигнала?
- 3) Назначение ДЧД. Приведите и поясните вид детекторной характеристики балансного ДЧД.
- 4) Какова должна быть форма детекторной характеристики идеального ДЧД? В чем отличие от нее реальных характеристик?
- 5) В чем отличие ДЧД от ЧДО?
- 6) Поясните с помощью векторных диаграмм принцип работы ДЧД.
- 7) От чего зависит протяженность рабочего участка детекторной характеристики ДЧД?
- 8) От чего зависит крутизна детекторной характеристики ДЧД?
- 9) Почему выходное напряжение ЧДО при прочих равных условиях в два раза меньше выходного напряжения ДЧД?
- 10) На какие характеристики ДЧД влияет величина фактора связи между контурами полосового фильтра?
- 11) Почему ЧДО малочувствителен к быстрым изменениям амплитуды ВЧ сигнала?
- 12) Как меняется входное сопротивление ЧДО при быстрых изменениях амплитуды ВЧ сигнала?
- 13) Как меняется входное сопротивление ЧДО при быстрых изменениях амплитуды ВЧ сигнала?
- 14) Почему при воздействии на ДЧД сигнала и синусоидальной помехи выходное напряжение детектора имеет несинусоидальную форму?

6.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [3, с.327-330, 444-446], [6, с.319-326], [9, с.363-365, 368-378],.

7 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ГЕТЕРОДИНА

7.1 Цель работы

Исследование:

- 1) эффективности автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧГ) при использовании дифференциального частотного детектора (ДЧД) и частотного детектора отношений (ЧДО);
- 2) эффективности АПЧГ с усилением в цепи управления.

7.2 Описание системы АПЧГ приемника частотно-модулированных сигналов

Принципиальная схема приемника частотно-модулированных сигналов с системой АПЧГ приведена на рисунке 6.1.

Система АПЧГ включает в себя эталон частоты (полосовой фильтр $C15$, $L5$, $C16$, $L6$ с частотой настройки $f_{np} = 10,7 \text{ МГц}$), измерительный элемент (ДЧД на диодах $V4$, $V5$ или ЧДО на диодах $V4$, $V6$), развязывающий истоковый повторитель на транзисторе $V9$, усилитель постоянного тока (УПТ) на транзисторах $V7$, $V8$, фильтр нижних частот $R5$, $C12$, $R4$, управитель частотой гетеродинных колебаний на варикапах $V1$, $V2$. Система АПЧГ включается при помощи переключателя $S2$. При помощи переключателя $S3$ в цепь управления системы АПЧГ может быть включен УПТ для усиления управляющего напряжения АПЧГ, которое снимается с выхода ДЧД или выхода ЧДО и подается через фильтр нижних частот $R5$, $C12$, $R4$ на управитель $V1$, $V2$.

Для проведения экспериментальных исследований необходим ГСС радиочастот, осциллограф или вольтметр постоянного напряжения.

7.3 Краткие сведения из теории

7.3.1 Эффективность работы системы АПЧГ или ее точность оценивается коэффициентом автоподстройки

$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_{нач}}{\Delta f_{ос}}, \quad (7.1)$$

где $\Delta f_{нач}$ – начальная величина частотной расстройки (ошибки) управляемого генератора (гетеродина) относительно эталонного значения частоты при выключенной системе АПЧГ;

Δf_{oc} – остаточная величина частотной расстройки при включенной системе АПЧГ.

Поскольку отклонения частот сигнала или гетеродина приводят к таким же по величине отклонениям промежуточной частоты, то напряжение, управляющее частотой гетеродина приемника можно получить с выхода частотного детектора.

В этом случае величина коэффициента автоподстройки может быть рассчитана по формуле:

$$K_{АПЧ} = 1 + S_{\text{чд}} \cdot S_y \cdot k_y \cdot k_{\phi}, \quad (7.2)$$

где $S_{\text{чд}} = \left. \frac{dU_{0 \text{ вых}}}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=0}$ – крутизна детекторной характеристики частотного детектора;

$$S_y = \left. \frac{d\Delta f_z}{d\Delta U_y} \right|_{\Delta U_y=0} \text{ – крутизна характеристики управителя, меняющего частоту}$$

гетеродина на величину Δf_z под действием управляющего напряжения величиной ΔU_y ;

k_y – коэффициент усиления УПТ в цепи АПЧГ;

k_{ϕ} – коэффициент передачи фильтра нижних частот в цепи АПЧГ.

7.3.2 При больших изменениях частоты сигнала или гетеродина, переходящих в преобразователе в изменения промежуточной частоты, система АПЧГ характеризуется полосой удержания Π_y и полосой захвата Π_z . Полоса удержания и полоса захвата ориентировочно могут быть найдены по формулам:

$$\Pi_y \approx \Pi_0 \cdot K_{АПЧ}, \quad (7.3)$$

$$\Pi_z \approx \Pi_0 \cdot \frac{K_{АПЧ} + 1}{2}, \quad (7.4)$$

где Π_0 – частотный раствор между горбами детекторной характеристики частотного детектора.

7.3.3 Характеристика регулирования системы АПЧГ – это зависимость остаточной величины частотной расстройки гетеродина Δf_{oc} от начальной расстройки $\Delta f_{нач}$ (рисунок 7.1). Поскольку $\Pi_y > \Pi_z$, кривая регулирования обладает своеобразным гистерезисом при различных направлениях изменения начальной расстройки.

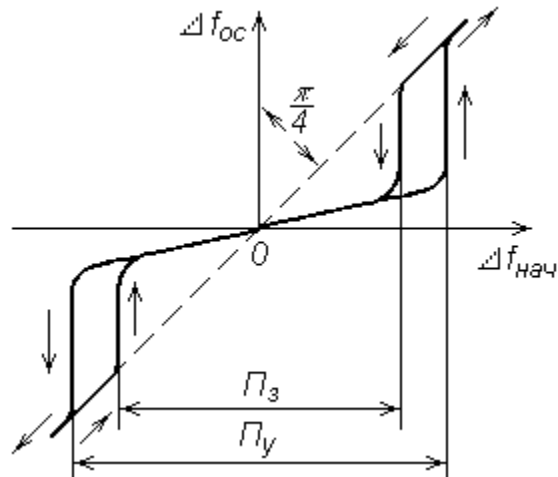


Рисунок 7.1 – Характеристика регулирования системы АПЧГ

7.4 Расчетное задание

7.4.1 Рассчитать полосу удержания и полосу захвата системы АПЧГ без усилителя в цепи управления, если:

- 1) частотный растров между горбами детекторной характеристики ДЧД $\Pi_0 = 0,22 \text{ МГц}$;
- 2) крутизна характеристики ДЧД $S_{\omega_0} = 2,7 \text{ В/МГц}$;
- 3) крутизна характеристики управителя $S_y = 4,5 \text{ МГц/В}$;
- 4) коэффициент передачи фильтра нижних частот в цепи АПЧГ $k_\phi = 1$;
- 5) коэффициент передачи истокового повторителя на транзисторе V9 $k_u = 0,85$.

По результатам расчета построить аппроксимированную регулировочную характеристику системы АПЧГ без усилителя в цепи управления.

7.4.2 Рассчитать полосу удержания и полосу захвата системы АПЧГ с усилителем в цепи управления. Считать коэффициент усиления УПТ $k_y = 2,5$, остальные исходные данные для расчета взять из пункта 7.4.1.

По результатам расчета построить аппроксимированную регулировочную характеристику системы АПЧГ с усилителем в цепи управления.

7.5 Экспериментальное задание

7.5.1 Снять и построить амплитудную характеристику $U_{пр\ вых} = f(U_{с\ вх})$ линейного тракта (УРЧ – ПЧ – УПЧ) приемника ЧМ сигналов. Определить входное напряжение УРЧ $U'_{с\ вх}$ и выходное напряжение УПЧ $U'_{пр\ вых}$ при которых в последнем каскаде УПЧ наступает ограничение сигнала. Установить входное напряжение УРЧ $U_{с\ вх} = 1,5 \cdot U'_{с\ вх}$ и не менять его при всех дальнейших исследованиях.

7.5.2 Подключить к выходу УПЧ ЧДО. При отключенной системе АПЧГ измерить частотный раствор Π_0 между горбами детекторной характеристики ЧДО и определить крутизну детекторной характеристики ЧДО.

7.5.3 Измерить полосу удержания Π_y и полосу захвата простой (без УПТ в цепи управления) системы АПЧГ с ЧДО. $\Delta f_{oc} = \Phi(\Delta f_{нач})$. Определить величину коэффициента автоподстройки $K_{АПЧ}$ и крутизну управителя S_y .

7.5.4 Измерить Π_y и Π_z системы АПЧГ с ЧДО и включенном в цепь управления УПТ. Построить аппроксимированную зависимость $\Delta f_{oc} = \Phi(\Delta f_{нач})$. Определить $K_{АПЧ}$ и S_y .

7.5.5 Подключить к выходу УПЧ ДЧД. При отключенной системе АПЧГ измерить частотный раствор Π_0 между горбами детекторной характеристики ДЧД и определить крутизну детекторной характеристики ДЧД.

7.5.6 Измерить Π_y и Π_z простой (без УПТ в цепи управления) системы АПЧГ с ДЧД. Построить аппроксимированную зависимость $\Delta f_{oc} = \Phi(\Delta f_{нач})$. Определить $K_{АПЧ}$ и S_y .

7.5.7 Измерить Π_y и Π_z системы АПЧГ с ЧДО и включенном в цепь управления УПТ. Построить аппроксимированную зависимость $\Delta f_{oc} = \Phi(\Delta f_{нач})$. Определить $K_{АПЧ}$ и S_y .

7.6 Указания по проведению экспериментального исследования

7.6.1 Входное напряжение сигнала с ГСС подавать на гнездо X1. Частоту сигнала выбрать ниже частоты гетеродина ($f_c = 43 \text{ МГц}$) на величину промежуточной частоты ($f_{np} = 10,7 \text{ МГц}$).

7.6.2 При снятии амплитудной характеристики линейного тракта приемника при помощи осциллографа (или вольтметра) замерять постоянное напряжение U_0 на выходе детектора, образованного диодом V3 (см. рис. 7.1), входным сопротивлением осциллографа (вольтметра), входной емкостью осциллографа (вольтметра) и емкостью соединительного кабеля. Выходное напряжение УПТ $U_{np \text{ вых}}$ связано с U_0 соотношением

$$U_{np} = \frac{U_0}{k'_d} = \frac{U_0}{0,9}$$

где k'_d – коэффициент передачи детектора на диоде V3.

7.6.3 Полосу удержания Π_y и полосу захвата Π_z определить по предварительно прокалиброванному точному лимбу ГСС. Выход системы АПЧГ на режим слежения (срыв слежения) характеризуется резким падением напряжения на выходе частотного детектора при увеличении частотной расстройки ГСС относительно частоты настройки приемника. Вход системы АПЧГ в режим слежения (захват частоты) характеризуется резким возрастанием выходного напряжения частотного детектора при уменьшении частотной расстройки ГСС относительно частоты настройки приемника.

7.7 Контрольные вопросы

- 1) Поясните назначение системы АПЧГ в приемнике.
- 2) В чем отличие между статической системой АПЧГ и астатической АПЧГ?
- 3) В чем заключаются достоинства и недостатки электронных и электромеханических систем АПЧГ?
- 4) Какие элементы необходимо ввести в приемник для реализации статической системы АПЧГ?
- 5) Какие элементы необходимо ввести в приемник для реализации астатической системы АПЧГ?
- 6) Какую роль выполняет частотный детектор в системе АПЧГ?
- 7) Для чего в цепи регулирования АПЧГ необходим фильтр нижних частот? Из каких условий выбирается постоянная времени фильтра нижних частот?
- 8) Какие функции выполняет управитель системы АПЧГ? От чего зависит крутизна управителя системы АПЧГ?
- 9) Для каких целей иногда в цепь управления системы АПЧГ включается усилитель постоянного тока?
- 10) От каких факторов зависят полоса захвата и полоса удержания системы АПЧГ?
- 11) Почему полоса захвата меньше полосы удержания?
- 12) Почему при прочих равных условиях система АПЧГ с дифференциальным частотным детектором эффективнее, чем с частотным детектором отношений?
- 13) При каких условиях в характеристике регулирования статической АПЧГ отсутствует эффект гистерезиса?

7.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [6, с. 358-363, 367-373], [12, с. 312-322, 328-331].

8 ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО И ПИКОВОГО ДЕТЕКТОРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

8.1 Цель работы

Исследование:

- 1) влияния параметров нагрузки импульсного детектора на форму радиоимпульса на входе и форму видеоимпульса на выходе детектора;
- 2) зависимости коэффициента передачи импульсного детектора от параметров нагрузки;
- 3) зависимости времени спада и времени установления видеоимпульса на выходе импульсного детектора от параметров нагрузки;
- 4) коэффициента передачи импульсного детектора.

8.2 Описание макета импульсного и пикового детекторов

Принципиальная схема импульсного и пикового детекторов приведена на рисунке 8.1. Импульсный детектор может иметь в своем составе или германиевый диод $V13$ (Д311), или кремниевый диод $V14$ (КД503), а также нагрузку, составленную из любой комбинации резисторов $R34-R37$ и конденсаторов $C20-C23$.

Переключателями $S10-S12$ к импульсному детектору через конденсаторы нагрузки $C24-C26$ возможно подключение пикового детектора на диоде $V15$ (Д18) с нагрузочными сопротивлениями $R38-R40$. Цепочка $R41, C27$ представляет собой фильтр нижних частот, подключаемый на выход пикового детектора переключателем $S16$. Напряжение радиоимпульсов подается на вход импульсного детектора с резонансного контура $C18, L5$ усилительного каскада, выполненного на транзисторе $V12$. Радиоимпульсная последовательность может быть промодулирована по амплитуде путем подачи на гнездо $X7$ напряжения от генератора звуковой частоты. Частота следования радиоимпульсов может меняться ориентировочно в пределах от 1,2 кГц до 5 кГц движком потенциометра $R3$ (см. рисунок П.3.2), выведенного на лицевую панель макета. Частота заполнения радиоимпульса постоянна и равна 2 МГц.

Структурная и принципиальная схемы блока для формирования радиоимпульсов с переменной частотой следования приведены в приложении 3.

8.3 Краткие сведения из теории

8.3.1 Процесс детектирования сигнала импульсным детектором. При отсутствии радиоимпульса напряжение на выходе детектора равно нулю и рабочая точка диода находится в начале координат I_d, U_d , где I_d – ток диода, U_d – напряжение на диоде.

С приходом радиоимпульса емкость нагрузки детектора начинает заряжаться выпрямленным диодом током высокой частоты. Однако напряжение на емкости нагрузки в течении первых полупериодов высокой частоты мало и угол отсечки высокочастотного тока близок к 90 градусам. Входное сопротивление детектора близко к величине $2 \cdot R_d = 2 \cdot \frac{1}{g_d}$, где R_d – внутреннее сопротивление диода в прямом направлении, и сильно шунтирует резонансный контур $C18, L5$ (см. рисунок 8.1). Полоса пропускания контура при этом велика, скорость нарастания высокочастотных колебаний на контуре, а следовательно и на нагрузке детектора – большая. По мере приближения к установившемуся режиму напряжение на нагрузке детектора увеличивается, угол отсечки уменьшается, входное сопротивление детектора возрастает и стремится к величине $2 \cdot R_d + \frac{R_n}{2}$, где $R_n = \frac{1}{g_n}$ – сопротивление нагрузки детектора.

Шунтирование контура $C18, L5$ (см. рисунок 8.1) входным сопротивлением детектора уменьшается, сокращается полоса пропускания контура. Скорость нарастания высокочастотных колебаний на контуре при этом уменьшается. Более точно входную проводимость детектора в установившемся режиме можно рассчитать по формуле:

$$g_{ex.y} = \frac{1}{R_{ex.y}} = g_{обр} + \frac{g_d}{2 \cdot \pi} (2 \cdot \theta_y - \sin 2 \cdot \theta_y), \quad (8.1)$$

где $g_{обр}$ – проводимость диода в обратном направлении;

θ_y – угол отсечки высокочастотного тока диода в установившемся режиме.

8.3.2 Время установления (t_y) видеоимпульса на выходе детектора можно рассчитать по формуле:

$$t_{yd} \approx 5 \cdot C_n \frac{2 \cdot R_d + R'_y}{1 + R'_y \cdot g_{ex.y}} \cdot \cos \theta_y, \quad (8.2)$$

где C_n – емкость нагрузки детектора;

R'_3 – резонансное сопротивление контура без учета шунтирующего действия детектора.

Результирующее время установления на выходе детектора $t_{y\text{вых}}$ зависит и от времени установления радиоимпульса t_{yp} , подаваемого на вход усилителя на транзисторе V12 (см. рисунок 8.1)

$$t_{y\text{вых}} = \sqrt{t_{yp}^2 + t_{yd}^2}, \quad (8.3)$$

8.3.3 Время спада (t_c) видеоимпульса в импульсном детекторе определяется временем разряда конденсатора нагрузки через проводимость нагрузки $g_n = \frac{1}{R_n}$ и внутреннюю проводимость запятого диода $g_{обр} = \frac{1}{R_{обр}}$:

$$t_c = 3 \cdot C_n \frac{1}{g_n + g_{обр}}, \quad (8.4)$$

8.3.4 Коэффициент передачи импульсного детектора в установившемся режиме

$$K_d = \cos \theta_y \quad (8.5)$$

может быть найден по графику рисунок 8.2 или с использованием приближенной формулы для определения угла отсечки:

$$\theta_y = \sqrt[3]{\frac{g_n + g_{обр}}{g_d} \cdot 3 \cdot \pi}. \quad (8.6)$$

8.3.5 Коэффициент передачи и входное сопротивление пикового детектора зависят от скважности радио и видеоимпульсов, поступающих на его вход. Скважность

$$q = \frac{T}{\tau},$$

где T , τ - соответственно период и длительность импульсов.

Поскольку в пиковом режиме диод открывается только на время τ наличия импульса, то выпрямленный ток, а значит и выпрямленное напряжение в q раз меньше, чем в детекторе непрерывных сигналов. Это можно учесть уменьшением в q раз истинного значения сопротивления нагрузки детектора. Следовательно, коэффициент передачи и входное сопротивление пикового детектора при прочих равных условиях значительно меньше, чем у детектора непрерывных сигналов.

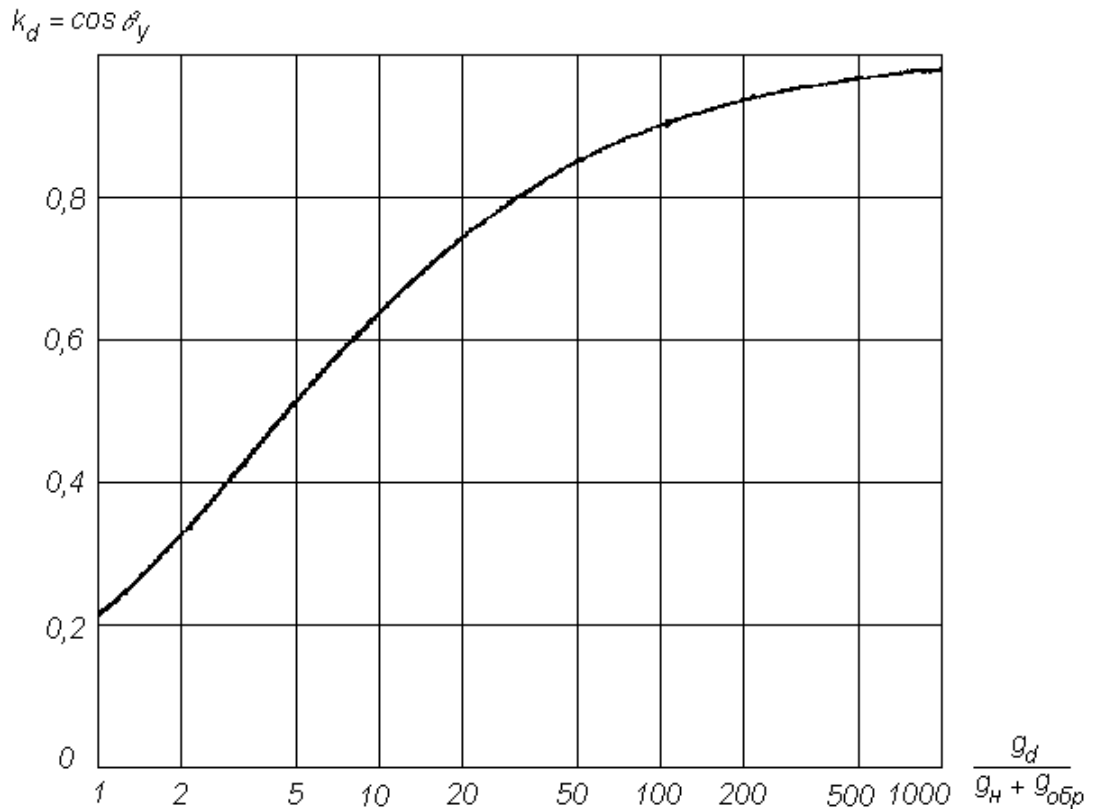


Рисунок 8.2 – Зависимость коэффициента передачи детектора от параметров g_d , g_n , $g_{обр}$

8.3.6 Особенностью схем пикового детектора является то, что он практически всегда выполняется по параллельной схеме, поскольку работает от резистивного каскада.

8.4 Расчетное задание

8.4.1 Рассчитать величину коэффициентов передачи импульсных детекторов на диодах Д311 и КД509А в установившемся режиме при сопротивлениях нагрузки $R_{н1} = 1,5 \text{ кОм}$ и $R_{н2} = 15 \text{ кОм}$. Для расчета использовать следующие данные: сопротивление германиевого диода Д311 в прямом направлении $R_d = \frac{1}{g_d} = 40 \text{ Ом}$, в обратном направлении $R_{обр} = \frac{1}{g_{обр}} = 300 \text{ кОм}$, а для кремниевого диода КД509А $R_{пр} = 500 \text{ Ом}$, $R_{обр} = 10 \text{ МОм}$.

8.4.2 Рассчитать входное сопротивление импульсного детектора на диоде Д311 в установившемся режиме при двух значениях сопротивлениях нагрузки $R_{н1} = 1,5 \text{ кОм}$ и $R_{н2} = 15 \text{ кОм}$. Для расчета воспользоваться формулой (8.1).

8.4.3 Рассчитать время спада видеоимпульса импульсных детекторов с германиевым и кремниевым диодами для сопротивлениями нагрузки $R_{н1} = 1,5 \text{ кОм}$, $R_{н2} = 24 \text{ кОм}$, $R_{н3} = 510 \text{ кОм}$ и емкости нагрузки $C_n = 300 \text{ нФ}$.

8.4.4 Рассчитать время установления видеоимпульса на выходе детектора на диоде Д311 для емкости нагрузки $C_{н1} = 3 \text{ нФ}$, $C_{н2} = 33 \text{ нФ}$ и при двух сопротивлениях нагрузки: $R_{н1} = 1,5 \text{ кОм}$, $R_{н2} = 15 \text{ кОм}$. Считать резонансное сопротивление контура С18, L5 (см. рисунок 8.1) $R'_3 = 560 \text{ Ом}$.

8.4.5 Рассчитать коэффициент передачи пикового детектора на диоде V15 (см. рисунок 8.1) для частот следования видеоимпульсов 2 кГц, 10 кГц и сопротивления нагрузки детектора $R_n = 91 \text{ кОм}$. Сопротивление диода V15 (Д18) в прямом направлении $R_d = 50 \text{ Ом}$, в обратном $R_{обр} = 400 \text{ кОм}$. Длительность видеоимпульса на входе пикового детектора $\tau = 25 \text{ мкс}$.

8.5 Экспериментальное задание

8.5.1 При минимальной частоте следования радиоимпульсов получить на экране осциллографа радиоимпульс на входе, а затем – видеоимпульс на выходе детектора с кремниевым диодом КД509А. При емкости нагрузки $C_n = 300 \text{ нФ}$ и двух значениях сопротивления нагрузки $R_{н1} = 1,5 \text{ кОм}$, $R_{н2} = 510 \text{ кОм}$ зарисовать эпюры напряжений на входе и выходе детектора. Объяснить полученные результаты.

8.5.2 Снять зависимость коэффициента передачи детектора в установившемся режиме от величины сопротивления нагрузки для двух диодов Д311, КД509А и емкости нагрузки $C_n = 300 \text{ нФ}$.

8.5.3 Снять зависимость коэффициента передачи импульсного детектора в установившемся режиме от величины емкости нагрузки для двух диодов и сопротивлении нагрузки $R_n = 15 \text{ кОм}$.

8.5.4 Снять зависимость времени спада видеоимпульса на выходе импульсного детектора от величины сопротивления нагрузки для двух диодов при $C_n = 300 \text{ нФ}$.

9.5.5 Снять зависимость времени установления видеоимпульса от $C_n = 300 \text{ нФ}$ на выходе детектора на диоде Д311 при $R_n = 1,5 \text{ кОм}$.

8.5.6 Установив в импульсном детекторе $R_n = 1,5 \text{ кОм}$, $C_n = 300 \text{ нФ}$ и диод Д311, зарисовать эпюры напряжений на выходе пикового детектора при параметрах его нагрузки: $C_{nn} = 1 \text{ нФ}$, $R_{nn} = 240 \text{ кОм}$, $R_{nn} = 91 \text{ кОм}$.

8.5.7 Подав на гнездо X7 (см. рисунок 8.1) напряжение от внешнего ГСС с частотой 500 Гц, зарисовать эпюры напряжений на выходе пикового детектора при выключенном и включенном фильтре нижних частот (ФНЧ) R41, C27 (см. рисунок 8.1)

8.5.8 Определить величину коэффициента передачи пикового детектора при $R_{nn} = 91 \text{ кОм}$ для двух крайних значений частот следования видеоимпульсов при включенном ФНЧ и такой величине C_{nn} , при которой отсутствуют нелинейные искажения огибающей из-за инерционности нагрузки пикового детектора.

8.6 Указания по проведению экспериментального исследования

8.6.1 Для получения устойчивого изображения на экране осциллографа использовать внешнюю синхронизацию с гнезда X1 (см. рисунок П.3.2) исследуемого макета.

8.6.2 При исследовании импульсного детектора параметры нагрузки пикового детектора установить следующие: $R_{nn} = 240 \text{ кОм}$, $C_{nn} = 1 \text{ нФ}$.

8.6.3 Измерение коэффициента передачи импульсного детектора производить по экрану осциллографа путем сравнения величины видеоимпульса на выходе в установившемся режиме и амплитуды напряжения радиоимпульса на входе.

8.6.4 Время спада и время установления видеоимпульса определять по временной градуировке осциллографа, измеряя время до уровня две/третьих (2/3) от начала переходного процесса и умножая результат на три.

8.6.5 Время установления видеоимпульса на выходе импульсного детектора определять по остаточному фону напряжения высокой частоты радиоимпульса. Частота несущей $f_n = 2 \text{ МГц}$. Учитывать, что результирующее время установления видеоимпульса зависит, в соответствии с формулой (8.3), от времени установления радиоимпульса на входе окончного каскада усилителя радиочастоты (гнездо X3, см. рисунок 8.1).

8.6.6 При модуляции последовательности радиоимпульсов через гнездо X7 (см. рисунок 8.1) напряжением от внешнего ГСС, контролировать отсутствие перемодуляции радиоимпульсов через гнездо X4.

8.6.7 Коэффициент передачи пикового детектора определять как отношение амплитуды напряжения с выхода ФНЧ (гнездо Х6, см. рисунок 8.1) к амплитуде огибающей видеоимпульсов на входе пикового детектора (гнездо Х6).

8.7 Контрольные вопросы

- 1) В чем отличие импульсного и пикового детекторов?
- 2) Каким образом можно перевести детектор из импульсного режима детектирования в пиковый режим?
- 3) Какими факторами определяется время установления импульса на выходе импульсного детектора?
- 4) От чего зависит коэффициент передачи импульсного детектора в установившемся режиме?
- 5) Каким образом меняется входное сопротивление импульсного детектора за время, соответствующее длительности радиоимпульса на входе?
- 6) От чего зависит время спада импульса на выходе импульсного детектора?
- 7) Влияет ли величина скважности радиоимпульсов, поступающих на импульсный детектор, на его коэффициент передачи?
- 8) Из каких соображений выбирается величина постоянной времени нагрузки в пиковом детекторе?
- 9) Какова величина входного сопротивления пикового детектора? Каким образом входное сопротивление пикового детектора зависит от скважности импульсов, поступающих на его вход?
- 10) Есть ли различия в свойствах пикового детектора, если на его вход подавать радиоимпульсы или видеоимпульсы одинаковой амплитуды, длительности и частоты следования?
- 11) Как зависит коэффициент передачи пикового детектора от длительности импульсов периодической последовательности?
- 12) Почему обычно пиковый детектор выполняется по параллельной схеме?
- 13) Сформулируйте принципиальные требования, предъявляемые к диоду пикового детектора?

8.8 Рекомендуемая литература

При подготовке к лабораторной работе следует пользоваться [3, с. 185-187], [7, с. 372-379], [12, с. 223-233],.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 528 с.
2. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 384 с.
3. Палшков В.В. Радиоприёмные устройства. – М.: Радио и связь, 1984. – 392 с.
4. Радиоприемные устройства / Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Высшая школа, 1989. – 342 с.
5. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.
6. Амиантов И.Н., Сифоров В.И. и др. Радиоприёмные устройства. – М.: Советское радио, 1974. – 560 с.
7. Чистяков Н.И., Сидоров В.М. Радиоприёмные устройства. – М.: Связь, 1974. – 408 с.
8. Перцов В.В., Шуцкой К.А. Входные цепи радиоприёмников. – М.: Энергия, 1973. – 256 с.
9. Арсланов М.З., Рябков В.Ф. Радиоприемные устройства. – М.: Советское радио 1973. – 390 с.
10. Заварин Г.Д., Мартынов В.А. и др. Радиоприемные устройства. – М.: Оборониздат 1973. – 423 с.
11. Мелихов С.В. Методические указания по определению оптимальных условий преобразования частоты в смесителях на биполярных транзисторах. – Томск: ТИАСУР, 1981. – 20 с.
12. Бобров Н.В., Максимов Г.В. и др. Радиоприемные устройства. – М.: Советское радио, 1971. – 495 с.

ГИБРИДНЫЕ МИКРОХЕМЫ

К224УС1, К224УС2, К224ЖА2, К237ЖА5 (К2ЖА375), К237УР5 (К2УС375)

П.1.1 Микросхема К224УС1

На рисунке П.1.1 приведена принципиальная схема предварительного усилителя К224УС1. Микросхема предназначена для работы в приемно-усилительной аппаратуре. Транзисторы микросхемы включены таким образом, что образуют каскодную схему «общий эмиттер – общая база».

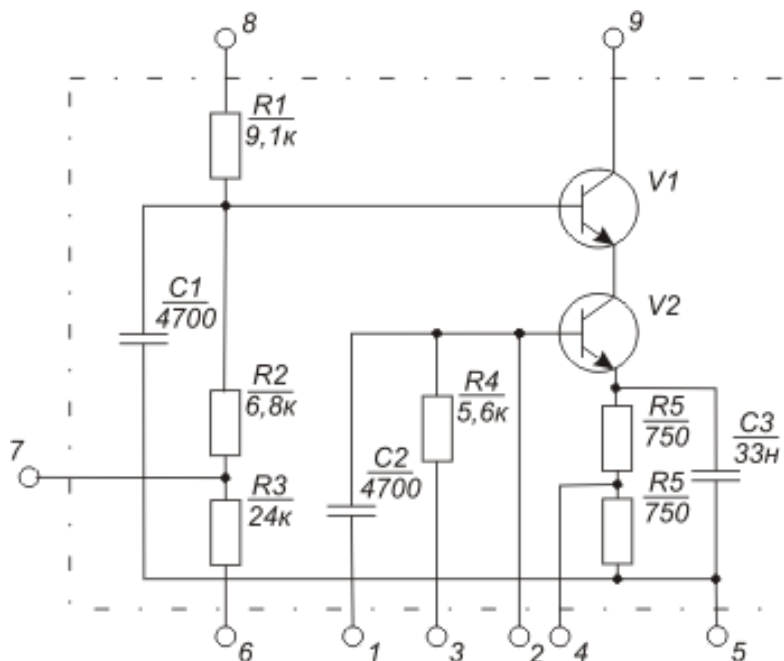


Рисунок П.1.1 – Принципиальная схема К224УС1

Технические характеристики К2УВ241 следующие:

- | | |
|---|----------|
| 1) ток потребления | 2–4мА; |
| 2) напряжение питания | 5,4–12В; |
| 3) напряжение смещения для вывода 3 | 3В; |
| 4) крутизна вольтамперной характеристики
на частотах 0,15–30 МГц | 30мА/В; |
| на частотах 30–110 МГц | 12мА/В; |
| 5) входное сопротивление со стороны
вывода 1 на частоте 10 МГц | 150 Ом. |

П.1.2 Микросхема К224УС2

Принципиальная схема универсального усилителя К224УС2, предназначенного для работы в приёмно-усилительной аппаратуре, приведена на рисунке П.1.2. Включение транзистора усилителя возможно как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общей базой.

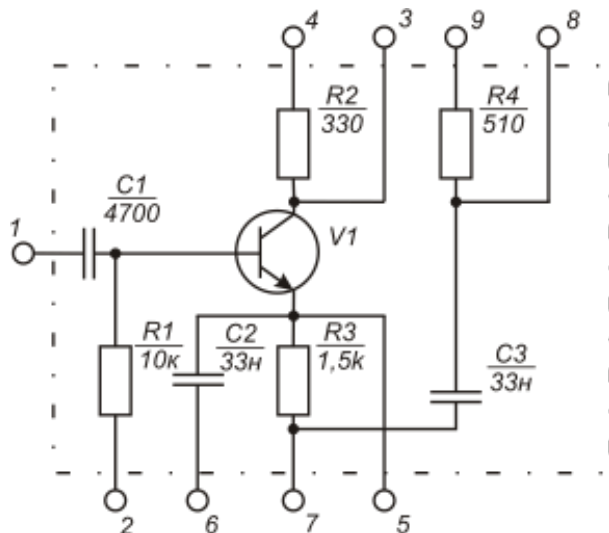


Рисунок П.1.2 – Принципиальная схема К224УС2

Технические характеристики К2УВ242 следующие:

- | | |
|---|----------|
| 1) ток потребления | 1,8 мА; |
| 2) напряжение питания | 4–9 В; |
| 3) напряжение смещения для вывода 2 | 3 В; |
| 4) крутизна вольтамперной характеристики
на частотах 6–30 МГц | 25 мА/В; |
| на частотах 30–110 МГц | 10 мА/В; |
| 5) входное сопротивление на частоте 10 МГц
при включении транзистора по схеме с
общим эмиттером | 150 Ом. |

П.1.3 Микросхема К224ЖА2

На рисунке П.1.3 приведена принципиальная схема микросборки К224ЖА2, используемой в качестве смесителя и гетеродина в приёмной аппаратуре. Транзистор $V1$ используется как смеситель сигналов, транзисторов $V2$ – как активный элемент гетеродина.

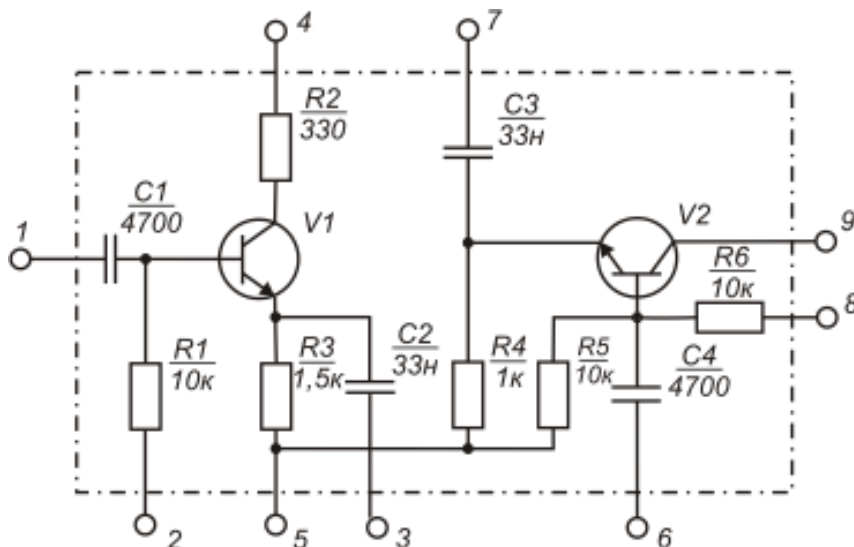


Рисунок П.1.3 – Принципиальная схема К224ЖА2

Технические характеристики К2УВ242 следующие:

- | | |
|--|-------------|
| 1) ток потребления | 3,8–4 мА; |
| 2) напряжение питания | 3,6–9 В; |
| 3) крутизна вольтамперной характеристики смесителя | 18 мА/В; |
| 4) диапазон рабочих частот | 0,5–30 МГц; |
| 5) входное сопротивление со стороны вывода 1 на частоте 10 МГц | 500 Ом. |

П.1.4 Микросхема К237ЖА5 (К2ЖА375)

На рисунке П.1.4 приведена принципиальная схема усилителя высокой частоты с преобразователем К237ЖА5. Микросхема предназначена для предварительного усиления и преобразования сигналов ультракоротких волн.

Технические характеристики К237ЖА5:

ток потребления	3,6 - 5,5 мА;	
напряжение питания	4 - 9 В;	
коэффициент усиления на частоте $f = 108 \text{ МГц}$		10 - 25;
напряжение гетеродина (97,3 МГц)	100 - 200 мВ.	

П.1.5 Микросхема К237УР5 (К2УС375)

На рисунке П.1.5 приведена принципиальная схема усилителя промежуточной частоты К237УР5. Использование усилителя возможно как при включении транзисторов по схеме ОЭ-ОЭ-ОБ-ОЭ, так и по схеме ОЭ-ОЭ-ОБ.

Технические характеристики К237УР5:

ток потребления	2 - 3 мА;	
напряжение питания	5 - 10 В;	
коэффициент усиления на частоте 10,7 МГц		150-210;
входное сопротивление	300 Ом.	

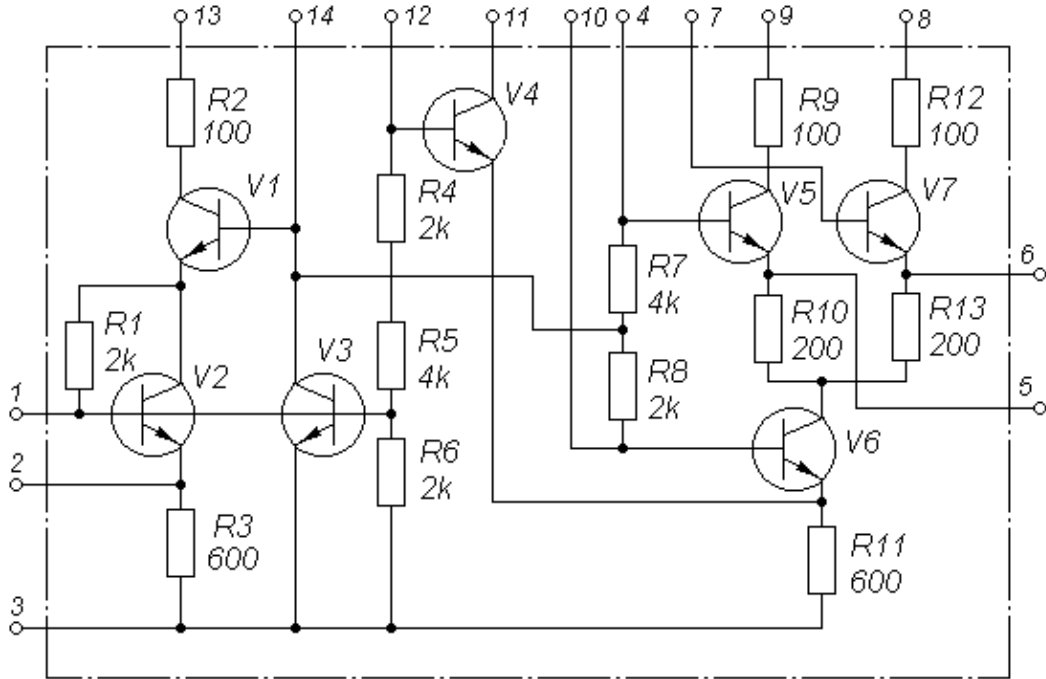


Рисунок П.1.4 – Принципиальная схема K237ЖА5

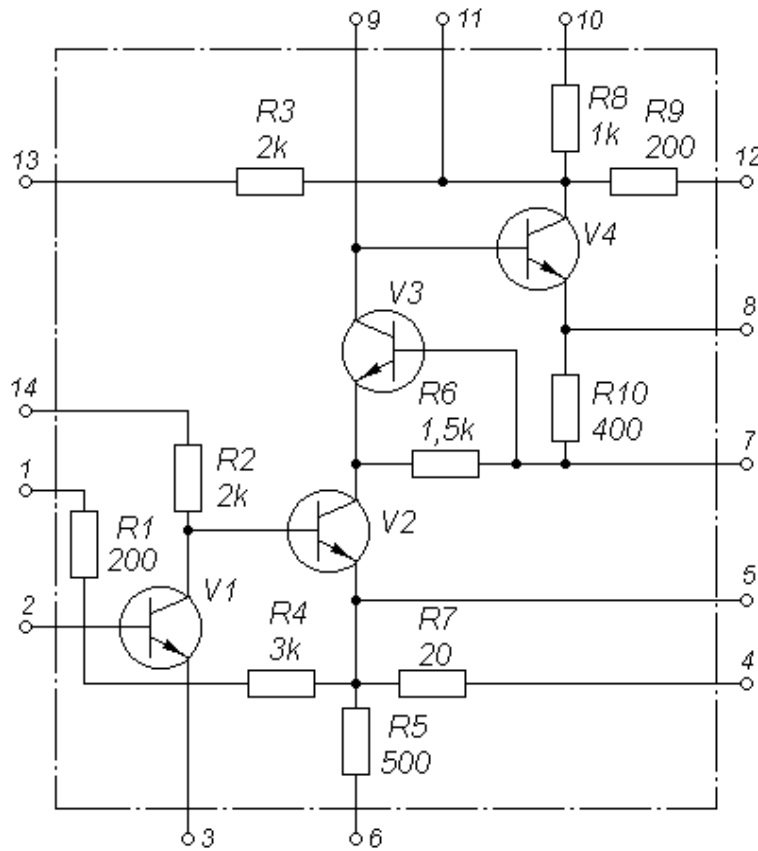


Рисунок П.1.5 – Принципиальная схема K237УР5

БЛОК ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ С ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТОЙ СЛЕДОВАНИЯ

Структурная и принципиальная схемы блока формирования радиоимпульсов (ФРИ) с переменной частотой следования приведены на рисунке П.2.1 и рисунке П.2.2. Формирование радиоимпульсов происходит следующим образом.

Задающий частоту следования мультивибратор выполнен на транзисторах $V1$ и $V2$ (см. рисунок П.2.2). Частота мультивибратора может регулироваться резистором $R3$ в пределах от $1,2$ кГц до 5 кГц. Прямоугольные видеоимпульсы от задающего мультивибратора поступают на дифференциальную цепочку $C3$, $R6$ и продифференцированный отрицательный импульс запускает ждущий мультивибратор, образованный транзисторами $V3$ и $V4$. Ждущий мультивибратор формирует импульс отрицательной полярности длительностью 25 мкс, который через эмиттерный повторитель ($V5$) подается на эмиттер транзистора $V7$, выполняющего функцию модулятора. Стабилитрон $V6$ обеспечивает постоянство амплитуды управляющего модулятором отрицательного импульса. На базу транзистора $V7$ через развязывающий эмиттерный повторитель на транзисторе $V10$ подается высокочастотное напряжение от автогенератора, выполненного по схеме емкостной трехточки на транзисторе $V9$. Для стабилизации частоты автогенератора его напряжение питания стабилизировано стабилитроном $V8$. Частота высокочастотных колебаний автогенератора равна 2 МГц. На выходе модулятора (гнездо $X3$), таким образом, формируются радиоимпульсы с частотой заполнения 2 МГц длительностью 25 мкс и частотой следования, регулируемой резистором $R3$, от $1,2$ кГц до 5 кГц.

Выход модулятора (гнездо $X3$) соединен через конденсатор $C17$ (см. рисунок 8.1) со входом резонансного каскада на транзисторе $V12$.

Продифференцированное напряжение задающего мультивибратора, снимаемое с гнезда $X1$, может быть использовано для внешней синхронизации осциллографа.

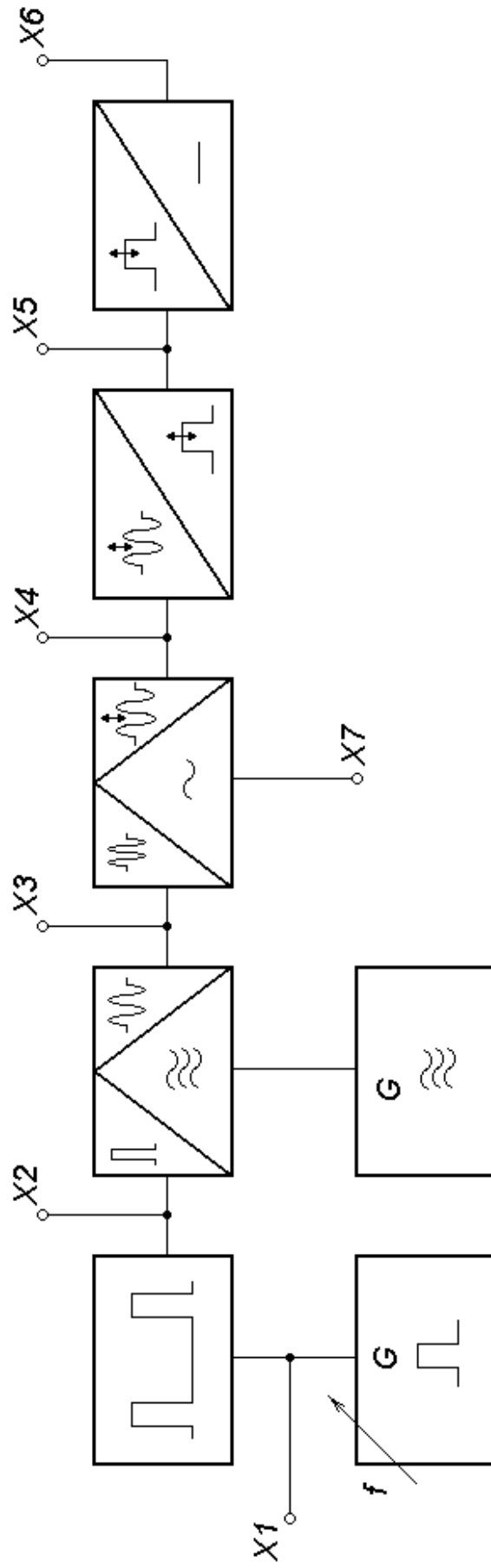


Рисунок П.2.1 – Структурная схема блока формирования радиоимпульсов, импульсного и пикового детекторов

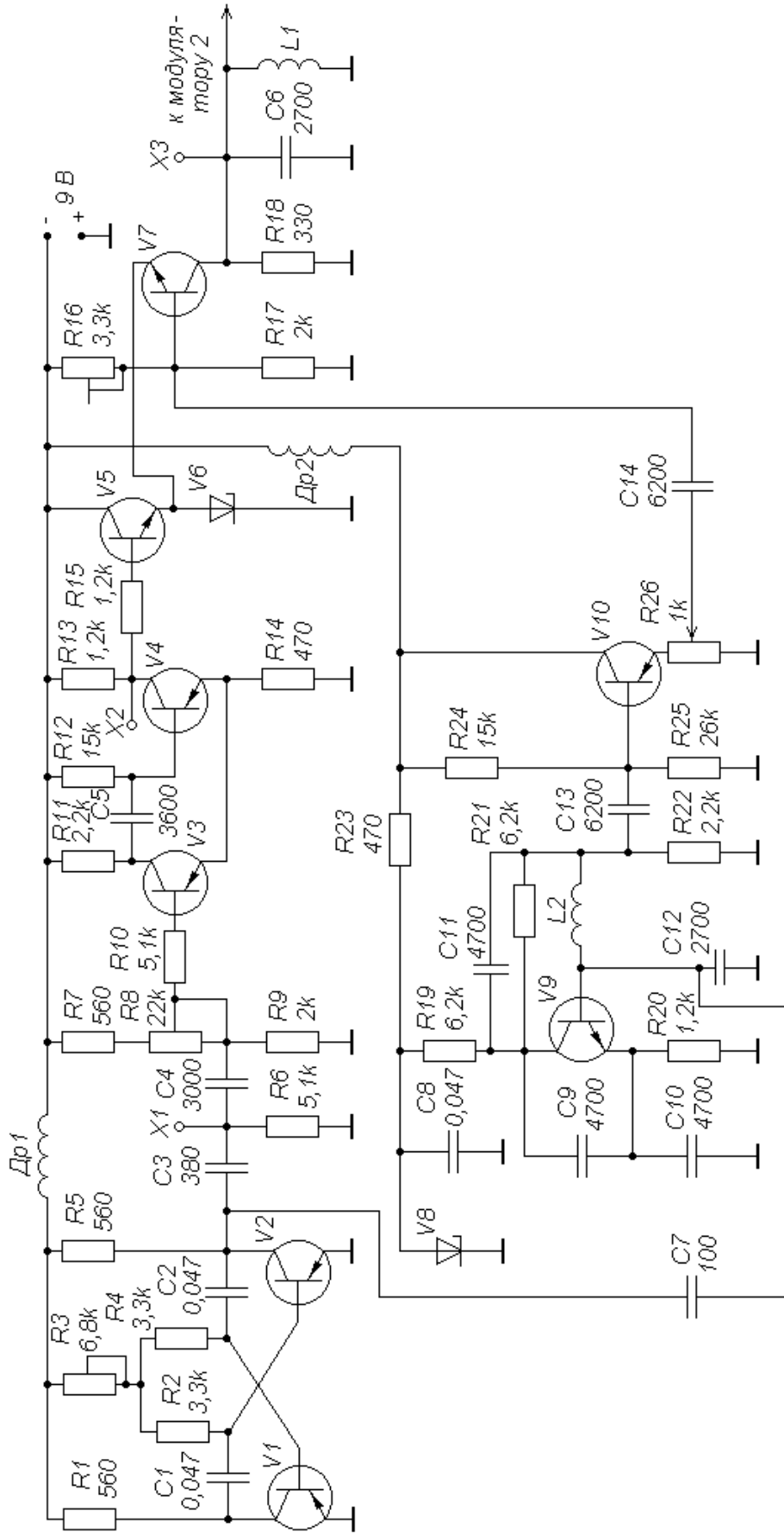


Рисунок П.2.2 – Принципиальная схема блока формирования радиоимпульсов с переменной частотой следования