

Министерство образования и науки Украины
Севастопольский национальный технический университет



МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
к курсовому проектированию по дисциплине
“ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ”
для студентов дневной и заочной форм обучения
направления 6.050901 — “Радиотехника”

Севастополь
2012

УДК 621.396.62 (75)

Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине “Приём и обработка сигналов” для студентов дневной и заочной форм обучения направления 6.050901 — “Радиотехника” / СевНТУ; сост. С.Р. Зиборов. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2012. — 100 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам при выполнении курсового проекта по дисциплине “Приём и обработка сигналов”. Изложены методики расчета структурной схемы, а также отдельных каскадов приемника. Указаны правила оформления, порядка выполнения и защиты курсового проекта.

Методические указания рассмотрены и утверждены на заседании кафедры радиотехники (протокол № 8 от 30 марта 2012 г.).

Допущено учебно-методическим центром СевНТУ в качестве методических указаний для студентов

Рецензент: канд. техн. наук, доцент Савочкин А. А.

Ответственный за выпуск: заведующий кафедрой радиотехники и телекоммуникаций, доктор техн. наук, профессор Гимпилевич Ю. Б.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Цели и задачи курсового проекта	5
2. Содержание курсового проекта.....	5
3. Предварительный расчёт радиоприёмника	7
3.1. Общие соображения по проектированию приемника.....	7
3.2. Выбор промежуточных частот приемника.....	9
3.3. Расчет полосы пропускания линейного тракта.....	10
3.4. Выбор преселектора, исходя из допустимого коэффициента шума	12
3.5. Выбор линейного тракта по заданной частотной избирательности	16
3.6. Выбор линейного тракта по требованиям к усилению	20
3.7. Выбор схемы гетеродина	29
3.8. Выбор схемы детектора.....	30
3.9. Выбор ручных регулировок и устройств индикации	32
3.10. Выбор системы автоматической регулировки усиления	33
3.11. Выбор системы автоматической подстройки частоты.....	34
3.12. Выбор схемы низкочастотного тракта.....	35
3.13. Выбор схемы источника питания.....	35
3.14. Разработка структурной и принципиальной схем приемника	35
4. Расчет входных цепей	36
4.1. Общие соображения по выбору входных цепей.....	36
4.2. Расчет одноконтурной входной цепи с внешней емкостной связью с антенной.....	39
4.3. Расчет одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной.....	44
4.4. Расчет одноконтурной входной цепи с комбинированной связью с антенной.....	46
4.5. Расчет двухконтурной входной цепи.....	48
5. Расчет усилительных каскадов приемника	52
5.1. Общие соображения по расчету каскада УРЧ	53
5.2. Расчет одноконтурного каскада усилителя радиочастоты	55
5.3. Расчет каскада усилителя промежуточной частоты.....	59
6. Расчет смесителя	62
7. Расчет детекторов модулированных сигналов	64
7.1. Расчет диодного амплитудного детектора	64
7.2. Расчет синхронного амплитудного детектора	68
7.3. Расчет частотного детектора с двумя расстроенными контурами	69
7.4. Расчет частотно-фазового детектора	72
7.5. Расчет фазового детектора с аналоговым перемножителем	75
8. Правила оформления курсового проекта	76
9. Порядок выполнения и защиты курсового проекта.....	77
Библиографический список	79
Приложение А Перечень использованных сокращений.....	80
Приложение Б Образец титульного листа.....	81
Приложение В Образец технического задания.....	82

Приложение Г Структурные схемы приемников	83
Приложение Д Классы радиоизлучений.....	86
Приложение Е Расчёт ширины спектра радиосигналов	88
Приложение Ж Параметры фильтров сосредоточенной избирательности	90
Приложение И Расчет Y -параметров транзисторов.....	92
Приложение К Номинальные значения сопротивлений и емкостей	96
Приложение Л Микросхемы К174ПС4, AD831, К174УР7	97

1. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Курсовой проект выполняется студентами дневной и заочной форм обучения на завершающем этапе изучения дисциплины “Прием и обработка сигналов” и имеет следующие цели:

- систематизация и закрепление теоретических знаний;
- выработка инженерных навыков проектирования радиоприемников с использованием специальной технической литературы;
- совершенствование умения оформлять научно-техническую документацию с учетом требований действующих стандартов.

Задачами курсового проекта являются:

- анализ технического задания;
- выбор и обоснование структурной схемы приемника;
- выбор элементной базы и разработка принципиальной электрической схемы приемника;
- электрический расчет каскадов приемника;
- конструкторский расчет узла приемника.

Следует иметь в виду, что данные методические указания не могут заменить в полной мере многочисленные учебные пособия по проектированию радиоприемных устройств. Поэтому при выполнении курсового проекта необходимо пользоваться специальной литературой (см. Библиографический список). В особенности, сказанное относится к схемотехническим решениям, число которых непрерывно расширяется в связи с постоянным обновлением элементной базы.

С целью уменьшения объема текстовой части методических указаний в них использованы сокращения, перечень которых приведен в приложении А.

2. СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Проект состоит из **расчетно-пояснительной записки и графических материалов**.

Расчетно-пояснительная записка должна содержать следующее материалы:

- титульный лист;
- техническое задание;
- содержание;
- введение;
- предварительный расчет приемника;
- электрический расчет каскадов приемника;
- конструкторский расчёт узла приемника;
- выводы;
- библиографический список;
- приложения.

Образец **титульного листа** приведен в приложении Б.

В **техническом задании** указывают требуемые технические характеристики проектируемого приемника (см. приложение В).

Содержание включает заголовки разделов, подразделов и пунктов проекта с указанием их номеров, а также номеров страниц, на которых они начинаются. Содержание размещают перед введением.

Во **введении** (объемом не более одной страницы) необходимо:

- охарактеризовать назначение проектируемого приемника;
- кратко проанализировать техническое задание;
- сформулировать цель проекта;
- перечислить задачи, которые необходимо решить для достижения цели проекта.

Предварительный расчет приемника является первым разделом пояснительной записки и имеет своей целью выбор и обоснование структурной схемы приемника. Подразделы предварительного расчета могут быть озаглавлены аналогично подразделам п. 3 данных методических указаний.

Электрический расчет является вторым разделом пояснительной записки. Вид и число каскадов (**не менее трех**), подлежащих расчету, определяются руководителем проекта. Расчет каждого каскада оформляется в виде отдельного подраздела. В начале каждого подраздела необходимо привести исходные данные для расчета и электрическую схему каскада. Результаты расчетов следует округлять до третьей значащей цифры, например, $I \approx 0,0187 \text{ А}$, $R \approx 235 \text{ Ом}$ и т. п. Расчет должен сопровождаться выбором типов транзисторов и диодов, а также стандартных значений сопротивлений и емкостей (см. приложение К). **Один из рассчитанных каскадов должен быть промоделирован** на персональном компьютере с помощью одной из программ схемотехнического моделирования (*Electronics Workbench*, *Microcap*, *Orcad PSpice* и т.п.).

Конструкторский расчет узла приемника является третьим разделом пояснительной записки. Конструкторскому расчету подлежит один из ниже перечисленных узлов приемника: индуктивность, конденсатор переменной емкости, печатный узел (преселектор, усилитель промежуточной частоты, усилитель низкой частоты и т. п.), корпус либо конструкция приемника в целом.

В **выводах** (объемом не более одной страницы) дают краткий анализ результатов проектирования. Указывают причины, которые либо не позволили удовлетворить требованиям технического задания либо, наоборот, обеспечили улучшение характеристик приемника. Приводят соображения о возможных путях усовершенствования приёмника. Выводы формулируют в стиле прошедшего времени (“Разработано...”, “Получено...” и т.п.). В последнем абзаце необходимо указать факт достижения цели проекта.

В **библиографическом списке** приводят библиографическое описание источников информации, на которые сделаны ссылки в пояснительной записке.

В **приложения** выносят: **перечень элементов** принципиальной электрической схемы, **спецификацию** к сборочному чертежу и т. п. В перечне элементов достаточно указать только элементы, параметры которых были определены в электрическом расчете.

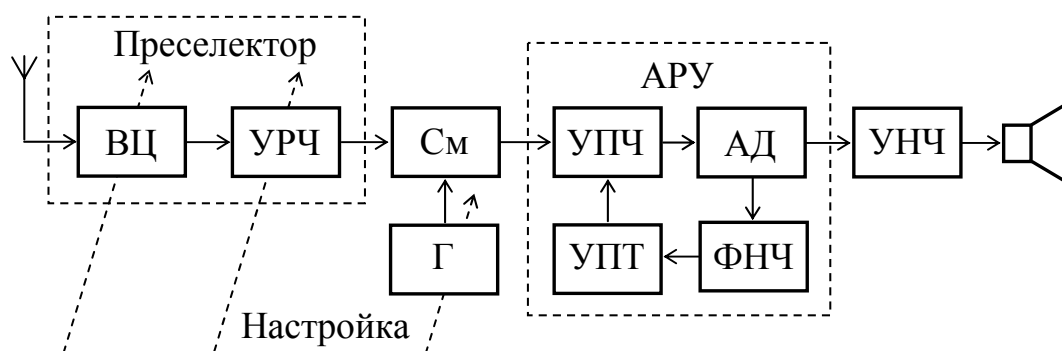
Графические материалы включают два чертежа: принципиальную электрическую схему приемника и сборочный чертеж узла приемника, расчет которого выполнен в конструкторском разделе пояснительной записки. Графические материалы являются самостоятельной частью проекта и не подшиваются в пояснительную записку.

3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЁТ РАДИОПРИЁМНИКА

3.1. Общие соображения по проектированию приемника

В настоящее время наибольшее распространение получили супергетеродинные приемники, которые отличаются высокой чувствительностью и хорошей частотной избирательностью по соседнему каналу [1]. В приложении Г приведены упрощенные структурные схемы некоторых типов приемников, которые отражают основные принципы их построения.

В качестве примера на рис. 3.1 изображена типовая структурная схема аналогового вещательного приемника амплитудно-модулированных сигналов.



ВЦ — входная цепь; УРЧ — усилитель радиочастоты; См — смеситель; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АД — амплитудный детектор; Г — гетеродин; УНЧ — усилитель низкой частоты; ФНЧ — фильтр нижних частот; УПТ — усилитель постоянного тока.

Рис. 3.1 — Структурная схема аналогового вещательного приёмника

Выбор структурной схемы приемника целесообразно начинать с поиска прототипа среди приемников, описанных в технической литературе. Очевидно, что основные узлы прототипа сохраняются и в проектируемом приемнике.

Большинство характеристик приемника определяются его линейным трактом, под которым понимают совокупность каскадов, включенных последовательно между антенно-фидерным трактом и детектором. В приемниках сигналов с угловой (частотной или фазовой) модуляцией, содержащих ограничитель амплитуды, линейный тракт заканчивается на входе ограничителя (см. приложение Г, рис. Г.2). Поэтому проектирование приемника обычно начинают с выбора и обоснования структурную схему линейного тракта.

Следует иметь в виду, что в настоящее время в схемах приемников широкое применение находят аналоговые перемножители сигналов, с помощью кото-

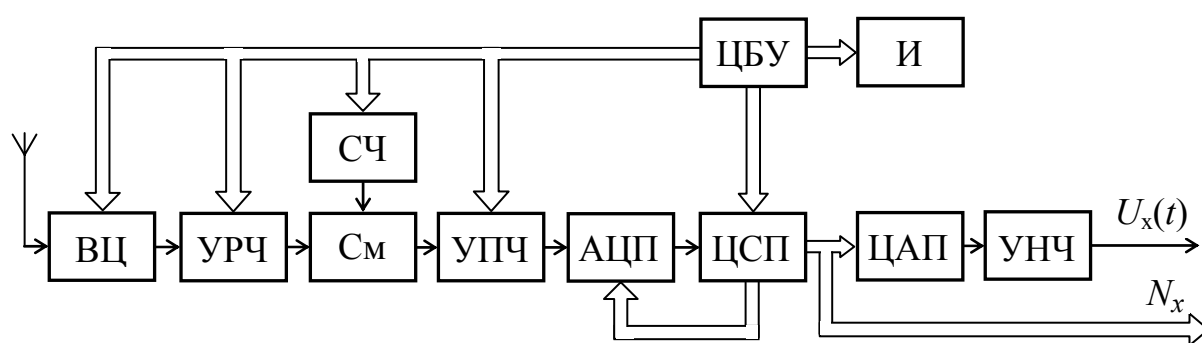
рых могут быть реализованы следующие операции: преобразование частоты, частотное и фазовое детектирование, синхронное амплитудное детектирование, регулировка усиления и пр. Промышленность выпускает аналоговые перемножители сигналов как в виде отдельных интегральных схем (микросхем), так и в составе специализированных микросхем. Информацию о таких микросхемах можно найти в сети Интернет на сайтах фирм: *Analog Devices*, *Burr Braun*, *Motorola*, *Philips* и др.

Поскольку улучшение одних характеристик приемника может приводить к ухудшению других, то на стадии проектирования структурной схемы приемника возможно принятие решений, ошибочность которых выявляется только в процессе последующих расчетов. Это вызывает необходимость выполнения повторных расчетов. Однако в пояснительной записке следует привести окончательный вариант расчета.

При прочих равных условиях следует отдавать предпочтение более простым схемотехническим решениям и помнить, что использование более сложных схем, которые удовлетворяют заданным техническим требованиям с большим запасом, не только увеличивает стоимость и понижает надежность приемника, но в отдельных случаях может сделать его непригодным для применения.

Использование микросхем в приемнике не освобождает исполнителя проекта от необходимости расчета внешних элементов, подключаемых к микросхеме, если на ней реализован каскад, подлежащий расчету. Подменять такой расчет готовым схемотехническим решением, взятым из технической литературы, не допускается. С другой стороны, схемотехническая реализация каскадов, электрический расчет которых в проекте не выполняется, может быть выбрана в готовом виде из технической литературы или документации.

Приемник может быть также построен по схеме одноканального цифрового приемника (рис. 3.2).



АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦСП — цифровой сигнальный процессор; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; СЧ — синтезатор частоты; БУ — блок управления; И — индикатор.

Рис. 3.2 — Структурная схема цифрового приёмника

Аналоговый сигнал с выхода УПЧ поступает на АЦП, который преобразует его в цифровой сигнал. Последующая обработка сигнала осуществляется в

цифровом виде с помощью цифрового сигнального процессора ЦСП. Выходной сигнал N_x цифрового сигнального процессора преобразуется с помощью ЦАП в аналоговый сигнал, который усиливается с помощью УНЧ. Усиленный аналоговый сигнал $U_x(t)$ подается на аналоговое исполнительное устройства (динамическую головку, телефоны, реле и т. п.).

При необходимости цифровой сигнал N_x может быть подан на цифровое исполнительное устройство (микроконтроллер, микропроцессор, персональный компьютер и т.п.) для дальнейшей обработки.

Управление основными регулировками приемником (настройка, вид демодуляции, усиление и т.п.), синтезатором частоты СЧ и запоминание частот настройки реализуются программным путем с помощью цифрового блока управления ЦБУ. Индикатор И обеспечивает индикацию частоты настройки приемника, вида принимаемого излучения, параметров режима работы приемника и т.п.

3.2. Выбор промежуточных частот приемника

В простых **вещательных приемниках** обычно используют одно преобразование частоты с верхней настройкой гетеродина и стандартные значения промежуточных частот [2]:

- $f_{пр} = 465$ кГц при приеме амплитудно-модулированных (АМ) сигналов в диапазоне частот от 0,1 до 30 МГц;
- $f_{пр} = 10,7$ МГц при приеме частотно-модулированных (ЧМ) сигналов в диапазоне частот от 64 до 108 МГц.

В вещательных приемниках первого и высшего классов может использоваться двойное преобразование частоты с промежуточными частотами $f_{пр1} = 1,84$ МГц, $f_{пр2} = 465$ кГц при приеме АМ сигналов в диапазоне частот от 3 до 30 МГц.

Поскольку к **профессиональным приемникам** (связным, телеграфным, телеметрическим и т. п.) предъявляют высокие требования по частотной избирательности (не менее 60 дБ), то в них применяют, как правило, двойное преобразование частоты. Однако если однократное преобразование частоты позволяет удовлетворить требованиям технического задания проекта, то такое решение также является вполне приемлемым.

При выборе промежуточных частот профессиональных приемников необходимо, чтобы эти частоты удовлетворяли следующим условиям:

- были вне диапазона рабочих частот приемника;
- позволяли обеспечить заданную избирательность и полосу пропускания приемника;
- обеспечивали нормальную работу детектора.

Следует иметь в виду, что при выборе более низкой промежуточной частоты можно получить более высокое устойчивое усиление каскадов УПЧ и за счет этого уменьшить их число. Одновременно с этим повышается частотная изби-

рательность УПЧ по соседнему каналу, но уменьшается избирательность преселектора по зеркальному каналу. При выборе более высокой промежуточной частоты увеличивается избирательность преселектора по зеркальному каналу приема и улучшается фильтрация напряжения промежуточной частоты на выходе детектора. Однако в этом случае ухудшается избирательность по соседнему каналу и уменьшается коэффициент устойчивого усиления каскадов УПЧ, что приводит к увеличению их числа.

В трактах УПЧ современных приемниках широкое применение находят фильтры сосредоточенной избирательности (ФСИ). Поэтому, после предварительного выбора значений промежуточных частот, целесообразно проанализировать характеристики серийно выпускаемых ФСИ (см. приложение Ж, а также работы [4, с. 42...45], [6, с. 296...298]). Сведения о типах и параметрах ФСИ можно также найти в сети Интернет на сайтах фирм производителей радиокомпонент (*Murata, Epcos, Philips* и др.). После выбора типов ФСИ следует уточнить значения предварительно выбранных промежуточных частот.

Профессиональные приемники с двойным преобразованием частоты часто строят по **принципу инфрадина** [3, 4]. Первую промежуточную частоту $f_{\text{пр1}}$ инфрадина выбирают из условия $f_{\text{пр1}} > f_{\text{с max}}$, где $f_{\text{с max}}$ — максимальная частота принимаемого сигнала. Это позволяет увеличить частоту первого зеркального канала $f_{\text{зк1}} = f_{\text{с max}} + 2f_{\text{пр1}}$ и за счет этого обеспечить заданное подавление этого канала с помощью достаточно простого преселектора. Если частотный диапазон инфрадина не превышает $(0,2...0,3)f_{\text{с max}}$, то его входная цепь может быть реализована в виде неперестраиваемого полосового фильтра (ПФ), с полосой пропускания равной частотному диапазону приема. В случае более широкого частотного диапазона приема входную цепь реализуют либо в виде набора неперестраиваемых ПФ с перекрывающимися амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) либо в виде набора перестраиваемых ПФ.

Следует иметь в виду, что при двойном преобразовании частоты образуется **второй зеркальный канал** на частоте $f_{\text{зк2}} = f_{\text{с}} \pm 2f_{\text{пр2}}$, где $f_{\text{пр2}}$ — вторая промежуточная частота. Основное подавление второго зеркального канала реализуется в тракте первой промежуточной частоты с помощью ФСИ, настроенного на эту частоту.

Вторую промежуточную частоту инфрадина выбирают в диапазоне частот от 100 до 500 кГц, что позволяет применить в тракте второй промежуточной частоты узкополосный ФСИ, который обеспечивает требуемые полосу пропускания и частотную избирательность по соседнему каналу.

При необходимости недостающие данные для проектирования приемника могут быть взяты из технической литературы. Нормы на основные электрические параметры связных приемников различного назначения определяются действующими стандартами: ГОСТ 22579-86 при приеме АМ сигналов, ГОСТ 12252-86 и ГОСТ 22580-84 при приеме сигналов с угловой модуляцией.

3.3. Расчет полосы пропускания линейного тракта

Основные сведения о расчете полосы пропускания линейного тракта приемника приведены в работах [3, с. 11...12, 35...37, 42, 48, 50, 55, 58, 80], [4, с. 21...23, 345, 358, 393, 396], [5, с. 39...42, 53...54, 109, 119, 125...126, 128...130, 136...138], [6, с. 42...48].

Расчет выполняют в следующей последовательности. С учетом заданного вида принимаемого излучения находят ширину спектра Π_c сигнала (см. приложения Д и Е). Определяют доплеровское смещение частоты принимаемого сигнала

$$\Delta f_d = f_{c \max} \frac{V_r}{c}, \quad (3.1)$$

где V_r — радиальная скорость сближения или удаления передатчика и приемника; $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения электромагнитного поля в свободном пространстве.

Обычно доплеровское смещение частоты учитывают при радиальной скорости сближения или удаления передатчика и приемника $V_r > 1000$ км/час.

Определяют запасной интервал Π_3 полосы пропускания приемника:

— в случае приемника с одним преобразованием частоты

$$\Pi_3 = 2\sqrt{\Delta f_c^2 + \Delta f_\Gamma^2 + \Delta f_H^2 + \Delta f_{УПЧ}^2}, \quad (3.2)$$

где Δf_c , Δf_Γ — абсолютные нестабильности частоты принимаемого сигнала и сигнала гетеродина соответственно; Δf_H — абсолютная погрешность настройки гетеродина; $\Delta f_{УПЧ}$ — абсолютная погрешность настройки УПЧ;

— в случае приемника с двойным преобразованием частоты

$$\Pi_3 = 2\sqrt{\Delta f_c^2 + \Delta f_{\Gamma 1}^2 + \Delta f_{\Gamma 2}^2 + \Delta f_H^2}, \quad (3.3)$$

где $\Delta f_{\Gamma 1}$, $\Delta f_{\Gamma 2}$ — абсолютные нестабильности частот первого и второго гетеродинов приемника.

Абсолютную погрешность настройки гетеродина определяют по формуле

$$\Delta f_H = \delta_H f_{\Gamma \max}, \quad (3.4)$$

где $\delta_H = 0,003...0,01$ — относительная погрешность настройки гетеродина (при ручной настройке приемника полагают $\delta_H = 0$).

Аналогичным образом определяют абсолютную погрешность настройки УПЧ

$$\Delta f_{УПЧ} = \delta_{УПЧ} f_{пр}, \quad (3.5)$$

где $\delta_{\text{УПЧ}} = 0,0003 \dots 0,003$ — относительная погрешность настройки УПЧ.

Для повышения стабильности частоты резонансных цепей приемника следует принимать следующие меры:

- температурную стабилизацию контуров путем выбора контурных конденсаторов и катушек индуктивности с противоположными по знаку температурными коэффициентами;
- термостатирование каскадов и блоков приемника;
- применение высокочастотных резонаторов и фильтров (пьезоэлектрических, электромеханических и т. п.);
- стабилизацию напряжений, питающих цепи приемника.

С учетом (3.1) ... (3.5) находят требуемую полосу пропускания линейного тракта приемника

$$\Pi = \Pi_c + 2\Delta f_d + \Pi_z. \quad (3.6)$$

Если найденное значение Π существенно превышает ширину спектра сигнала $\Pi \geq 1,5\Pi_c$, то для уменьшения полосы пропускания следует использовать в приемнике автоматическую подстройку частоты (АПЧ) гетеродина. В этом случае полосу пропускания приемника определяют по формуле

$$\Pi \approx \Pi_c + \frac{2\Delta f_d + \Pi_z}{K_{\text{АПЧ}}}, \quad (3.7)$$

где $K_{\text{АПЧ}} = 15 \dots 25$ — коэффициент подстройки частоты системы АПЧ.

При использовании фазовой АПЧ полагают $K_{\text{АПЧ}} = \infty$. Тогда требуемая полоса пропускания практически равна ширине спектра принимаемого сигнала

$$\Pi \approx \Pi_c. \quad (3.8)$$

Следует иметь в виду, что полоса пропускания линейного тракта приемника определяется, как правило, полосой пропускания УПЧ, настроенного на самую низкую промежуточную частоту.

3.4. Выбор преселектора, исходя из допустимого коэффициента шума

При выборе структурной схемы преселектора, исходя из заданной реальной чувствительности, необходимо рассчитать допустимый коэффициент шума приемника [3, с. 12...18], [4, с. 23...25], [5, с. 42...52], [6, с. 106...112].

В техническом задании реальная чувствительность приемника может быть задана либо в виде электродвижущей силы (ЭДС) E_A в антенне, либо в виде номинальной мощности P_A , отдаваемой антенной фидеру или непосредственно преселектору в режиме согласования, при которых обеспечивается заданное отношение $\gamma_{\text{вых}}$ сигнал-помеха на выходе приемника. Если отношение сигнал-помеха $\gamma_{\text{вых, дБ}}$ задано в децибелах, то его значение в размах по мощности опре-

деляется по формуле $\gamma_{\text{вых } p} = 10^{0,1\gamma_{\text{вых, дБ}}}$.

Если реальная чувствительность приемника задана в виде ЭДС E_A , то допустимый коэффициент шума приемника рассчитывают по формуле [3]

$$N_d = \frac{\frac{E_A^2}{\gamma_{\text{вых } p}} - E_{\Pi}^2 h_d^2 \Pi_{\text{ш}}}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A}, \quad (3.9)$$

где E_{Π} — удельная напряженность поля внешней помехи в полосе 1 Гц, имеющая размерность В/м $\sqrt{\text{Гц}}$; h_d — действующая высота антенны; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; $T_0 = 290$ К — стандартная температура приемника; $\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1$ П — эквивалентная шумовая полоса пропускания приемника; R_A — активное внутреннее сопротивление антенны.

Значение E_{Π} выбирают по графикам (рис. 3.3, а) в соответствии с частотным диапазоном приемника.

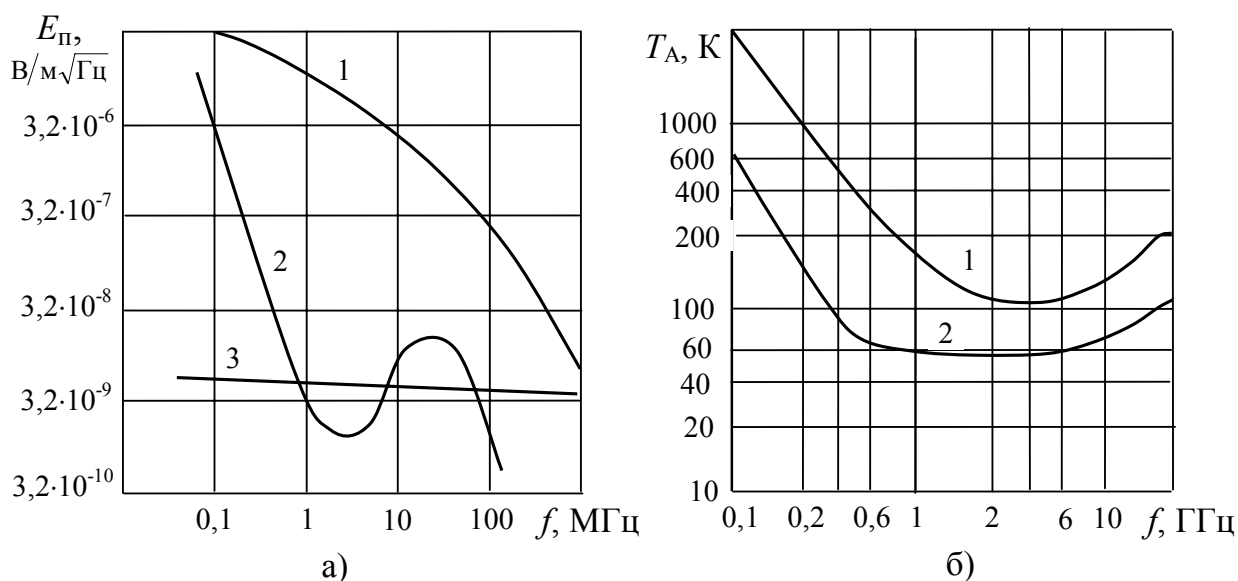


Рис. 3.3 — Частотные зависимости: (а) — удельной напряженности поля внешней помехи (1 — промышленной, 2 — атмосферной, 3 — космической) и (б) — шумовой температуры антенны (1 — максимальной, 2 — минимальной)

В приемниках, работающих в диапазоне частот от 0,1 до 200 МГц, широкое применение находит штыревая антенна, действующую высоту h_d которой выбирают от 1 до 5 м в зависимости от назначения и места установки приемника. Меньшие размеры антенны относятся к радиовещательным приемникам, а большие — к стационарным профессиональным приемникам.

При использовании магнитной антенны в виде ферритового стержня, на

котором размещают каркас с намотанной на нем катушкой индуктивности, действующая высота антенны зависит от параметров катушки и сердечника [3, с. 167...171]. Поэтому выбранная величина h_d является исходной для расчета параметров магнитной антенны.

Если в результате расчета по формуле (3.9) найдено, что $N_d \leq 1$, то приемник не реализуем. Для увеличения допустимого коэффициента шума следует либо уменьшить полосу пропускания Π приемника, например, вводя в структуру приемника АПЧ (см. п. 3.3), либо увеличивая коэффициент подстройки частоты, если АПЧ уже используется, либо задать меньшее значение E_{Π} . В предельном случае можно положить $E_{\Pi} = 0$ и затем рассчитать коэффициент шума.

Если реальная чувствительность приемника задана в виде номинальной мощности P_A , то допустимый коэффициент шума определяют по формуле

$$N_d = K_{p\phi} \left(1 + \frac{P_A}{\gamma_{\text{вых } p} k T_0 \Pi_{\text{ш}}} - \frac{T_A}{T_0} \right), \quad (3.10)$$

где $K_{p\phi}$ — коэффициент передачи мощности фидерной линии, соединяющей приемную антенну с входом приемника; T_A — шумовая температура антенны, которая характеризует интенсивность внешних помех, воздействующих на приемную антенну; $T_0 = 290$ К — стандартная температура приемника.

Значение T_A выбирают по графикам (см. рис. 3.3, б) в соответствии с частотным диапазоном приемника.

Коэффициент передачи мощности фидерной линии рассчитывают по формуле

$$K_{p\phi} = 10^{-0,1 L_{\phi} d_{\phi}}, \quad (3.11)$$

где L_{ϕ} — длина фидерной линии; d_{ϕ} — погонное затухание в фидерной линии, значения которого для различных коаксиальных кабелей приведены в таблице 3.1 [4, с. 24].

При работе кабеля на частоте ниже той, которая указана в таблице 3.1, погонное затухание уменьшается в первом приближении пропорционально частоте. Если антенна подключена непосредственно к входной цепи, то в формуле (3.10) можно положить $K_{p\phi} = 1$.

Коэффициент шума линейного тракта супергетеродинного приемника определяют по формуле

$$N \approx \frac{1}{K_{p\phi}} \left(N_{\text{ВЦ}} + \frac{N_{\text{УРЧ}} - 1}{K_{p\text{ВЦ}}} + \frac{N_{\text{См}} - 1}{K_{p\text{ВЦ}} K_{p\text{УРЧ}}} + \frac{N_{\text{УПЧ}} - 1}{K_{p\text{ВЦ}} K_{p\text{УРЧ}} K_{p\text{См}}} \right), \quad (3.12)$$

где $K_{p\phi}$, $K_{ВЦ}$, $K_{pУРЧ}$, $K_{pСМ}$ — коэффициенты передачи по мощности фидера, входной цепи, УРЧ и смесителя соответственно; $N_{ВЦ}$, $N_{УРЧ}$, $N_{СМ}$, $N_{УПЧ}$ — коэффициенты шума входной цепи, УРЧ, смесителя и УПЧ соответственно.

Таблица 3.1 — Погонное затухание коаксиальных кабелей

Тип коаксиального кабеля	Частота, МГц	Погонное затухание, дБ/м
РК-50-2-11	100	0,2
	1000	0,62
РК-50-4-11	100	0,1
	1000	0,5
РК-75-4-15	100	0,1
	1000	0,5
РК-75-7-12	100	0,1
	1000	0,6
РК-100-7-14	45	0,1
	1000	0,4

В таблице 3.2 приведены формулы для расчета минимально достижимого коэффициента шума $N_{к\min}$ транзисторных каскадов [3, с. 16], выраженного через коэффициент шума N_T транзистора.

Из таблицы 3.2 видно, что наибольший коэффициент шума имеют транзисторные смесители, которые применяют при работе в частотном диапазоне от 10 кГц до 500 МГц. На более высоких частотах используют диодные смесители. Минимальный коэффициент шума транзисторных смесителей составляет $N_{СМ} \approx 8...10$, а диодных — $N_{СМ} \approx 3...5$.

Из (3.12) следует, что наибольший вклад в коэффициент шума линейного тракта приемника вносят фидер, входная цепь, усилитель радиочастоты и смеситель первого преобразователя частоты.

Для уменьшения шумов фидера необходимо увеличивать его коэффициент передачи $K_{p\phi}$ (3.11), либо располагая приемную антенну как можно ближе к приемнику и уменьшая длину фидера, либо выбирая фидер с меньшим затуханием, что ведет к удорожанию фидера.

При выборе входной цепи следует отдавать предпочтение цепи с большим коэффициентом передачи мощности $K_{pВЦ}$.

Таблица 3.2 — Формулы для расчета минимально достижимого коэффициента шума $N_{к\min}$ транзисторных каскадов

Вид каскада	Расчетная формула
Усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером или с общей базой	$2N_T$
Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком или с общим затвором	$2N_T$
Каскодный усилитель на биполярных или полевых транзисторах (общий эмиттер — общая база или общий исток — общий затвор)	$2N_T$
Смеситель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером или с общей базой	$4N_T$
Смеситель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком или с общим затвором	$4N_T$

Если допустимый коэффициент шума (3.9) удовлетворяет условию $1 < N_d \leq N_{см}$, то в преселектор приемника необходимо ввести малошумящий УРЧ с коэффициентом шума $N_{урч} < N_d$, что существенно ослабляет влияние шумов смесителя. При этом резонансный коэффициент усиления УРЧ выбирают так, чтобы мощность выходного сигнала УРЧ превышала мощность шума, приведенную к входу смесителя, в число раз не менее заданного значения $\gamma_{вых p}$. Если $N_d \geq (2...3)N_{см}$, то преселектор может быть реализован в виде только входной цепи без УРЧ.

При проектировании приемников цифровых сигналов обычно задается **допустимая вероятность ошибки** $P_{ош}$. В этом случае допустимое отношение сигнал-помеха $\gamma_{вых p}$ на выходе линейного тракта приемника находят по известным зависимостям $P_{ош} = \Psi(\gamma_{вых p})$, которые изображены на рис. 3.4 [3, с. 66] для случаев приема сигналов с амплитудной манипуляцией (АМн) с коэффициентом модуляции $m_a = 1$, частотной манипуляцией (ЧМн) с индексом модуляции $m \gg 1$ и фазовой манипуляцией (ФМн) с индексом модуляции $m = \pi$.

3.5. Выбор линейного тракта по заданной частотной избирательности

Выбор структурной схемы линейного тракта по требованиям к частотной избирательности заключается в определении типов частотно-избирательных цепей преселектора и тракта промежуточной частоты [3, с. 18...29], [4, с. 34...46], [5, с. 54...77], [6, с. 112...123].

Селективную систему преселектора выбирают, исходя из заданной частотной избирательности по прямому и зеркальному каналам, используя нормированные частотные характеристики избирательности $Se(\xi)$ (рис. 3.5)

В приемнике с однократным преобразованием частоты наименьшая избирательность по зеркальному каналу имеет место при настройке приемника на максимальную частоту $f_{с max}$, а по прямому каналу — при настройке приемни-

ка на минимальную частоту $f_{c \min}$ принимаемого сигнала.

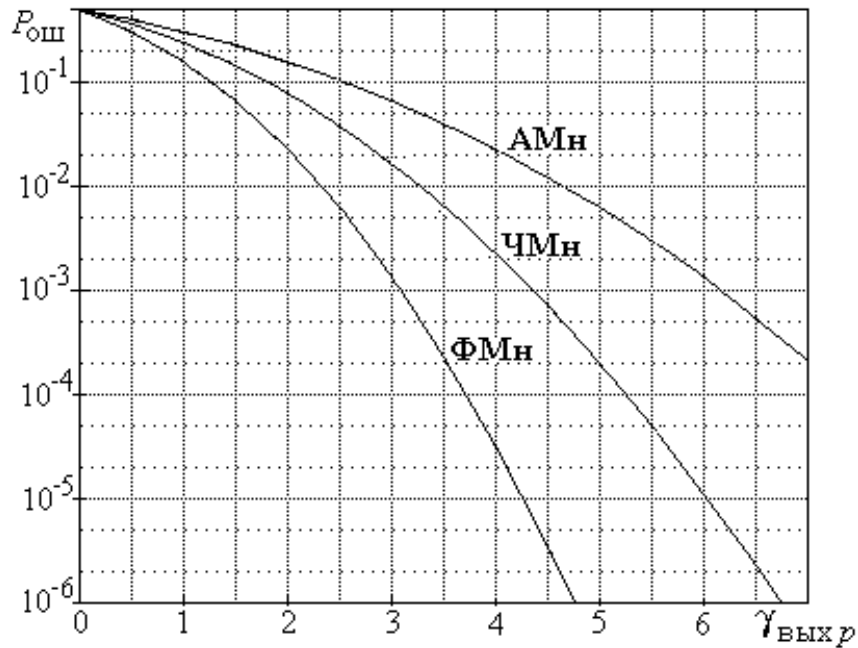


Рис. 3.4 — Зависимость вероятности ошибки $P_{ош}$ от отношения сигнал-помеха $\gamma_{вых p}$ на выходе линейного тракта приемника

Задавая приближенное значение эквивалентного затухания контуров $d_э = 0,01 \dots 0,02$, определяют обобщенную расстройку преселектора для зеркального канала

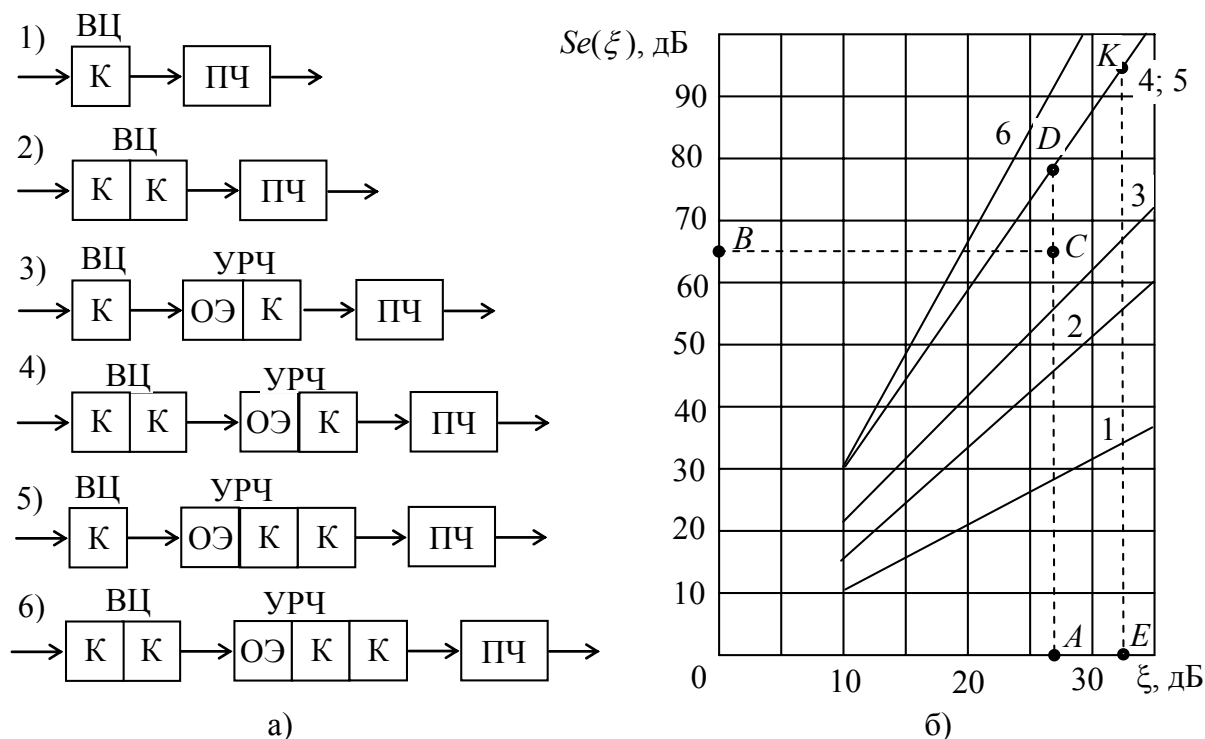
$$\xi_{зк} = \frac{1}{d_э} \left| \frac{f_{зк \max}}{f_{с \max}} - \frac{f_{с \max}}{f_{зк \max}} \right|, \quad (3.13)$$

где $f_{зк \max} = f_{с \max} \pm 2f_{пр}$ — максимальная частота зеркального канала, где знак плюс соответствует верхней, а знак минус — нижней настройки гетеродина.

Рассчитывают обобщенную расстройку преселектора для прямого канала

$$\xi_{пк} = \frac{1}{d_э} \left| \frac{f_{пр}}{f_{с \min}} - \frac{f_{с \min}}{f_{пр}} \right|. \quad (3.14)$$

При использовании нормированных частотных характеристик избирательности (см. рис. 3.5, б) необходимо значения расстройки (3.13), (3.14), рассчитанные в разгах, пересчитать в децибелы по формуле $\xi_{дБ} = 20 \log \xi$.



К — колебательный LC -контур; ПЧ — преобразователь частоты;
ОЭ — усилительный каскад с общим эмиттером

Рис. 3.5 — Типовые структурные схема преселекторов (а) и их нормированные частотные характеристики избирательности (б)

При выборе преселектора следует отдавать предпочтение более простой схеме, поскольку она имеет меньший коэффициент шума. Чтобы не усложнять цепи настройки и конструкцию приёмника **в преселекторе нежелательно использовать больше трех перестраиваемых контуров.**

Более полный набор характеристик избирательности приведен в работах [3, с. 19...22], [4, с. 34, 37].

Пример 3.1.

Исходные данные для расчета

Требуется выбрать структурную схему преселектора, обеспечивающего частотную избирательность по зеркальному каналу 65 дБ и по прямому каналу 70 дБ, если обобщенная расстройка преселектора по этим каналам составляет $\xi_{зк} = 22$ и $\xi_{пр} = 32$ соответственно.

Решение

Определяем значения расстройки преселектора по зеркальному и прямому каналам в децибелах $\xi_{зк, дБ} = 20 \lg \xi_{зк} \approx 27$ дБ; $\xi_{пр, дБ} = 20 \lg \xi_{пр} \approx 30$ дБ. Поскольку зеркальный канал имеет меньшую расстройку, то структурную схему преселектора выбираем, исходя из значения этой расстройки.

Откладываем по оси ординат требуемое значение частотной избирательности 65 дБ по зеркальному каналу (точка B), а по оси абсцисс (см. рис. 3.3) соответствующее значение расстройки $\xi_{зк, дБ} = 27$ дБ (точка A). Из полученных то-

чек восстанавливаем перпендикуляры к осям координат и находим их точку пересечения (точка C). Выбираем преселектор, частотная характеристика которого расположена выше точки C . Например, выбираем преселектор с номером 4, обеспечивающий избирательность по зеркальному каналу 78 дБ (точка D), превышающую заданное значение 65 дБ

Проверяем, какую избирательность обеспечивает выбранная схема преселектора по прямому каналу, для чего откладываем по оси абсцисс значение расстройки по прямому каналу $\xi_{\text{пр, дБ}} = 30$ дБ (точка E). Восстанавливая из полученной точки перпендикуляр к оси абсцисс до пересечения с выбранной частотной характеристикой 4, находим, что выбранный преселектор обеспечивает избирательность по прямому каналу 100 дБ (точка K). Найденное значение также удовлетворяет требованиям технического задания.

Выбор вида селективной системы тракта УПЧ определяется полосой пропускания (3.6), (3.7) приемника и заданной частотной избирательностью по соседнему каналу. Тракт промежуточной частоты может быть построен с распределенной или сосредоточенной избирательностью.

В УПЧ с **распределенной избирательностью** каждый резонансный каскад УПЧ с одиночным контуром или связанными контурами вносит свой вклад в частотную избирательность и усиление УПЧ. Выбор вида и числа каскадов такого УПЧ может быть выполнен аналогично выбору структуры преселектора, используя нормированные частотные характеристики избирательности (см. рис. 3.5, б) и учитывая обобщенную расстройку УПЧ по соседнему каналу

$$\xi_{\text{ск}} = \frac{1}{d_{\text{э}}} \left| \frac{f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{ск}}}{f_{\text{пр}}} - \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{ск}}} \right|, \quad (3.15)$$

где $\Delta f_{\text{ск}}$ — абсолютная расстройка по соседнему каналу.

За соседний канал в вещательных приемниках АМ сигналов принимают сигнал, отстоящий по частоте от основного канала на $\Delta f_{\text{ск}} = \pm 10$ кГц, а в приемниках ЧМ сигналов стереофонического радиовещания — сигнал, отстоящий по частоте от основного канала на $\Delta f_{\text{ск}} = \pm 300$ кГц.

В профессиональных связных приемниках за соседний канал обычно принимают сигнал, отстоящий по частоте от основного канала на $\Delta f_{\text{ск}} = 20...30$ кГц.

В современных приемниках широкое применение находят УПЧ с **сосредоточенной избирательностью**, которую обеспечивают с помощью ФСИ. При этом требуемое усиление УПЧ достигается с помощью широкополосных усилительных RC -каскадов, которые могут быть реализованы в виде ИС, что позволяет уменьшить габариты и повысить надежность УПЧ. Поэтому в настоящее время в трактах УПЧ, как правило, применяют микросхемы в сочетании с пьезоэлектрическими и электромеханическими ФСИ.

Каскады, между которыми включен ФСИ, должны быть с ним согласо-

ны, т. е. выходное сопротивление предшествующего каскада должно быть равно входному сопротивлению ФСИ, а входное сопротивление следующего каскада — выходному сопротивлению ФСИ. Амплитуда напряжения на входе ФСИ не должна превышать предельно допустимое значение, указанное в его техническом описании. Обычно ФСИ включают на выходе каскадов, работающих при малом уровне сигнала (смеситель или первый каскад УПЧ).

Электромеханические ФСИ применяют на частотах от 100 кГц до 1,5 МГц. Электромеханические ФСИ по сравнению с пьезокерамическими имеют более прямоугольную АЧХ, монотонную во всем частотном диапазоне. Однако они отличаются большими габаритами и стоимостью. Пьезоэлектрические ФСИ применяют на частотах от 10 кГц до 200 МГц.

В приемниках с двойным преобразованием частоты к частотной избирательности по второму зеркальному каналу предъявляются такие же требования, как к избирательности по первому зеркальному каналу. Поэтому **селективную систему первого УПЧ** выбирают, исходя из требуемой избирательности по второму зеркальному каналу на частоте $f_{зк2} = f_{пр1} \pm 2f_{пр2}$, где знак плюс соответствует верхней, а знак минус — нижней настройки второго гетеродина по отношению к первой промежуточной частоте. Учитывая постоянство первой промежуточной частоты требуемую частотную избирательность проще всего обеспечить, используя в тракте первой промежуточной частоты ФСИ, настроенный на эту частоту.

Селективную систему второго УПЧ, настроенного на вторую промежуточную частоту $f_{пр2}$, выбирают, исходя из требований к частотной избирательности по соседнему каналу.

При приеме однополосный сигналов в тракт последнего УПЧ включают два ФСИ, один из которых пропускает верхнюю, а другой — нижнюю боковую полосу принимаемого сигнала. Включение необходимого ФСИ осуществляют с помощью переключателя, который обычно устанавливают на передней панели приемника.

3.6. Выбор линейного тракта по требованиям к усилению

3.6.1. Расчет коэффициента усиления линейного тракта приемника

Если реальная чувствительность приемника задана в виде ЭДС E_A , то коэффициент усиления линейного тракта по напряжению определяют по формуле [3, с. 29...32]

$$K_{ЛТ} = \frac{K_3 U_{\text{вых}}}{E_A}, \quad (3.16)$$

где E_A — реальная чувствительность приемника; $U_{\text{вых}}$ — минимально допустимое значение выходного напряжения линейного тракта (см. таблицу 3.3), при котором обеспечивается нормальная работа следующего каскада; $K_3 = 1,5 \dots 3$ — коэффициент запаса по усилению.

Таблица 3.3 — Минимально допустимые значения напряжения на входе каскадов приемника

№	Наименование узла	Входное напряжение, мВ
1	Первый смеситель: — на биполярном транзисторе; — на полевом транзисторе	0,02...0,04 0,03...0,05
2	Второй смеситель: — на биполярном транзисторе; — на полевом транзисторе	0,05...0,1 0,01...0,15
3	Балансный диодный смеситель	0,03...0,05
4	Смеситель на микросхеме перемножителя	0,03...0,05
5	Линейный амплитудный детектор: — на германиевых диодах; — на кремниевых диодах	300...500 600...800
6	Транзисторный амплитудный детектор	20...50
7	Синхронный детектор на ИС аналогового перемножителя	10...15
8	Частотные детекторы с расстроенными контурами, со связанными контурами, а также дробный детектор	100...200
9	Балансный диодный фазовый детектор	300...500
10	Частотно-фазовый и фазовый детекторы на микросхеме перемножителя	5...10
11	Усилитель-ограничитель на биполярном транзисторе	250...500
12	Усилитель-ограничитель на микросхеме	0,1...0,2

Если реальная чувствительность приемника задана в виде номинальной мощности P_A , то коэффициент усиления линейного тракта по напряжению определяют по формуле

$$K_{ЛТ} = \frac{K_3 U_{\text{ВЫХ}}}{\sqrt{P_A R_A}}, \quad (3.17)$$

где R_A — активное внутреннее сопротивление антенны.

Необходимо помнить, что пассивные частотно-избирательные цепи (входная цепь, ФСИ и т. п.), используемые в преселекторе и УПЧ, могут вносить существенное ослабление принимаемого сигнала, которое необходимо компенсировать соответствующим увеличением усиления УРЧ и УПЧ.

3.6.2. Расчет коэффициента передачи входной цепи

Резонансный коэффициент передачи входной цепи рассчитывают по фор-

$$K_{ВЦ} = \frac{pB}{d_3}, \quad (3.18)$$

где $p \leq 1$ — коэффициент включения следующего каскада в контур входной цепи; B — постоянный коэффициент, который для одноконтурной входной цепи равен $B = 0,01$, а для двухконтурной — $B = 0,01\beta / (1 + \beta^2)$; $\beta \leq 1$ — параметр связи между контурами, ($\beta = 1$ соответствует оптимальной связи между контурами); $d_3 = 0,01 \dots 0,05$ — эквивалентное затухание контура.

Если следующий за входной цепью каскад выполнен на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, то он имеет малое входное сопротивление. Поэтому такой каскад подключают к контуру входной цепи частично с коэффициентом включения $p = 0,1 \dots 0,3$.

Если следующий каскад выполнен на полевом транзисторе, то он имеет большое входное сопротивление и может быть подключен к контуру входной цепи с коэффициентом включения $p = 1$.

3.6.3. Расчет коэффициента усиления и выбор типа транзисторов УРЧ

Требуемый резонансный коэффициент усиления УРЧ определяют по формуле

$$K_{УРЧ} = \frac{U_{ВХ\ СМ}}{K_{ВЦ} E_A}, \quad (3.19)$$

где $U_{ВХ\ СМ}$ — входное напряжение смесителя, значение которого может быть выбрано из таблицы 3.3.

Тип транзисторов, используемых в УРЧ, выбирают из следующих соображений:

— граничная частота коэффициента усиления по току должна удовлетворять условию

$$f_{гр} \geq (20 \dots 30) f_{с\ max}; \quad (3.20)$$

— в пределах диапазона рабочих частот модуль прямой передаточной проводимости $|Y_{21}|$ должен оставаться приблизительно постоянным;

— коэффициент шума транзистора должен быть по возможности малым.

Используя параметры выбранных транзисторов, которые можно найти в справочной литературе [8], рассчитывают их Y -параметры, а также устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ по формулам, приведенным в приложении И [3, стр. 112...114], [4, стр. 26...27, 54].

Следует иметь в виду, что резонансный коэффициент усиления каскада K_K не может превышать устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ транзистора

$$K_K \leq K_{уст}. \quad (3.21)$$

Находят необходимое число каскадов УРЧ

$$n = 1 + \text{Int} \frac{\lg K_{урч}}{\lg K_K}, \quad (3.22)$$

где оператор Int означает взятие целой части числа, например, $\text{Int} 2,85 = 2$.

3.6.4. Выбор активного прибора смесителя

Смеситель может быть выполнен на транзисторах или интегральных схемах. В транзисторном смесителе используют, как правило, транзисторы того же типа, что и в УРЧ. Используя формулы, приведенные в приложении И, рассчитывают модули передаточных проводимостей $|Y_{12пр1}|$, $|Y_{21пр1}|$ транзистора в режиме преобразования частоты и определяют устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ транзистора, используемого в смесителе. Выбирают коэффициент передачи смесителя из условия $K_{См} < K_{уст}$.

Смесители могут быть также реализованы на микросхемах аналоговых перемножителей сигналов: AD633, AD831, AD8343 (Analog Devices), SA602A, SA612A, TCA240 (Philips), U5010A (Burr Braun), К174ПС1, К174ПС4 и др.

3.6.5. Расчет коэффициента усиления и выбор типа транзисторов УПЧ

Требуемый резонансный коэффициент усиления УПЧ определяют по формуле

$$K_{УПЧ} = \frac{K_{ЛТ}}{K_{ВЦ} K_{урч} K_{См}}. \quad (3.23)$$

Выбор транзисторов УПЧ производят аналогично выбору транзисторов УРЧ (см. п. 3.6.3.). При использовании в приемнике ФСИ каскады УПЧ реализуют с полосой пропускания в несколько раз превышающей требуемую полосу пропускания приемника (3.6). Такие каскады слабо влияют на частотную избирательность приемника, которая обеспечивается с помощью ФСИ.

Рассчитывают устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ транзистора (см. таблицу 3.4) и выбирают резонансный коэффициент усиления K_K каскада УПЧ из условия (3.21).

Находят необходимое число каскадов УПЧ по формуле, аналогичной (3.22),

$$m = 1 + \text{Int} \frac{\lg K_{УПЧ}}{\lg K_K}. \quad (3.24)$$

Тракт УПЧ может быть построен на специализированных микросхемах типа К174ХА2, К174УП, *TDA1072*, *SA624* и т.п.

Если в приемнике с двойным преобразованием частоты произведение коэффициентов передачи первого смесителя и следующего за ним ФСИ, достаточно велико и обеспечивает на входе второго смесителя минимально допустимый уровень сигнала (см. таблицу 3.3), то в дополнительном усилении сигнала первой промежуточной частоты нет необходимости. Основное усиление приемника с двойным преобразованием частоты реализуют с помощью второго УПЧ, работающего на низкой промежуточной частоте $f_{\text{пр}2} \ll f_{\text{пр}1}$.

Пример 3.2.

Исходные данные для расчета

Приемник принимает радиоизлучение *R3E* (однополосная амплитудная телефония с частично подавленной несущей) в диапазоне частот от $f_{\text{с min}} = 20$ МГц до $f_{\text{с max}} = 30$ МГц и имеет реальную чувствительность $E_A = 4$ мкВ.

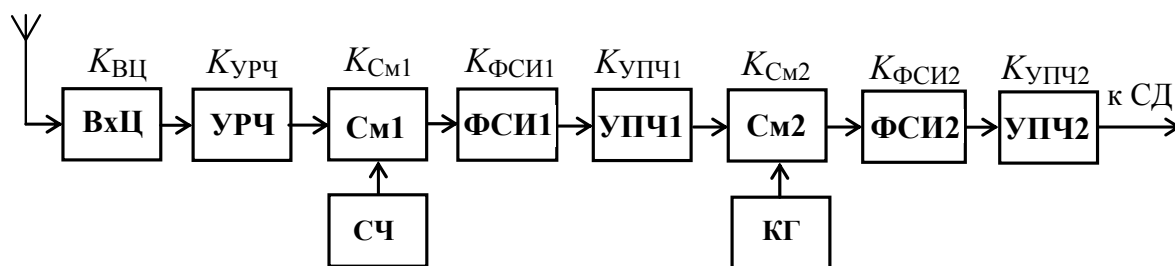
В результате предварительного расчета структурной схемы приемника найдено следующее:

— линейный тракт приемника выполнен по схеме инфрадина (рис. 3.6) с двойным преобразование частоты с промежуточными частотами $f_{\text{пр}1} = 35$ МГц и $f_{\text{пр}2} = 128$ кГц;

— преселектор приемника состоит из двухконтурной входной цепи и одноконтурного каскада УРЧ, выполненного по схеме с общим эмиттером;

— контура преселектора имеют эквивалентное затухание $d_3 = 0,01$;

— в трактах промежуточной частоты использованы пьезоэлектрические фильтры с коэффициентами передачи в полосе пропускания $K_{\text{ФСИ}1} = 0,3$ и $K_{\text{ФСИ}2} = 0,2$ соответственно.



СЧ — синтезатор частоты; КГ — кварцевый генератор;

СД — синхронный детектор

Рис. 3.6 — Структурная схема линейного тракта связного приёмника

Требуется найти коэффициент усиления линейного тракта связного приёмника и распределить его по каскадам тракта.

Решение

Из таблицы 3.3 выбираем допустимое входное напряжение синхронного детектора $U_{\text{вх}} = 14 \text{ мВ}$.

Используя формулу (3.16) и полагая $K_3 = 2$, находим коэффициент усиления линейного тракта

$$K_{\text{ЛТ}} = \frac{K_3 U_{\text{вх}}}{E_A} = \frac{2 \cdot 14 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-6}} = 7 \cdot 10^3.$$

Полагая оптимальную связь между контурами входной цепи с фактором связи $\beta = 1$ и принимая коэффициентом включения каскада УРЧ ко второму контуру $p = 0,3$, рассчитываем по формуле (3.18) резонансный коэффициент передачи входной цепи

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{0,01 p \beta}{d_3 (1 + \beta^2)} = \frac{0,01 \cdot 0,3 \cdot 1}{0,01 (1 + 1^2)} = 0,15.$$

Из таблицы 3.3 выбираем допустимый уровень входного напряжения первого смесителя $U_{\text{см1}} = 30 \text{ мкВ}$ и определяем минимально необходимый резонансный коэффициент усиления (3.19) УРЧ

$$K_{\text{УРЧ}} = \frac{U_{\text{см1}}}{K_{\text{ВЦ}} E_A} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{0,15 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 50.$$

С учетом условия (3.20) выбираем для каскада УРЧ биполярный транзистор КТ368, имеющий следующие параметры: граничная частота усиления — $f_{\text{гр}} = 1100 \text{ МГц}$, коэффициент усиления тока базы в схеме с общим эмиттером на частоте 1 кГц — $\beta_0 = 50 \dots 300$, постоянная времени цепи обратной связи — $\tau_k = 7 \text{ пс}$, емкость коллектора — $C_k = 1,2 \text{ пФ}$, параметр транзистора — $\xi = 3$.

Полагая эмиттерный ток покоя транзистора $I_{30} = 2 \text{ мА}$, находим параметры транзистора, используя формулы, приведенные в приложении И:

— активное сопротивление базы

$$r_6 = \frac{\tau_k \xi}{C_k} = \frac{7 \cdot 10^{-12} \cdot 3}{1,2 \cdot 10^{-12}} = 17,5 \text{ Ом}; \quad (3.25)$$

— модуль коэффициента усиления тока

$$|h_{213}| = \frac{f_{\text{гр}}}{f_{\text{с max}}} = \frac{1100 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6} \approx 37; \quad (3.26)$$

— входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой

$$h_{116} \approx \frac{\varphi_T}{I_{90}} + \frac{r_6}{|h_{219}|} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} + \frac{17,5}{37} \approx 13 \text{ Ом}; \quad (3.27)$$

— граничную частоту крутизны в схеме с общим эмиттером,

$$f_s = \frac{f_{гр} h_{116}}{r_6} = \frac{1100 \cdot 10^6 \cdot 13}{17,5} \approx 817 \text{ МГц}. \quad (3.28)$$

— модули прямой и обратной передаточных проводимостей на частоте $f_{с max}$ в схеме с общим эмиттером (см. приложение И, формулы (И.6), (И.7)):

$$|Y_{129}| = 2\pi f_{с max} C_K = 2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} = 0,23 \cdot 10^{-3} \text{ См}. \quad (3.29)$$

$$|Y_{219}| = \frac{|h_{219}| f_s}{h_{116} (1 + |h_{219}|) \sqrt{f_s^2 + f_{с max}^2}} = \frac{37 \cdot 817 \cdot 10^6}{13(1 + 37) \sqrt{(817 \cdot 10^6)^2 + (30 \cdot 10^6)^2}} \approx$$

$$\approx 77 \cdot 10^{-3} \text{ См}; \quad (3.30)$$

Рассчитываем коэффициент устойчивого усиления транзистора КТ368 в схеме с общим эмиттером (см. приложение И, таблица И.1)

$$K_{уст1} = \sqrt{0,2 \frac{|Y_{219}|}{|Y_{129}|}} = \sqrt{0,2 \frac{77 \cdot 10^{-3}}{0,23 \cdot 10^{-3}}} \approx 8,2. \quad (3.31)$$

Поскольку требуемый резонансный коэффициент усиления УРЧ превышает устойчивый $K_{урч} = 50 > K_{уст1} = 8,2$, то в соответствии с условием (3.21) выбираем резонансный коэффициент усиления каскада $K_K = 7 < K_{уст1} = 8,2$ и по формуле (3.22) находим необходимое число каскадов УРЧ

$$n = 1 + \text{Int} \left(\frac{\lg K_{урч}}{\lg K_K} \right) = 1 + \text{Int} \left(\frac{\lg 50}{\lg 7} \right) = 2.$$

Уточняем значение резонансного коэффициента усиления УРЧ $K_{урч} = K_K^n = 7^2 = 49$.

Выбираем транзистор первого смесителя того же тип, что и в УРЧ, и, используя формулы (И.18) и (И.19) (см. приложение И) рассчитываем модули пе-

редаточных проводимостей транзистора КТ368 в режиме преобразования частоты принимаемого сигнала:

$$\begin{aligned} |Y_{12\text{пр1}}| &\approx 2 \pi f_{\text{пр1}} C_K = 2 \cdot 3,14 \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} \approx 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ См}; \\ |Y_{21\text{пр1}}| &\approx 0,25 |Y_{21э}(f_{\text{сmax}})| = 0,25 \cdot 77 \cdot 10^{-3} \approx 19 \cdot 10^{-3} \text{ См}. \end{aligned}$$

Находим устойчивый коэффициент передачи первого смесителя по формуле (см. приложение И, таблица И.1)

$$K_{\text{уст2}} \approx \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21\text{пр1}}|}{|Y_{12\text{пр1}}|}} = \sqrt{0,2 \frac{19 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3}}} \approx 4,4. \quad (3.32)$$

В соответствии с условием (3.21) выбираем коэффициент передачи первого смесителя $K_{\text{См1}} = 3 < K_{\text{уст2}} = 4,4$ и определяем напряжение на выходе ФСИ1

$$U_{\text{ФСИ1 вых}} = U_{\text{См1 вх}} K_{\text{См1}} K_{\text{ФСИ1}} = 30 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 0,3 = 27 \text{ мкВ}.$$

Поскольку полученное значение напряжения меньше минимально допустимого значения 100 мкВ (см. таблицу 3.3), то необходимо в тракте первой ПЧ использовать усилитель. Выбираем уровень входного напряжения второго смесителя $U_{\text{См2 вх}} = 200 \text{ мкВ} > 100 \text{ мкВ}$ и определяем необходимый коэффициент усиления УПЧ1

$$K_{\text{УПЧ1}} = \frac{U_{\text{См2 вх}}}{U_{\text{ФСИ1}}} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{27 \cdot 10^{-6}} \approx 7,4. \quad (3.33)$$

Так как найденный коэффициент усиления превышает устойчивый (3.32) $K_{\text{УПЧ1}} = 7,4 > K_{\text{уст2}} = 4,4$, то в соответствии с условием (3.21) выбираем резонансный коэффициент усиления каскада $K_K = 3 < K_{\text{уст2}} = 4,4$ и по формуле (3.24) определяем требуемое число каскадов УПЧ1

$$m = 1 + \text{Int} \left(\frac{\lg K_{\text{УПЧ}}}{\lg K_K} \right) = 1 + \text{Int} \left(\frac{\lg 7,4}{\lg 3} \right) = 2.$$

Находим уточненное значение коэффициента усиления УПЧ1 $K_{\text{УПЧ}} = K_K^m = 3^2 = 9$

Определяем модули Y -параметров транзистора КТ368А в режиме преобразования частоты (см. приложение И, формулы (И.18), (И.19)):

$$|Y_{12\text{пр}2}| \approx 2\pi f_{\text{пр}2} C_K = 2 \cdot 3,14 \cdot 128 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} \approx 0,96 \cdot 10^{-6} \text{ См};$$

$$\begin{aligned} |Y_{21\text{пр}2}| &\approx 0,25 |Y_{21\text{э}}(f_{\text{пр}1})| = \frac{0,25 |h_{21\text{э}}| f_s}{h_{11\text{б}} (1 + |h_{21\text{э}}|) \sqrt{f_s^2 + f_{\text{пр}1}^2}} = \\ &= \frac{0,25 \cdot 37 \cdot 817 \cdot 10^6}{13(1 + 37) \sqrt{(817 \cdot 10^6)^2 + (35 \cdot 10^6)^2}} \approx 19 \cdot 10^{-3} \text{ См}. \end{aligned}$$

Находим устойчивый коэффициент передачи второго смесителя по формуле (см. приложение И, таблица И.1)

$$K_{\text{уст}3} \approx \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21\text{пр}2}|}{|Y_{12\text{пр}2}|}} = \sqrt{0,2 \frac{19 \cdot 10^{-3}}{0,96 \cdot 10^{-6}}} \approx 63.$$

Исходя из условия (3.21), выбираем коэффициент передачи второго смесителя $K_{\text{См}2} = 20 < K_{\text{уст}3} = 63$ и определяем резонансный коэффициент усиления УПЧ2

$$\begin{aligned} K_{\text{УПЧ}2} &= \frac{K_{\text{ЛТ}}}{K_{\text{ВЦ}} K_{\text{УРЧ}} K_{\text{См}1} K_{\text{ФСИ}1} K_{\text{УПЧ}1} K_{\text{См}2} K_{\text{ФСИ}2}} = \\ &= \frac{7 \cdot 10^3}{0,15 \cdot 49 \cdot 3 \cdot 0,3 \cdot 9 \cdot 20 \cdot 0,2} \approx 30. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Для реализации УПЧ2 выбираем транзистор КТ315Б, имеющий следующие параметры: граничная частота усиления — $f_{\text{гр}} = 250 \text{ МГц}$, модуль коэффициента усиления тока базы в схеме с общим эмиттером на частоте 1 кГц — $\beta_0 = 50 \dots 350$, постоянная времени цепи обратной связи — $\tau_K = 500 \text{ пс}$, емкость коллектор-база — $C_K = 7 \text{ пФ}$, параметр транзистора — $\xi = 3$.

Поскольку частота $f_{\text{пр}2}$ мала по сравнению с граничной частотой крутизны транзистора КТ315Б $f_{\text{пр}2} = 128 \text{ кГц} \ll f_{Y_{21}} = 250 \text{ МГц}$, то можно принять, что $h_{21\text{э}} \approx \beta_{\text{min}} = 50$.

Используя формулу (3.25), определяем активное сопротивление базы транзистора КТ315Б

$$r_{\text{б}} = \frac{\tau_K \xi}{C_{\text{Кб}}} = \frac{500 \cdot 10^{-12} \cdot 3}{7 \cdot 10^{-12}} = 214 \text{ Ом},$$

Полагая эмиттерный ток покоя транзистора $I_{\text{э}0} = 2 \text{ мА}$ и используя формулу (3.27), находим входное сопротивление транзистора КТ315Б в схеме с

общей базой на низкой частоте

$$h_{116} = \frac{\varphi_T}{I_{\text{э0}}} + \frac{r_{\text{б}}}{h_{21\text{э}}} = \frac{25,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} + \frac{214}{50} \approx 17 \text{ Ом.}$$

Определяем граничную частоту прямой передаточной проводимости транзистора КТ315Б по формуле (3.28)

$$f_s = \frac{f_{\text{гр}} h_{116}}{r_{\text{б}}} = \frac{250 \cdot 10^6 \cdot 17}{214} \approx 20 \text{ МГц.}$$

Находим крутизну транзистора КТ315Б на частоте $f_{\text{пр2}} = 128 \text{ кГц}$ по формуле (И.7) (см. приложение И)

$$|Y_{21\text{э}}| = \frac{|h_{21\text{э}}| f_s}{h_{116} (1 + |h_{21\text{э}}|) \sqrt{f_s^2 + f_{\text{пр2}}^2}} = \frac{50 \cdot 20 \cdot 10^6}{17(1 + 50) \sqrt{(20 \cdot 10^6)^2 + (128 \cdot 10^3)^2}} \approx \\ \approx 57 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

Находим модуль обратной передаточной проводимости транзистора КТ315Б в схеме с общим эмиттером на частоте $f_{\text{пр2}} = 128 \text{ кГц}$ по формуле (И.6) (см. приложение И)

$$|Y_{12\text{э}}| = 2\pi f_{\text{пр2}} C_{\text{к}} = 2 \cdot 3,14 \cdot 128 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-12} \approx 5,6 \cdot 10^{-6} \text{ См.}$$

По формуле (3.31) вычисляем коэффициент устойчивого усиления транзистора КТ315Б (см. приложение И, таблица И.1)

$$K_{\text{уст4}} = \sqrt{0,2 \frac{|Y_{21\text{э}}|}{|Y_{12\text{э}}|}} = \sqrt{0,2 \frac{57 \cdot 10^{-3}}{5,6 \cdot 10^{-6}}} \approx 45.$$

Так как требуемый резонансный коэффициент усиления УПЧ2 меньше устойчивого $K_{\text{УПЧ2}} = 30 < K_{\text{уст4}} = 45$, то УПЧ2 может быть реализован в виде одного каскада.

3.7. Выбор схемы гетеродина

Если заданная относительная нестабильность частоты гетеродина 10^{-4} и более, то в качестве гетеродина можно использовать LC-автогенератор без кварцевой стабилизации частоты.

Если нестабильность частоты гетеродина 10^{-5} и менее, то в качестве перестраиваемого гетеродина необходимо использовать синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором, а в качестве неперестраиваемого гетеродина — кварцевый генератор. Сведения об относительной нестабильности частоты различных генераторов приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 — Относительная нестабильность частоты генераторов

Вид генератора	Относительная нестабильность частоты
Многодиапазонный LC -автогенератор с плавной перестройкой	$10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-4}$
Однодиапазонный LC -автогенератор с плавной перестройкой	$3 \cdot 10^{-4} \dots 10^{-4}$
Генератор с кварцевой стабилизацией	10^{-5}
Генератор с кварцевой стабилизацией и термостатированием	10^{-6}
Генератор с кварцевой стабилизацией, термостатированием и термокомпенсацией	10^{-7}
Синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором	$10^{-7} \dots 10^{-8}$

В вещательных приемниках в качестве перестраиваемого гетеродина обычно используют LC -автогенератор, перестраиваемый в диапазоне частот от 0,1 до 30 МГц с помощью конденсатора переменной емкости, а в диапазоне частот от 64 до 108 МГц — с помощью варикапов. В вещательных приемниках первого и высшего классов в качестве гетеродина может использоваться синтезатор частоты с цифровым управлением и опорным кварцевым генератором.

В профессиональных приемниках с двойным преобразованием частоты в качестве **перестраиваемого гетеродина**, как правило, используют синтезатор частоты, с цифровым управлением. Опорный генератор такого синтезатора представляет собой термостатированный кварцевый генератор с частотой 5...10 МГц и нестабильностью частоты $10^{-6} \dots 10^{-8}$. **Неперестраиваемый гетеродин** приемника обычно реализуют либо в виде кварцевого генератора, либо в виде неперестраиваемого синтезатора частоты, использующего тот же опорный генератор, что и перестраиваемый синтезатор частоты.

Блок управления настройкой современных связных приемников реализуют на базе микроконтроллера, сопряженного с клавиатурой и цифровым индикатором частоты настройки. Микроконтроллер обеспечивает цифровое управление перестраиваемым синтезатором частоты и преселектором.

3.8. Выбор схемы детектора

Выбор детектора определяется видом модуляции принимаемого сигнала.

Амплитудные детекторы используют в приемниках для детектирования сигналов с амплитудной модуляцией, а также в качестве детектора в системах АРУ. В вещательных приемниках (рис. 3.1) для этих целей используют один и тот же амплитудный детектор. В профессиональных приемниках для детектирования АМ сигналов и для системы АРУ обычно используют разные амплитудные детекторы.

Для детектирования двухполосного сигнала с непрерывной амплитудной модуляцией (излучение $A3E$) применяют последовательный диодный детектор с разделенной нагрузкой, [3, с. 85...87], [4, с. 205...212].

Для детектирования двухполосных сигналов с амплитудной манипуляцией (излучения: $A1A$, $A1B$) применяют простой последовательный диодный детектор [3, с. 85...87], [4, с. 205...212].

Для детектирования однополосных АМ сигналов, как правило, применяют синхронный детектор, реализуемый на основе микросхем аналоговых перемножителей сигналов, например, $AD831$, $AD834$, $AD835$ (*Analog Devices*), $SA612A$, $TCA240$ (*Philips*), 525ПС, 526ПС и др. На один вход перемножителя подают детектируемый сигнал, а на другой вход — опорный сигнал промежуточной частоты. При детектировании однополосного АМ сигнала с полной несущей (излучения: $H1A$, $H3E$, $H1B$) или частично подавленной несущей (излучения: $R1A$, $R1B$, $R1D$, $R3E$) опорный сигнал формируют путем выделения остатка несущей из выходного сигнала УПЧ с помощью узкополосного фильтра и усилителя ограничителя (см. приложение Г, рис. Г.1, а также работы [3, с. 46...48], [4, с. 382...383]). При детектировании однополосного АМ сигнала с полностью подавленной несущей (излучение $J3E$, $J1A$) опорный сигнал вырабатывают с помощью синтезатора частоты или отдельного генератора, перестраиваемого в небольшом диапазоне [4, с. 383...384]. При приеме однополосных сигналов с амплитудной манипуляцией (излучения: $J1B$, $J1D$) наиболее предпочтительным является использование квадратурного синхронного детектора, который позволяет надежно детектировать сигналы с неизвестной начальной фазой.

Частотные и фазовые детекторы применяют в приемниках для демодуляции ЧМ и ФМ сигналов, а также в качестве частотных дискриминаторов системы АПЧ. С целью подавления паразитной амплитудной модуляции в приемниках ЧМ и ФМ сигналов между последним линейным каскадом УПЧ и частотным или фазовым детектором включают **усилитель-ограничитель** (см. приложение Г, рис. Г.2, Г.3). Характерной особенностью современных частотных и фазовых детекторов является широкое использование схем на базе аналогового перемножителя сигналов.

Для детектирования сигналов с непрерывной частотной модуляцией (излучение $F3E$) в вещательных и профессиональных приемниках обычно применяют частотно-фазовый детектор [4, с. 249...250]. Обычно такой детектор реализуют на микросхемах типа $SA624$, $TBA120$, $TCA770$ (*Philips*), $K174УР3$, $K174УР7$, $174ХА6$ и т. п., которые предназначены для построения приемников ЧМ сигналов и содержат в своей структуре усилитель-ограничитель и аналого-

вый перемножитель сигналов.

В простых вещательных приемниках может быть использован дробный частотный детектор [4, с. 246...248], который обеспечивает подавление паразитной АМ входного сигнала в динамическом диапазоне 20...30 дБ, что позволяет исключить из схемы приемника усилитель-ограничитель. Кроме того, дробный детектор вырабатывает напряжение, которое пропорционально среднему уровню детектируемого сигнала и может быть использовано в качестве управляющего напряжения АРУ.

Для детектирования сигналов с частотной манипуляцией (излучения: $F1B$, $F1D$) применяют либо частотный детектор с расстроенными контурами [4, с. 241...242], [6, с. 358], либо частотно-фазовый детектор [4, с. 249...250].

Для детектирования фазоманипулированных сигналов при относительной фазовой телеграфии (излучение $G1B$, $G1D$) применяют фазовый детектор, реализуемый на аналоговых перемножителях того же типа, что и синхронный детектор однополосных сигналов. На один вход перемножителя подают текущую посылку детектируемого сигнала, а на другой вход — предшествующую посылку того же сигнала, задержанную на время, равное длительности посылки (см. приложение Г, рис. Г.3).

Для детектирования радиосигналов стереовещания применяют частотный детектор, после которого включают стереодекодер, преобразующий комплексный стереосигнал в два звуковых сигнала левого и правого каналов (см. приложение Г, рис. Г.4).

3.9. Выбор ручных регулировок и устройств индикации

Основными ручными регулировками вещательного приемника являются регуляторы настройки, громкости и тембра [3, с.32...35]; [4, с. 304...306, 329...330].

Для перестройки по частоте преселектора и гетеродина используют многосекционные конденсаторы переменной емкости (КПЕ), варикапы и варикапные матрицы. При механической перестройке отдельные секции КПЕ включают в колебательные контура входной цепи, УРЧ и гетеродина. В результате при повороте ротора КПЕ происходит одновременное изменение емкости во всех перечисленных выше цепях. При электронной перестройке изменение емкости контуров производят путем изменения управляющего напряжения на варикапах, включенных в эти же контура вместо секций КПЕ. Электронная настройка обеспечивает высокое быстродействие и нечувствительность к механическим ударам и вибрациям при малой мощности потребления источников управляющего напряжения.

В вещательных приемниках индикатор настройки часто реализуют в виде шкалы, на которую нанесены значения длины волны или частоты настройки и вдоль которой перемещается указатель настройки. С помощью верньерного устройства ручку настройки связывают с указателем настройки, а также с осью КПЕ или осью потенциометра, с которого снимается управляющее напряжение варикапов. Для индикации частоты настройки используют также жидкокри-

сталлические индикаторы (ЖКИ), управляемые либо встроенным цифровым частотомером, измеряющим частоту гетеродина с учетом поправки на значение промежуточной частоты, либо аналого-цифровым преобразователем, на вход которого подают напряжение, пропорциональное частоте настройки приемника.

В профессиональных приемниках широкое применение находит дискретная перестройка преселектора и гетеродина. При этом переключение цифрового магазина ёмкостей преселектора и изменение напряжения на варикапах производят с помощью микропроцессорного устройства управления, сопряженного с клавиатурой. Одновременно с перестройкой преселектора устройство управления перестраивает синтезатор частоты, используемый в качестве гетеродина, и изменяет показания цифрового индикатора частоты настройки приемника.

Для подстройки LC-контуров приемника при его изготовлении или ремонте используют подстроечные конденсаторы, а также подстраиваемые катушку индуктивности, которые обычно наматывают на диэлектрический каркас цилиндрической формы. Для изменения индуктивности внутрь каркаса вворачивают резьбовой ферритовый либо латунный сердечник. Ферритовые сердечники обеспечивают больший диапазон изменения индуктивности и менее плавную подстройку и применяются в частотном диапазоне от 0,03 до 50 МГц. Латунные сердечники обеспечивают плавную подстройку в небольшом диапазоне изменения индуктивности и находят применение в частотном диапазоне от 50 до 250 МГц.

Для сопряжения настроек контуров преселектора и гетеродина в контур последнего включают дополнительные конденсаторы сопряжения [4, с. 192...194].

Регулятор громкости обычно включают либо на выходе детектора, либо на выходе предварительного каскада УНЧ.

В вещательных приемниках кроме регулятора громкости применяют **регулятор тембра**, который включают между маломощными каскадами УНЧ. В настоящее время широкое распространение находят многополосные регуляторы тембра, называемые **эквалайзерами**.

В качестве **индикаторов** уровня принимаемого сигнала в приемниках используют стрелочные, светодиодные и жидкокристаллические индикаторы, управляемые постоянной составляющей выходного напряжения амплитудного детектора непосредственно, либо после ее предварительного усиления. Аналогичные индикаторы могут применяться для контроля работы эквалайзера, режимов работы приемника (моно-стерео), напряжений питания и т.п.

3.10. Выбор системы автоматической регулировки усиления

В приемниках **АМ сигналов** вид системы АРУ, число и типы регулируемых каскадов выбирают, исходя из заданных динамических диапазонов изменения входного и выходного сигналов линейного тракта приёмника [3, с. 394...402]; [4, с. 323...331], [6, с. 119...122].

Определяют динамический диапазон АРУ

$$D_{\text{АРУ дБ}} = D_{\text{вх дБ}} - D_{\text{вых дБ}} \quad (3.34)$$

и находят число усилительных каскадов, охваченных системой АРУ, по формуле

$$n_{\text{АРУ}} = 1 + \text{Int} \left(\frac{D_{\text{АРУ дБ}}}{D_{0 \text{ дБ}}} \right), \quad (3.35)$$

где $D_{0 \text{ дБ}}$ — динамический диапазон регулировки усиления одного каскада.

Регулируемый каскад на биполярном транзисторе обеспечивает динамический диапазон регулировки усиления $D_{0 \text{ дБ}} \approx 10 \dots 20 \text{ дБ}$. Обычно управляющее напряжение АРУ подают в базовую цепь транзистора. Полярность управляющего напряжения выбирают так, чтобы увеличение уровня принимаемого сигнала вызывало уменьшение тока эмиттера, что в свою очередь приводит к уменьшению крутизны транзистора, и, следовательно, коэффициента усиления регулируемого каскада.

Регулируемый каскад может быть построен на полевом транзисторе с двумя затворами, на один из которых подается усиливаемый сигнал, а на другой — управляющее напряжение АРУ. Такой каскад обеспечивает диапазон регулировки усиления $D_{0 \text{ дБ}} \approx 30 \dots 40 \text{ дБ}$. В данном случае используют зависимость крутизны транзистора от тока стока, который изменяется под действием управляющего напряжения АРУ. Приблизительно такой же диапазон регулировки усиления можно получить, используя в качестве регулируемого каскада ИС аналогового перемножителя сигналов.

В радиовещательных приемниках управляющее напряжение АРУ получают путем выделения низкочастотной части спектра выходного сигнала амплитудного детектора с помощью ФНЧ, который имеет полосу пропускания $F_{\text{ФНЧ}} \ll F_{\text{min}}$, где F_{min} — минимальная частота модулирующего сигнала. Выходной сигнал ФНЧ подают на один или несколько регулируемых каскадов линейного тракта. Обычно для этой цели используют каскады УПЧ.

В связных приёмниках для получения управляющего напряжения АРУ применяют, как правило, отдельный амплитудный детектор. Иногда в таких приемниках в качестве регулируемых каскадов применяют диодные или транзисторные аттенюаторы с электронной перестройкой.

В связных приёмниках с широким динамическим диапазоном изменения входного сигнала (более 100 дБ) на входе преселектора может быть включен ступенчатый резистивный аттенюатор с ручным или автоматическим переключением ступеней ослабления.

3.11. Выбор системы автоматической подстройки частоты

Частотную АПЧ применяют в простых вещательных приемниках только при работе в УКВ диапазоне. В вещательных приемниках первого и высшего классов, а также в связных приемниках с перестраиваемым *LC*-гетеродином частотную АПЧ применяют при работе как в УКВ, так и в КВ диапазонах. В приемниках, в которых в качестве гетеродина используется синтезатор частоты, частотную АПЧ не применяют.

Фазовую АПЧ используют в приемниках однополосных сигналов с полной или частично подавленной несущей в блоках, формирующих опорное напряжение синхронного детектора, частота которого должна точно совпадать с промежуточной частотой приемника. Фазовая АПЧ применяется также в синтезаторах частоты

3.12. Выбор схемы низкочастотного тракта

В вещательных приемниках, а также в связных приемниках речевого сигнала целесообразно использовать УНЧ на базе микросхемы, которую выбирают, исходя из заданной выходной мощности приемника.

В аналоговых профессиональных приемниках дискретных и цифровых сигналов тракт приемника после детектора может быть реализован на цифровых интегральных микросхемах.

В пояснительной записке следует указать вид выбранного исполнительного устройства приемника (динамическая головка, головной телефон, телеграфный аппарат, ЭВМ и т. п.).

3.13. Выбор схемы источника питания

Источник питания приемника выбирают, исходя из заданного вида питания (сетевое или автономное) и используя известные схемотехнические решения. При питании приемника от промышленной сети 220 В, 50 Гц источник питания может быть построен на базе силового трансформатора, выпрямителя и интегрального стабилизатора напряжения. Возможно также применение импульсного источника питания. При автономном питании приемника в качестве источника питания используют гальванические батареи или аккумуляторы.

3.14. Разработка структурной и принципиальной схем приемника

Предварительный расчет приемника завершается составлением его структурной схемы и кратким описанием ее работы.

На структурной схеме приемника должны быть указаны все функциональные блоки линейного тракта, гетеродины, детектор, блоки тракта низкой частоты, блоки систем АРУ и АПЧ, динамические головки (для вещательного приемника), все ручные регулировки (настройка, громкость, тембр, стереобаланс и др.), источники питания, переключатели и индикаторы. В этом отношении структурные схемы, приведенные в приложении Г, являются упрощенными и содержат укрупненные блоки приемника, поясняющие только принцип его построения.

В соответствии с разработанной структурной схемой составляется **прин-**

принципиальная электрическая схема приемника, которая должна содержать:

- антенный вход либо антенну, если последняя встроена непосредственно в приемник (магнитная или телескопическая антенна);
- все каскады, реализующие блоки структурной схемы приемника;
- электромагнитные экраны контурных катушек частотно-избирательных цепей;
- ручные регулировки (громкость, тембр, стереобаланс и др.);
- органы подстройки (подстроечные конденсаторы, ферритовые сердечники катушек индуктивности, подстроечные потенциометры и т. п.);
- схемы цепей АРУ и АПЧ;
- соединительные и коммутационные элементы (разъёмы печатных узлов, клеммы, переключатели, тумблеры, кнопки и т. п.);
- источники питания (стабилизированный выпрямитель при питании от сети или гальванические элементы при автономном питании), включая предохранители и индикатор включения;
- динамические головки (в случае вещательного приемника);
- выходы УНЧ или преобразователей уровня, к которым подключают внешние исполнительные устройства (дополнительные динамические головки, головные телефоны, телеграфный аппарат, ЭВМ и т. п.).

Если в приемнике используется перестраиваемый **синтезатор частоты**, то последний может быть указан только на структурной схеме приемника. При этом на принципиальной схеме необходимо поместить таблицу с указанием входов и выходов схемы, подключенных к синтезатору частоты.

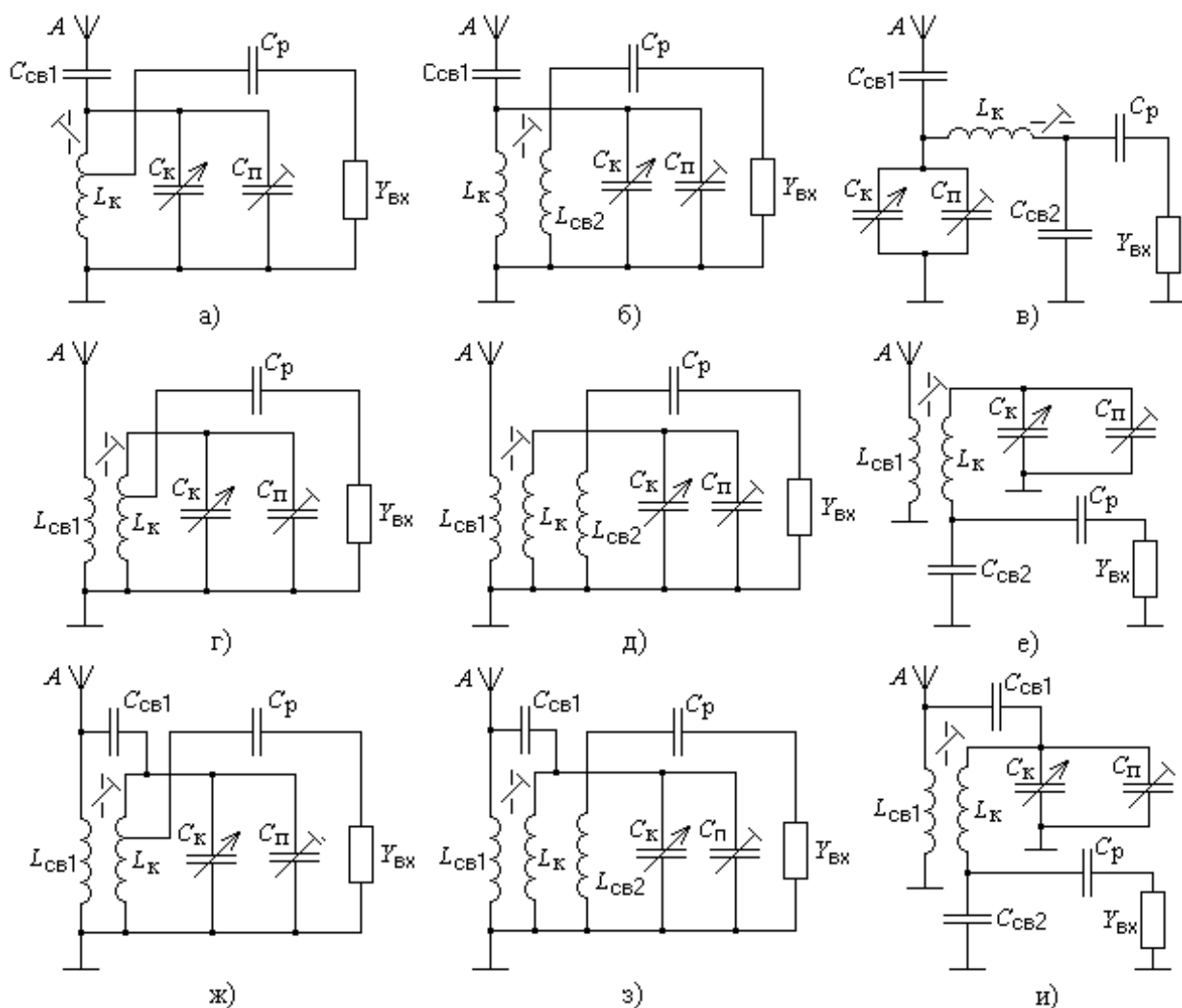
В случае проектирования цифрового приемника необходимо представить полную структурную схему приемника, принципиальную схему линейного тракта с указанием в виде таблицы входов и выходов схемы, подключенных к цифровому сигнальному процессору, синтезатору частоты и блоку управления.

4. РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

4.1. Общие соображения по выбору входных цепей

В вещательных приемниках применяют одноконтурные входные цепи с ненастроенной антенной (рис. 4.1).

Входные цепи с внешней емкостной связью с антенной (рис. 4.1, а, б, в) отличаются простотой и обеспечивают достаточно большой резонансный коэффициент передачи по напряжению. Недостатком таких входных цепей является увеличение резонансного коэффициента передачи входной цепи с ростом частоты настройки. Поэтому внешнеемкостную связь используют в приемниках с небольшим коэффициентом перекрытия частотного диапазона $k_{\text{пд}} \leq 1,2 \dots 1,3$.



A — антенна; $C_{св1}, C_{св2}$ — емкости связи; $L_{св1}, L_{св2}$ — индуктивности связи; L_k — индуктивность контура; C_k — настроечная емкость; C_p — подстроечная емкость; C_p — разделительная емкость; $Y_{вх}$ — входная проводимость следующего каскада

Рис. 4.1 — Одноконтурные входные цепи, настраиваемые с помощью КПЕ

Индуктивную связь с антенной реализуют с помощью трансформаторного или автотрансформаторного подключения входной цепи к антенне (рис. 4.1, г, д, е). При этом обычно используют режим удлинения, при котором резонансная частота f_{0A} антенной цепи, состоящей из емкости антенны C_A (на рис. 4.1 не показана) и катушки связи $L_{св1}$, удовлетворяет условию $f_{0A} < f_{сmin}$. В режиме удлинения резонансный коэффициент передачи преселектора изменяется по диапазону незначительно. Недостатком индуктивной связи является пониженная избирательность на частотах, близких к резонансной частоте f_{0A} антенной цепи.

Комбинированную связь с антенной реализуют с помощью совместной индуктивно-емкостной связи (рис. 4.1, ж, з, и). Комбинированная связь с антен-

ной сложнее других видов связи, но благодаря совместному действию обоих видов связи обеспечивает большие значения резонансного коэффициента передачи входной цепи при малой его неравномерности по диапазону и высокой частотной избирательности.

Для уменьшения влияния антенны на входную цепь обычно выбирают слабую связь между ними, которая кроме улучшения частотной избирательности обеспечивает возможность работы приемника с антеннами, имеющими большой разброс параметров.

Для ослабления влияния на входную цепь следующего за ней каскада используют частичное включение следующего каскада с помощью автотрансформатора, трансформатора (см. рис. 4.1 а, б, г, д, ж, з) или емкостного делителя напряжения (см. рис. 4.1, в, е, и).

Вид связи контура входной цепи со следующим каскадом выбирают на основании следующих соображений.

Внутренняя емкостная связь входной цепи со следующим каскадом характеризуется уменьшением коэффициента передачи с ростом частоты принимаемого сигнала. Поэтому такую связь обычно сочетают с внешней емкостной связью входной цепи с антенной (см. рис. 4.1, в).

Индуктивную (автотрансформаторную или трансформаторную) связь входной цепи со следующим каскадом выгоднее использовать совместно с индуктивной связью входной цепи с антенной в режиме удлинения (см. рис. 4.1, г, д), или с комбинированной связью входной цепи с антенной (см. рис. 4.1, ж, з), поскольку коэффициент передачи индуктивной связи мало зависит от частоты принимаемого сигнала.

В профессиональных приемниках и радиовещательных приемниках высокого класса применяют двухконтурные входные цепи с трансформаторной связью как с антенно-фидерным трактом, так и со следующим каскадом, перестраиваемые с помощью варикапов (рис. 4.2). Антенно-фидерный тракт показан на рис. 4.2 в виде эквивалентной схемы, состоящий из источника ЭДС $E_A(t)$, емкости C_A и сопротивления R_A . В цепь управления емкостью варикапов включен фильтр $R_{\phi 1}, R_{\phi 2}, C_{\phi}$, который исключает возможность высокочастотной связи между контурами входной цепи.

Обе входные цепи, изображенные на рис. 4.2 имеют внешнюю емкостную связь между контурами и отличаются только видом внутренней связи между контурами. Одна входная цепь (см. рис. 4.2, а) имеет внутреннюю емкостную связь, а другая входная цепь (см. рис. 4.2, б) — внутреннюю индуктивную связь между контурами.

На основании технического задания и результатов предварительного расчета структурной схемы приемника определяют исходные данные для расчета входной цепи:

- минимальная $f_{c \min}$ и максимальная $f_{c \max}$ частоты принимаемого сигнала;
- сопротивление и емкость антенны R_A, C_A ;

— приближенное значение резонансного коэффициента передачи входной цепи, полученное при расчете структурной схемы (см. п. 3.6.2).

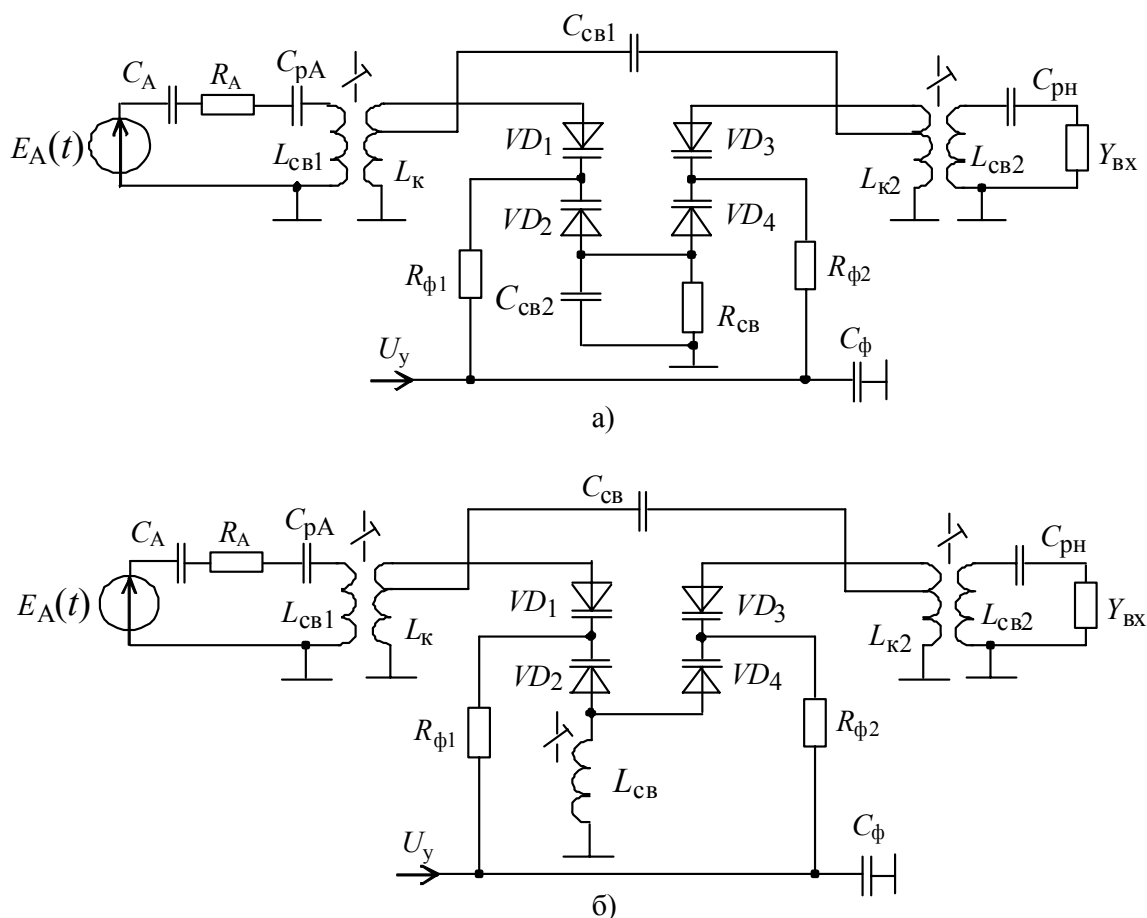


Рис. 4.2 — Двухконтурные входные цепи, настраиваемые с помощью варикапов

4.2. Расчет одноконтурной входной цепи с внешней емкостной связью с антенной

Расчет входной цепи с внешней емкостной связью с антенной (см. рис. 4.1, в) выполняют в следующей последовательности.

В соответствии с частотным диапазоном приемника выбирают из таблиц 4.1 и 4.2 приближенные значения минимальной настроечной емкости C_{kmin} , средней емкости подстроечного конденсатора $C_{п ср}$, емкости монтажа C_M и собственной емкости катушки индуктивности C_L .

При выборе емкости C_{kmin} следует стремиться к ее уменьшению, так как при этом повышается добротность контура, что позволяет увеличить частотную избирательность входной цепи. Однако уменьшение емкости C_{kmin} до уровня, сравнимого с паразитными емкостями, приводит к ухудшению стабильности частотной характеристики входной цепи.

С учетом выбранных значений рассчитывают постоянную емкость контура

$$C_{\text{пост}} \approx C_L + C_{\text{п ср}} + C_M. \quad (4.1)$$

Таблица 4.1 — Параметры перестраиваемых LC -контуров

Диапазон частот, МГц	d	q	$C_{\text{к min}}$, пФ	$C_{\text{п ср}}$, пФ	C_M , пФ
<0,1	0,015...0,02	1,1...1,2	15...30	8...15	10...15
0,1...3	0,01...0,015	1,1...1,3	12...25	6...11	5...10
3...30	0,006...0,01	1,2...1,4	5...15	3...8	3...5
30...300	0,004...0,006	1,2...1,5	2...5	1...3	1...3

Примечание. В таблице использованы следующие условные обозначения: d — собственное затухание контура; $q = d_3/d$ — постоянный коэффициент; d_3 — эквивалентное затухание нагруженного контура; $C_{\text{к min}}$ — минимальная настроечная емкость контура; $C_{\text{п ср}}$ — средняя емкость подстроечного конденсатора; C_M — емкость монтажа.

Таблица 4.2 — Параметры катушек индуктивности

Диапазон частот, МГц	Минимальная индуктивность, мкГн	Паразитная емкость катушки, пФ	Собственная добротность	
			без сердечника	с ферритовым сердечником
0,003...0,3	50...15	20...10	10...50	80...120
0,3...3	15...5	10...5	40...100	100...160
3...30	5...0,5	5...2	60...150	100...180
30...200	0,5...0,05	2...1	100...200	100...200

Находят минимальную эквивалентную емкость контура по формуле

$$C_{\text{э min}} \approx C_{\text{к min}} + C_{\text{пост}}. \quad (4.2)$$

Определяют требуемый коэффициент перекрытия частотного диапазона приемника

$$k_{\text{пд}} = \frac{f_{\text{с max}}}{f_{\text{с min}}}, \quad (4.3)$$

где $f_{\text{с max}}$ и $f_{\text{с min}}$ — максимальная и минимальная частоты принимаемого сигнала.

Рассчитывают требуемое максимальное значение настроечной емкости

$$C_{\text{к max}} = (C_{\text{к min}} + C_{\text{пост}})k_{\text{пд}}^2 - C_{\text{пост}}. \quad (4.4)$$

В случае механической настройки входной цепи тип конденсатора переменной емкости (КПЕ), минимальная C_{min} и максимальная C_{max} емкости которого близки к рассчитанным $C_{к min}$, $C_{к max}$ значениям соответственно и удовлетворяют условиям $C_{min} \leq C_{н min}$, $C_{max} \geq C_{к max}$.

В случае электронной настройки по найденным значениям $C_{н min}$, $C_{н max}$ выбирают тип варикапа или варикапной матрицы и по справочным данным [9] находят пределы изменения управляющего напряжения, обеспечивающие требуемый диапазон изменения емкости варикапов.

Рассчитывают уточненное значение средней емкости подстроечного конденсатора

$$C_{п ср у} = \frac{C_{max} - k_{пд}^2 C_{min}}{k_{пд}^2 - 1} - C_L - C_M. \quad (4.5)$$

С учетом найденного значения $C_{п ср у}$ выбирают тип подстроечного конденсатора.

Рассчитывают индуктивность контура

$$L_K = \frac{1}{(2\pi f_{с max})^2 C_{э min}}. \quad (4.6)$$

Проверяют условие реализуемости контурной индуктивности L_K

$$L_K \geq L_{min}, \quad (4.7)$$

где L_{min} — минимально допустимое значение индуктивности контура, выбранное из таблицы 4.2 с учетом частотного диапазона приемника.

Если условие (4.7) не выполняется, то выбирают меньшие значения емкостей $C_{н min}$, $C_{п ср}$ и выполняют повторный расчет по формулам (4.2)...(4.7).

С учетом частотного диапазона приемника выбирают из таблицы 4.1 значения собственного затухания контура d и коэффициента q и определяют эквивалентное затухание нагруженного контура

$$d_э = qd. \quad (4.8)$$

Исходя из условия (3.20), выбирают тип транзистора для следующего каскада (УРЧ или смесителя) и рассчитывают параметры транзистора $r_б$, f_s по формулам (3.25), (3.28) соответственно.

Определяют активную входную проводимость $g_{вх}$ следующего каскада на частоте $f_{с max}$. Например, если следующий каскад собран на биполярном тран-

зисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, входную проводимость определяется по формуле (И.1) (см. приложение И), которая после соответствующих преобразований имеет вид

$$g_{\text{вх}} = g_{1\text{э}} = \frac{f_{\text{гр}} f_s + \beta_0 f_c^2 \max}{\beta_0 r_0 (f_s^2 + f_c^2 \max)}.$$

Находят емкость внешней связи входной цепи с антенной

$$C_{\text{св1}} \approx C_A \sqrt{\frac{2d_3 (C_{\text{кmax}} + C_{\text{кmin}})}{C_{\text{кmax}} - C_{\text{кmin}}}}. \quad (4.9)$$

Определяют коэффициент включения следующего каскада к контуру

$$p = \sqrt{\frac{1}{2\pi f_{\text{сmax}} L_{\text{к}} g_{\text{вх}}} \left[d_3 - d - \frac{R_A C_{\text{св1}}^2}{2\pi f_{\text{сmax}} L_{\text{к}} (C_{\text{св1}} + C_{\text{сх}} + C_{\text{кmin}})^2} \right]}. \quad (4.10)$$

Рассчитывают емкость внутренней связи входной цепи со следующим каскадом

$$C_{\text{св2}} \approx \frac{(C_{\text{кmin}} + C_{\text{м}})(1 - p^2) + C_{\text{вх}} p^2}{p}, \quad (4.11)$$

где $C_{\text{вх}}$ — входная емкость следующего каскада, которая при использовании биполярного транзистора равна емкости база-эмиттер $C_{\text{вх}} = C_{\text{бэ}}$, а при использовании полевого транзистора — емкости затвор-исток $C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}}$ (см. приложение И).

Находят уточненное значение средней емкости подстроечного конденсатора

$$C_{\text{пср у}} = C_{\text{пост н}} - C_L - \frac{C_{\text{св1}}(C_{\text{св2}} + C_{\text{вх}})}{C_{\text{кmin}} + C_{\text{св2}} + C_{\text{вх}}} - p^2(C_{\text{вх}} + C_{\text{м}}) \quad (4.12)$$

и выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к найденному значению.

Если из (4.12) получаем $C_{\text{пср у}} < 0$, то необходимо уменьшить емкость связи $C_{\text{св1}}$ или коэффициент включения p или обе указанные величины, после чего необходимо рассчитать новое значение $C_{\text{пср у}}$ (4.12). Если емкость (4.12) существенно превышает выбранное ранее приближенное значение средней емкости $C_{\text{пср}}$ (4.2), то выбирают подстроечный конденсатор, средняя емкость ко-

торого близка к $C_{п\text{ ср}}$, и рассчитывают емкость дополнительного конденсатора

$$C_{\text{доп}} \approx C_{\text{пост у}} - C_{\text{пост}}. \quad (4.13)$$

При выборе типов контурных конденсаторов следует отдавать предпочтение конденсаторам с меньшей температурной нестабильностью и меньшими потерями, т. е. имеющими меньшие значения ТКЕ и $\text{tg}\delta$.

Определяют емкость разделительного конденсатора

$$C_p = \frac{50g_{\text{вх}}}{2\pi f_{\text{с min}}}. \quad (4.14)$$

Находят резонансный коэффициент передачи входной цепи при ее настройке на частоты $f_{\text{с min}}$ и $f_{\text{с max}}$ по формуле

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{p(2\pi f_{\text{с}})^2 L_{\text{к}} C_{\text{св1}}}{d_{\text{э}}}. \quad (4.15)$$

Сравнивают полученные значения коэффициента передачи с приближенным значением, полученным при расчете структурной схемы приемника. Если полученные значения существенно меньше приближенных, то следует скорректировать требуемые значения требуемых коэффициентов усиления блоков приемника, найденных при расчете его структурной схемы.

Определяют минимальную частотную избирательность входной цепи по зеркальному каналу, которая имеет место при ее настройке на частоту $f_{\text{с max}}$, по формуле

$$Se_{\text{зк дБ}} = 20\lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_{\text{э}}^2} \left(\frac{f_{\text{зк}}}{f_{\text{с max}}} - \frac{f_{\text{с max}}}{f_{\text{зк}}} \right)^2}. \quad (4.16)$$

Если промежуточная частота удовлетворяет условию $f_{\text{пр}} < f_{\text{с min}}$, то минимальная частотная избирательность входной цепи по прямому каналу имеет место при ее настройке на частоту $f_{\text{с min}}$ и определяется по формуле

$$Se_{\text{пр дБ}} = 20\lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_{\text{э}}^2} \left(\frac{f_{\text{с min}}}{f_{\text{пр}}} - \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{с min}}} \right)^2}. \quad (4.17)$$

Если приемник построен по принципу инфрадина, то минимальная избирательность входной цепи по прямому каналу имеет место при ее настройке на

частоту $f_{с max}$ и определяется по формуле

$$Se_{пр дБ} = 20 \lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_3^2} \left(\frac{f_{пр}}{f_{с max}} - \frac{f_{с max}}{f_{пр}} \right)^2}. \quad (4.18)$$

4.3. Расчет одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной

Входная цепь с трансформаторной связью с антенной и автотрансформаторной связью со следующим каскадом изображена на рис. 4.1, г.

Используя формулы (4.1) ... (4.8), рассчитывают параметры входной цепи и следующего за ней каскада аналогично п. 4.2 и выбирают тип КПЕ или варикапов, используемых для настройки входной цепи.

Находят индуктивность катушки связи входной цепи с антенной, полагая, что входная цепь работает в режиме удлинения,

$$L_{св1} = \frac{k_{уд}^2}{(2\pi f_{с min})^2 C_A}, \quad (4.19)$$

где C_A — емкость антенны; $k_{уд}=1,2...2$ — коэффициент удлинения антенны.

Определяют коэффициент включения УРЧ к контуру входной цепи, при котором затухания вносимые во

$$p = \sqrt{\frac{(d_3 - d) \left[(k_{уд}^2 k_{пд}^2 - 1)^2 - k_{пд}^3 (k_{уд}^2 - 1)^2 \right]}{2\pi f_{с max} L_K g_{вх} \left[(k_{уд}^2 k_{пд}^2 - 1)^2 - k_{пд}^2 (k_{уд}^2 - 1)^2 \right]}}. \quad (4.20)$$

где $g_{вх}$ — активную входную проводимость следующего каскада на частоте $f_{с max}$ (см. приложение И).

Находят коэффициент связи входной цепи с антенной, обеспечивающий допустимое затухание контура,

$$k_{св3} = p \sqrt{B}. \quad (4.21)$$

Определяют резонансную частоту антенной цепи

$$f_A = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{св1} C_A}}. \quad (4.22)$$

Вычисляют коэффициент связи с антенной, обеспечивающий допустимую перестройку контура входной цепи,

$$k_{\text{свП}} \leq \sqrt{\frac{(f_{\text{сmin}}^2 - f_{\text{А}}^2)(f_{\text{сmax}}^2 - f_{\text{А}}^2)d_{\text{э}}}{f_{\text{А}}^2(f_{\text{сmax}}^2 - f_{\text{сmin}}^2)}}. \quad (4.23)$$

Выбирают коэффициент связи входной цепи с антенной из условий

$$k_{\text{свА}} \leq k_{\text{свП}}; k_{\text{свА}} \leq k_{\text{свЗ}}; k_{\text{свА}} \leq k_{\text{свВ}}, \quad (4.24)$$

где $k_{\text{свВ}} = 0,4 \dots 0,6$ — максимальный конструктивно выполнимый коэффициент связи входной цепи с антенной.

Уточняют среднее значение емкости подстроечного конденсатора

$$C_{\text{Пср}} = C_{\text{постн}} - k_{\text{свА}}^2 C_{\text{А}} - C_{\text{Л}} - p^2 (C_{\text{вх}} + C_{\text{м}}), \quad (4.27)$$

и выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к найденному значению.

Используя по формулу (4.14) находят емкость разделительного конденсатора $C_{\text{р}}$.

Определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи (рис. 4.1, г) на крайних частотах $f_{\text{сmin}}$ и $f_{\text{сmax}}$ диапазона приема по формуле

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{pk_{\text{свА}} k_{\text{уд}}^2 f_{\text{с}}^2 \sqrt{L_{\text{к}}}}{d_{\text{э}} (k_{\text{уд}}^2 f_{\text{с}}^2 - f_{\text{сmin}}^2) \sqrt{L_{\text{св1}}}}. \quad (4.28)$$

Частотную избирательность входной цепи по зеркальному и прямому каналам рассчитывают по формулам (4.16)...(4.18) соответственно.

При использовании входной цепи с трансформаторной связью как с антенной, так и со следующим каскадом (рис. 4.1, д) определяют индуктивность связи входной цепи со следующим каскадом по формуле

$$L_{\text{св2}} \approx \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{зкmax}}^2 C_{\text{вх}}}, \quad (4.25)$$

где $f_{\text{зкmax}}$ — максимальная частота зеркального канала, которая при верхней настройке гетеродина равна $f_{\text{зкmax}} = f_{\text{сmax}} + 2f_{\text{пр}}$, а при нижней настройке гетеродина — $f_{\text{зкmax}} = f_{\text{сmax}} - 2f_{\text{пр}}$; $C_{\text{вх}}$ — входная емкость следующего кас-

када (см. приложение И).

Находят коэффициент связи контурной катушкой L_K с катушкой связи L_{CB2} по формуле

$$k_{CB2} = p\sqrt{L_K/L_{CB2}}. \quad (4.26)$$

С учетом (4.24), (4.26) определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи (рис. 4.1, д) на частотах f_{cmin} и f_{cmax} по формуле

$$K_{ВЦ} = \frac{k_{CB2}k_{CBA} k_{уд}^2 f_c^2 \sqrt{L_K}}{d_э (k_{уд}^2 f_c^2 - f_{cmin}^2) \sqrt{L_{CB1}}}. \quad (4.28)$$

Частотную избирательность входной цепи (рис. 4.1, д) по зеркальному и прямому каналам находят по формулам (4.16)...(4.18) соответственно.

4.4. Расчет одноконтурной входной цепи с комбинированной связью с антенной

Входная цепь с комбинированной связью с антенной и трансформаторной связью со следующим каскадом изображена на рис. 4.1, з.

Используя формулы (4.1)...(4.8) рассчитывают параметры входной цепи и следующего за ней каскада аналогично п. 4.2. и выбирают тип КПЕ или варикапов, используемых для перестройки входной цепи. По формуле (4.19) находят индуктивность связи L_{CB1} входной цепи с антенной аналогично п. 4.3.

Выбирают емкость связи C_{CB1} , равной нескольким процентам от емкости антенны C_A , в диапазоне от 1 до 20 пФ.

Полагая, что входная цепь работает в режиме удлинения, находят коэффициент связи входной цепи с антенной, обеспечивающий допустимое затухание контура на частоте f_{cmin} ,

$$k_{CB3} = \frac{C_{CB1}(2\pi f_{cmin})^2 (k_{уд}^2 - 1)(k_{уд}^2 k_{пд}^2 - 1) \sqrt{L_K L_{CB1}}}{k_{уд}^2}, \quad (4.29)$$

где $k_{уд}=1,2...2$ — коэффициент удлинения антенны.

Определяют допустимый коэффициент включения следующего каскада в контур, обеспечивающий допустимое затухание контура на частоте f_{cmax} ,

$$p_d = \sqrt{\frac{d_э - d - d_{BH1} - d_{BH2}}{2\pi f_{cmax} L_K g_{BX}}}, \quad (4.30)$$

где

$$d_{\text{вн1}} = \frac{R_A C_{\text{св1}}^2}{2\pi f_{\text{с max}} L_K (C_{\text{пост}} + C_{\text{к min}} + C_{\text{св1}})^2};$$

$$d_{\text{вн2}} = \frac{R_A k_{\text{св3}}^2 k_{\text{уд}}^2 k_{\text{пд}}^2}{2\pi f_{\text{с max}} L_{\text{св1}} (k_{\text{уд}}^2 k_{\text{пд}}^2 - 1)}.$$

Вычисляют по формуле (4.22) резонансную частоту антенной цепи и находят коэффициент связи входной цепи с антенной

$$k_{\text{свр}} \leq \sqrt{\frac{2(f_{\text{с min}}^2 - f_A^2)(f_{\text{с max}}^2 - f_A^2)d_{\text{э}}}{3f_A^2(f_{\text{с max}}^2 - f_{\text{с min}}^2)}}. \quad (4.31)$$

Из условий (4.24) выбирают коэффициент связи $k_{\text{св А}}$ контура входной цепи с антенной.

Выбирают коэффициент включения следующего каскада в контур входной цепи из условия

$$p \leq p_{\text{д}}. \quad (4.32)$$

Из условия (4.25) выбирают индуктивность связи $L_{\text{св2}}$ входной цепи со следующим каскадом и вычисляют коэффициент связи $k_{\text{св2}}$ (4.26) между индуктивностями L_K и $L_{\text{св2}}$.

С учетом (4.5) определяют уточненное значение средней емкости подстроечного конденсатора

$$C_{\text{п ср}} = C_{\text{пост у}} - C_{\text{м}} - \frac{C_{\text{св1}}^2}{C_A} - p^2 C_{\text{вх}}. \quad (4.33)$$

и выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к найденному значению.

Находят емкость разделительного конденсатора C_p по формуле (4.14).

Определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи при ее настройке на частоты $f_{\text{с min}}$ и $f_{\text{с max}}$

$$K_{\text{ВЦ}} = \frac{p}{d_{\text{э}}} \left[(2\pi f_{\text{с}})^2 L_K C_{\text{св1}} + \frac{k_{\text{св А}} k_{\text{уд}}^2 f_{\text{с}}^2}{k_{\text{уд}}^2 f_{\text{с}}^2 - f_{\text{с min}}^2} \sqrt{\frac{L_K}{L_{\text{св1}}}} \right]. \quad (4.34)$$

Используя формулы (4.16)...(4.18), определяют частотную избирательность входной цепи по зеркальному и прямому каналам.

4.5. Расчет двухконтурной входной цепи

Двухконтурная входная цепь с внешней и внутренней емкостной связью между контурами и трансформаторной связью с антенной и следующим каскадом показана на рис. 4.2, а. В двухконтурных входных цепях обычно используют LC -контура с идентичными параметрами элементов контура, что предполагается в приведенном ниже расчете.

Расчет двухконтурной входной цепи (см. рис. 4.2, а) выполняют в следующей последовательности. Поскольку в схеме отсутствует подстроечный конденсатор, то, полагая его емкость равной нулю $C_{п\text{ ср}} = 0$ и используя формулы (4.1)...(4.8), рассчитывают следующие параметры входной цепи:

- минимальное $C_{к\text{ min}}$ и максимальное $C_{к\text{ max}}$ значения настраиваемой емкости контуров;
- индуктивность L_k контура;
- эквивалентное затухание d_3 нагруженных контуров.

Учитывая попарно последовательное включение варикапов $VD1, \dots, VD4$, определяют минимальную и максимальную емкости одного варикапа $C_{в\text{ min}} = 2C_{к\text{ min}}$, $C_{в\text{ max}} = 2C_{к\text{ max}}$, где $C_{к\text{ min}}$, $C_{к\text{ max}}$ — минимальное и максимальное значения настраиваемой емкости соответственно. Зная значения $C_{в\text{ min}}$, $C_{в\text{ max}}$, выбирают по справочным данным [9] тип варикапа, который обеспечивает требуемое изменение емкости. При этом желательно, чтобы добротность варикапа была не менее 300...400. По справочным данным находят пределы изменения управляющего напряжения U_y , обеспечивающие требуемый диапазон изменения емкости варикапа. Следует иметь в виду, что минимальное значение напряжения U_y не должно быть менее (1...1,5) В. Если требуемое максимальное значение напряжения U_y превышает напряжение питания приемника, то для его получения следует предусмотреть либо отдельный источник питания, либо преобразователь напряжения питания основной схемы приемника в более высокое постоянное напряжение.

Рассчитывают среднюю частоту диапазона принимаемых сигналов

$$f_{с\text{ ср}} = (f_{с\text{ max}} + f_{с\text{ min}})/2. \quad (4.35)$$

Определяют собственную добротность контура $Q = 1/d$ и рассчитывают его резонансное сопротивление на средней частоте $f_{с\text{ ср}}$

$$R_0 = 2\pi f_{с\text{ ср}} L_k Q. \quad (4.35)$$

Определяют коэффициент трансформации между индуктивностями антенно-фидерной цепи $L_{св1}$ и первого контура $L_{к1}$, обеспечивающий согласование

антенно-фидерного тракта и входной цепи,

$$p_1 = \sqrt{R_A/R_0} . \quad (4.37)$$

Определяют индуктивность катушки связи входной цепи с антенно-фидерной цепью

$$L_{св1} = \frac{L_K k_{св1}^2}{p_1^2} , \quad (4.38)$$

где $k_{св1} \leq 0,2$ — коэффициент связи между индуктивностями $L_{св1}$ и L_K .

Определяют активное сопротивление потерь катушки связи $L_{св1}$ на частоте $f_{ср}$ по формуле

$$r_{св1} = \frac{2\pi f_{ср} L_{св1}}{0,9 Q_{св1}} , \quad (4.39)$$

где $Q_{св1}$ — добротность катушки связи $L_{св1}$, которую выбирают из таблицы 4.2 с учетом частотного диапазона приемника.

Находят эквивалентную добротность антенной цепи на частоте $f_{ср}$ по формуле

$$Q_A = \frac{2\pi f_{ср} L_{св1}}{R_A + r_{св1}} . \quad (4.40)$$

Вычисляют резонансную частоту антенны и проверяют выполнение условия, соответствующего режиму удлинения,

$$f_A = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{св1} C_A}} \leq 0,6 f_{с min} . \quad (4.41)$$

Если условие (4.41) не выполняется, то выбирают большее значение коэффициента связи $k_{св1}$ и повторно рассчитывают параметры входной цепи по формулам (4.38)...(4.41).

Определяют ориентировочное значение добротности нагруженного второго контура

$$Q_{н2} = Q/q , \quad (4.42)$$

где $q = 1,5...2$ — постоянный коэффициент, учитывающий влияние на второй контур следующего каскада.

С учетом типа транзистора, который был выбран при расчете структурной

схемы (см. п. 3) для каскада, следующего за входной цепью, находят входную проводимость $g_{вх}$ этого каскада на средней частоте $f_{ср}$, используя формулы, приведенные в приложении И.

Рассчитывают коэффициент трансформации между входной цепью и следующим каскадом

$$p_2 = \sqrt{\frac{(q-1)}{2\pi f_{ср} L_k Q_{H2} g_{11э}}}. \quad (4.43)$$

Находят индуктивность катушки связи входной цепи со следующим каскадом

$$L_{св2} = \frac{L_k p_2^2}{k_{св2}^2}, \quad (4.44)$$

где $k_{св2} \leq 0,2$ — коэффициент связи.

Оценивают собственное сопротивление потерь ненагруженных контуров

$$r_k = \frac{\sqrt{L_k}}{Q \sqrt{C_{k min} + C_{пост}}}. \quad (4.45)$$

Определяют уточненные значения эквивалентных добротностей нагруженных контуров

$$Q_{э1} = \frac{Q}{1 + \frac{p_1^2 R_0}{R_A}}; \quad (4.46)$$

$$Q_{э2} = \frac{Q}{1 + \frac{p_2^2 R_0}{R_H}}. \quad (4.47)$$

Выбирают значение параметра связи между контурами $\beta \approx 1$, при котором АЧХ входной цепи является одnogорбой с уплощенной вершиной, и определяют коэффициент связи между контурами

$$k_{св3} = \frac{1}{\sqrt{Q_{э1} Q_{э2}}}. \quad (4.48)$$

Вычисляют емкость контуров на средней частоте диапазона

$$C_{\text{ср}} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{с ср}})^2 L_{\text{к}}} . \quad (4.49)$$

Находят емкость конденсатора внешней емкостной связи между контурами

$$C_{\text{св1}} = k_{\text{св3}} C_{\text{ср}} . \quad (4.50)$$

Если значение емкости (4.50) мало $C_{\text{св1}} < C_{\text{св min}} = 1 \text{ пФ}$ и трудно реализуемо, то применяют неполную внешнеемкостную связь, при которой конденсатор внешнеемкостной связи $C_{\text{св1}}$ подключают к контурным индуктивностям $L_{\text{к1}}, L_{\text{к2}}$ по автотрансформаторной схеме с коэффициентом включения

$$p_3 = \sqrt{C_{\text{св}} / C_{\text{св min}}} . \quad (4.51)$$

Находят емкость конденсатора внутренней связи между контурами на средней частоте диапазона

$$C_{\text{св2}} = \frac{C_{\text{ср}}}{k_{\text{св3}}} . \quad (4.52)$$

Определяют резонансный коэффициент передачи входной цепи на частотах $f_{\text{с min}}$ и $f_{\text{с max}}$ по формуле

$$K_{\text{ВЦ}} \approx \frac{p_1 p_2 \sqrt{Q_{\text{э1}} Q_{\text{э2}}}}{2 \left| 1 - \left(\frac{f_{\text{А}}}{f_{\text{с}}} \right)^2 \right|} \sqrt{\frac{L_{\text{к}}}{L_{\text{св1}}} . \quad (4.53)$$

Определяют емкости разделительного конденсатора в цепи антенны

$$C_{\text{р А}} = \frac{20}{(2\pi f_{\text{с min}})^2 L_{\text{св1}}} \quad (4.54)$$

и разделительного конденсатора в цепи нагрузки

$$C_{\text{р Н}} \geq \frac{50}{2\pi f_{\text{с min}} R_{\text{Н}}} . \quad (4.55)$$

Выбирают сопротивления фильтра цепи управления емкостью варикапов из условия

$$R_0 \ll R_{\Phi} \ll R_{\text{обр}}, \quad (4.56)$$

где R_0 — резонансное сопротивление контура (4.35); $R_{\text{обр}}$ — обратное сопротивление варикапа.

Определяют емкость фильтра цепи управления варикапами

$$C_{\Phi} \geq \frac{50}{2\pi f_{c \min} R_{\Phi}}. \quad (4.57)$$

Находят минимальную избирательность входной цепи по зеркальному каналу, которая будет иметь место при настройке входной цепи на частоту $f_{c \max}$

$$Se_{\text{зк дБ}} = 20 \lg \left[\frac{1}{2d_3^2} \left(\frac{f_{\text{зк}}}{f_{c \max}} - \frac{f_{c \max}}{f_{\text{зк}}} \right)^2 \right]. \quad (4.58)$$

В случае $f_{\text{пр}} < f_{c \min}$ минимальную избирательность входной цепи по прямому каналу определяют по формуле

$$Se_{\text{пк дБ}} = 20 \lg \left[\frac{1}{2d_3^2} \left(\frac{f_{c \min}}{f_{\text{пр}}} - \frac{f_{\text{пр}}}{f_{c \min}} \right)^2 \right]. \quad (4.59)$$

Если приемник построен по принципу инфрадина, то $f_{\text{пр1}} > f_{c \max}$ и минимальную избирательность входной цепи по прямому каналу рассчитывают по формуле

$$Se_{\text{пк дБ}} = 20 \lg \left[\frac{1}{2d_3^2} \left(\frac{f_{\text{пр}}}{f_{c \max}} - \frac{f_{c \max}}{f_{\text{пр}}} \right)^2 \right]. \quad (4.60)$$

В случае двухконтурной входной цепи с внутренней индуктивной связью между контурами (рис. 4.2, б) расчет выполняют аналогично выше изложенному расчету двухконтурной входной цепи (рис. 4.1, а).

При этом определяют индуктивность внутренней связи между контурами по формуле

$$L_{\text{св3}} = k_{\text{св3}} L_{\text{к}}. \quad (4.61)$$

5. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ ПРИЕМНИКА

5.1. Общие соображения по расчету каскада УРЧ

Каскады УРЧ могут быть реализованы как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Схемы наиболее часто используемых резонансных каскадов изображены на рис. 5.1.

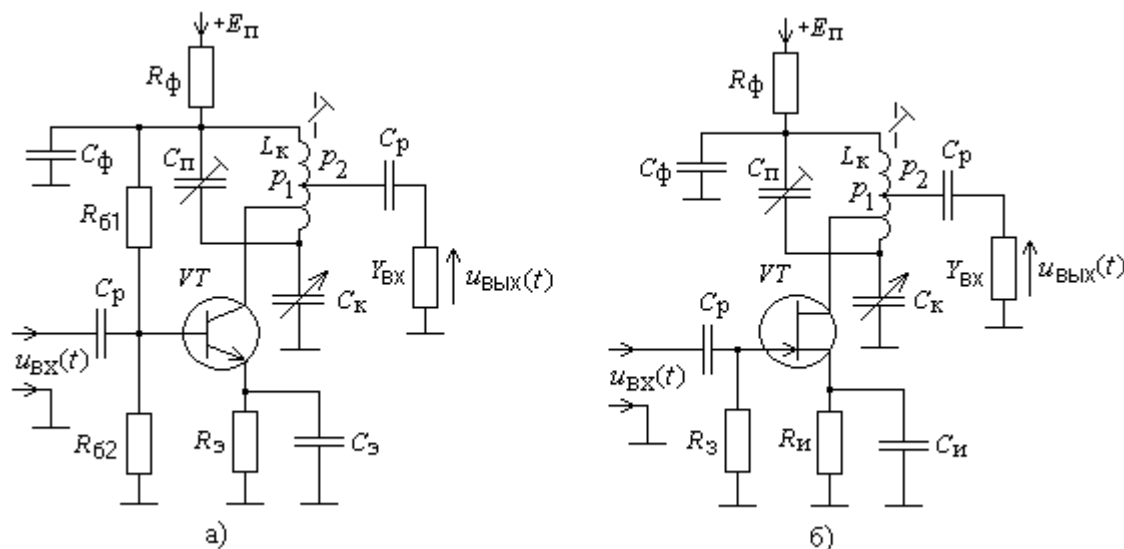


Рис. 5.1 — Резонансные каскады УРЧ с общим эмиттером (а) и с общим истоком (б), перестраиваемые с помощью КПЕ

Обычно каскады УРЧ на биполярных транзисторах выполняют по схеме с общим эмиттером, а на полевых транзисторах — по схеме с общим истоком, поскольку эти схемы обеспечивают наибольшее усиление мощности. Поскольку биполярные транзисторы имеют входное и выходное сопротивления меньше чем полевые транзисторы, то для увеличения частотной избирательности каскадов на биполярных транзисторах необходимо использовать либо частичное подключение контура к коллектору транзистору и к входу следующего каскада, либо трансформаторную схему включения контура. Каскады на полевых транзисторах допускают полное подключение контура к стоку транзистору и к входу следующего каскада и при этом обеспечивают достаточно большой коэффициент усиления мощности.

На рис. 5.2 изображены каскады УРЧ, в которых в качестве настроенного элемента использован варикап.

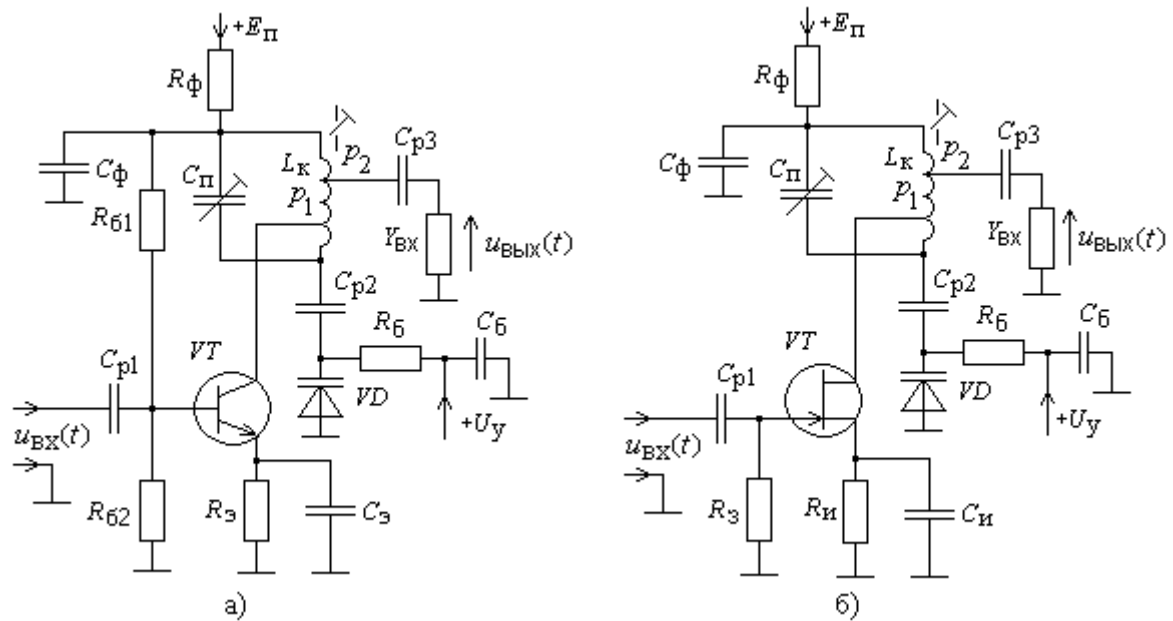


Рис. 5.2 — Каскады УРЧ с общим эмиттером (а) и с общим истоком (б), перестраиваемые с помощью варикапа

Частотно-избирательная цепь каскадов УРЧ (рис. 5.1, 5.2) представляет собой LC -контур, который состоит из индуктивности L_k , подстроечного конденсатора C_Π и настроенного КПЕ C_k , ротор которого по конструкторским соображениям, как правило, заземляют. Транзистор и нагрузка каскада $Y_{ВХ}$ подключена к контуру частично с коэффициентами включения p_1 и p_2 соответственно.

Использование каскадов УРЧ с инверсным питанием (рис. 5.3) позволяет заземлить один из узлов LC -контура и за счет этого упростить схему подключения варикапов к контуру.

Исходными данными для расчета резонансного каскада УРЧ являются:

- диапазон частот принимаемых сигналов $f_{с min} \dots f_{с max}$;
- тип транзистора;
- резонансный коэффициент усиления K_k каскада, найденный при предварительном расчете структурной схемы приемника.

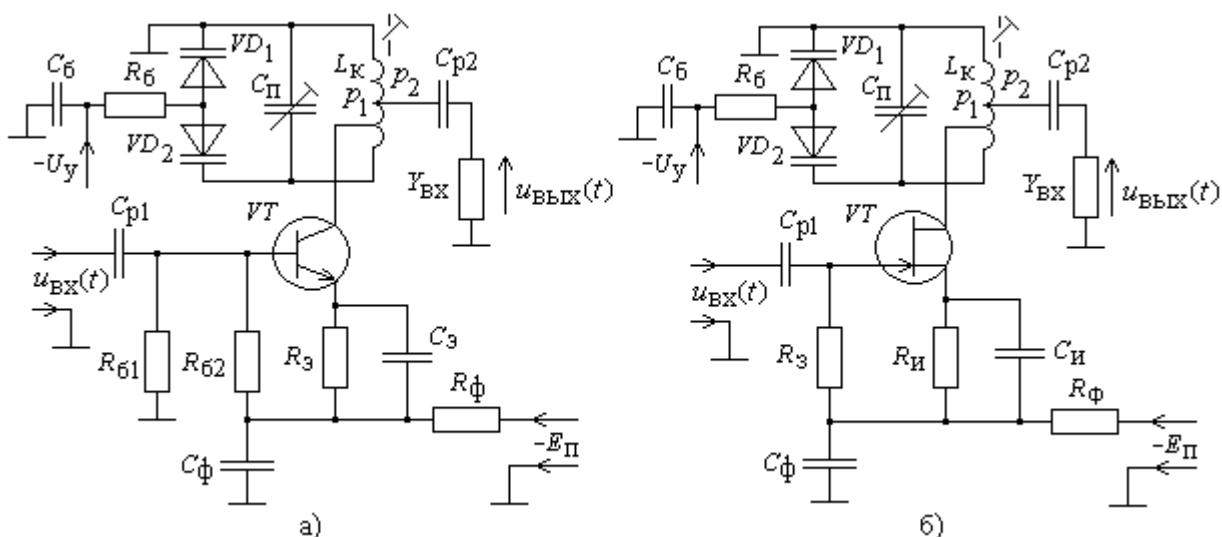


Рис. 5.3 — Каскады УРЧ с инверсным питанием: (а) — каскад с общим эмиттером, (б) — каскад с общим истоком

5.2. Расчет одноконтурного каскада усилителя радиочастоты

Рассмотрим расчет **каскада УРЧ на биполярном транзисторе**, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 5.1, а).

Выбирают параметры режима работы транзистора по постоянному току:

- напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$;
- ток коллектора $I_к$.

При выборе режима работы транзистора по постоянному току следует иметь в виду, что обычно усилительные каскады линейного тракта приемника работают при коллекторном токе от 1 до 5 мА и напряжении между коллектором и эмиттером $U_{кэ}$ не менее 2...3 В. Следует иметь в виду, что при токе $I_к < 1$ мА возможно уменьшение коэффициента усиления транзистора, а при напряжении $U_{кэ} \leq 0,7$ В транзистор входит в режим насыщения и теряет усилительные свойства.

Рассчитывают Y -параметры и устойчивый коэффициент усиления $K_{уст}$ (см. приложение И, таблица И.1) транзистора, выбранного при предварительном расчете структурной схемы приемника (см. п. 3.6, пример 3.2).

Параметры контура (собственное затухание d , эквивалентное затухание d_3 нагруженного контура, индуктивность $L_к$, минимальное и максимальное значения настроенной емкости $C_{к min}$, $C_{к max}$, паразитные емкости монтажа и катушки индуктивности $C_м$, C_L) принимают такими же, как у контура входной цепи (см. п. 4.2.).

С учетом параметров используемого транзистора и максимальной частоты диапазона $f_{с max}$ выбирают коэффициент включения p_1 транзистора в контур от 0,2 до 1. При этом большему значению коллекторной емкости $C_{кб}$ транзистора и большему значению частоты $f_{с max}$ должно соответствовать меньшее

значение p_1 .

Определяют коэффициент включения следующего каскада в контур на частоте $f_{с max}$, полагая, что следующий каскад выполнен на транзисторе того же типа, что и рассчитываемый,

$$p_2 \leq \sqrt{\frac{d_э - d - 2\pi f_{с max} L_K p_1 g_{22э}}{2\pi f_{с max} L_K g_{11э}}}. \quad (5.1)$$

Используя формулу (И.7) (см. приложение И), находят модуль прямой передаточной проводимости $|Y_{21э}|$ транзистора, который был выбран для использования в УРЧ при предварительном расчете структурной схемы.

Определяют резонансный коэффициент усиления каскада на частоте $f_{с max}$

$$K_K = \frac{p_1 p_2 |Y_{21э}| 2\pi f_{с max} L_K}{d_э}. \quad (5.2)$$

Сравнивая коэффициент усиления, рассчитанный по формуле (5.2) с резонансным коэффициентом усиления каскада УРЧ, найденным при расчете структурной схемы, следует при необходимости скорректировать число каскадов УРЧ.

Проверяют выполнение условия устойчивости (3.21) и, если оно не выполняется, то коэффициенты включения p_1 и p_2 уменьшают до значений, при которых их произведение будет удовлетворять условию

$$p_1 p_2 \leq \frac{K_{уст} d_э}{|Y_{21э}| 2\pi f_{с max} L_K}. \quad (5.3)$$

Если условие устойчивости (3.21) выполняется, то вычисляют среднее значение емкости подстроечного конденсатора

$$C_{п} = \frac{1}{(2\pi f_{с max})^2 L_K} - C_{K min} - C_L - p_1^2 (C_{22} + C_M) - p_2^2 (C_{11} + C_M), \quad (5.4)$$

где C_M , C_L — емкости монтажа и катушки индуктивности соответственно, которые выбирают из таблиц 4.2, 4.1.

Выбирают тип подстроечного конденсатора, средняя емкость которого близка к значению, рассчитанному по формуле (5.4).

Если в результате расчета по формуле (5.4) получают $C_{п ср} < 0$, то следует снова уменьшить значения коэффициентов включения p_1 , p_2 и повторить расчет резонансного коэффициента усиления (5.2).

Определяют максимальное значение эквивалентного затухания нагруженного контура на частоте $f_{с max}$

$$d_{э max} = d + 2\pi f_{с max} L_k (p_1^2 g_{22э} + p_2^2 g_{11э}) \quad (5.5)$$

где $g_{11э}$ и $g_{22э}$ — входная и выходная проводимости транзистора в схеме с общим эмиттером, которые определяются на частоте $f_{с max}$ по формулам (И.1) и (И.4) соответственно (см. приложение И).

Используя формулы (4.16), (4.17), (4.18), определяют избирательность по зеркальному и прямому каналам.

Рассчитывают избирательность преселектора по зеркальному и прямому каналам, суммируя соответствующие значения избирательности входной цепи и УРЧ, выраженные в децибелах.

Коэффициент шума каскада определяется в первом приближении коэффициентом шума используемого транзистора.

Находят ток базового делителя напряжения

$$I_d \approx 10I_k / h_{21э} . \quad (5.6)$$

где $h_{21э} \approx \beta_0$ — коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером (см. приложение И).

Принимая падение напряжения на сопротивлении R_ϕ фильтра цепи питания равным $U_\phi = (1...2)$ В, вычисляют это сопротивление

$$R_\phi = \frac{U_\phi}{I_k + I_d} . \quad (5.7)$$

Находят сопротивление цепи эмиттера

$$R_э = \frac{E_\Pi - U_\phi - U_{кэ}}{I_k} . \quad (5.8)$$

Определяют сопротивления базового делителя напряжения по формулам:

$$R_{б2} = \frac{U_{кэ} - U_{эб}}{1,1I_d} ; \quad (5.9)$$

$$R_{б1} = \frac{E_\Pi - U_\phi - U_{кэ} + U_{эб}}{I_d} , \quad (5.10)$$

где $U_{эб}$ — напряжение база-эмиттер открытого транзистора, которое для гер-

маниевых транзисторов составляет $U_{эб} = 0,1...0,2$ В, а для кремниевых — $U_{эб} = 0,5...0,7$ В.

Находят емкость разделительного конденсатора по формуле

$$C_p = \frac{20g_{11э}}{\pi f_{с min}}. \quad (5.11)$$

Определяют емкости цепи эмиттера и фильтра цепи питания:

$$C_э = \frac{20}{\pi f_{с min} R_э}; \quad (5.12)$$

$$C_ф = \frac{20}{\pi f_{с min} R_ф}. \quad (5.13)$$

Каскад УРЧ на полевом транзисторе (рис. 5.1, б) рассчитывают по переменному току аналогично выше приведенному расчету каскада на биполярном транзисторе. Отличие состоит в расчете элементов схемы, обеспечивающих режим работы транзистора по постоянному току.

На рис. 5.3 изображены проходная и входная характеристики полевого транзистора с изолирующими *p-n*- переходами (зависимости тока стока $i_c(u_{зи})$ и тока затвора $i_3(u_{зи})$ от напряжения между затвором и истоком соответственно).

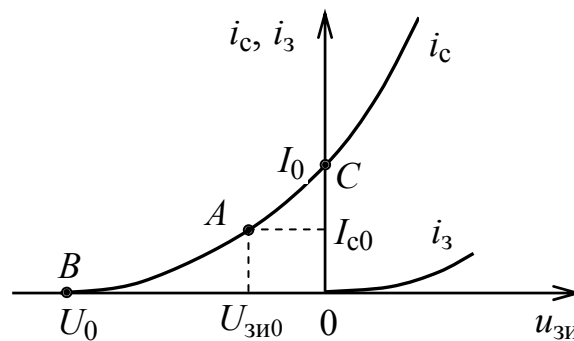


Рис. 5.3 — Проходная и входная характеристики полевого транзистора

При выборе режима работы по постоянному току следует иметь в виду, что маломощные усилительные каскады на полевых транзисторах работают при токе стока $I_{с0} \leq I_0$, где I_0 — ток стока, соответствующий напряжению затвор-исток $U_{зи} = 0$, и напряжении сток-исток $E_{п}/2 \geq |U_{си}| \geq |U_0| - |U_{зи0}|$, где U_0 — напряжение отсечки; $U_{зи0}$ — напряжение смещения между затвором и истоком.

Точку покоя *A* обычно выбирают в середине участка *BC* проходной харак-

теристики транзистора, соответствующего отсутствию тока затвора $i_3 = 0$.

Находят сопротивление цепи истока

$$R_{и} = U_{зи0} / I_{с0} . \quad (5.14)$$

Определяют емкость цепи истока по формуле

$$C_{и} = \frac{20}{\pi f_{сmin} R_{и}} . \quad (5.15)$$

Выбирают сопротивление цепи затвора из условия

$$R_0 \ll R_3 \ll R_{зи} , \quad (5.16)$$

где $R_{зи}$ — сопротивление затвор-исток транзистора; $R_0 = 2\pi f_{ср} L_K Q$ — эквивалентное сопротивление контура предшествующего каскада на средней частоте $f_{ср}$ (4.36).

5.3. Расчет каскада усилителя промежуточной частоты

5.3.1. Расчет одноконтурного каскада УПЧ на биполярном транзисторе

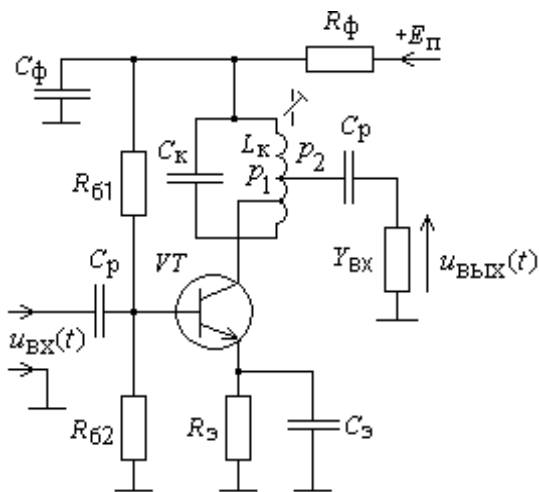


Рис. 5.4 — Одноконтурный каскад УПЧ

В каскадах УПЧ, настроенных на промежуточную частоту $f_{пр} \leq 1$ МГц, используют, как правило, маломощные транзисторы, которые имеют граничную частоту $f_{гр} = 250 \dots 300$ МГц, выходную емкость $C_{22} = 1,5 \dots 3$ пФ и обеспечивают коэффициент устойчивого усиления $K_{уст} \geq 50$.

Расчет каскада УПЧ на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, (рис. 5.4) выполняют в следующей последовательности.

Задаются параметрами режима работы транзистора, по постоянному току: напряжением коллектор-эмиттер $U_{кэ} = 3 \dots 6$ В и током коллектора $I_k = 2 \dots 3$ мА.

По формулам, приведенным в приложении И, рассчитывают Y -параметры и коэффициент устойчивого усиления транзистора.

Если промежуточная частота $f_{пр} \leq 1$ МГц, то выбирают коэффициент включения транзистора в контур $p_1 = 1$. Если промежуточная частота $f_{пр} > 1$ МГц, то выбирают коэффициент включения транзистора в контур

$p_1 = 0,2 \dots 0,8$. При этом большему значению емкости коллектор-база $C_{кб}$ транзистора и большему значению промежуточной частоты $f_{пр}$ должно соответствовать меньшее значение p_1 .

Находят приближенное значение емкости контура

$$C \approx C_K + C_L + C_M, \quad (5.17)$$

где C_K — емкость контурного конденсатора, которую выбирают из таблицы 4.1 с учетом значения промежуточной частоты; C_M , C_L — паразитные емкости монтажа и катушки индуктивности соответственно, которые выбирают из таблиц 4.1, 4.2 с учетом значения промежуточной частоты.

Рассчитывают индуктивность контура по формуле

$$L_K = \frac{1}{(2\pi f_{пр})^2 C}. \quad (5.18)$$

С учетом частотного диапазона приемника выбирают из таблицы 4.1 значения собственного затухания контура d и коэффициента q . Используя формулу (4.7), находят эквивалентное затухание $d_э$ нагруженного контура

Определяют коэффициент включения следующего каскада в контур

$$p_2 \leq \sqrt{\frac{d_э - d - 2\pi f_{пр} L_K p_1 g_{22э}}{2\pi f_{пр} L_K g_{11э}}}. \quad (5.19)$$

Находят резонансный коэффициент усиления каскада УПЧ

$$K_K = \frac{p_1 p_2 |Y_{21э}| 2\pi f_{пр} L_K}{d_э} \quad (5.20)$$

и проверяют выполнение условия (3.21) устойчивости каскада.

Если условие (3.21) не выполняется, то коэффициенты включения p_1 и p_2 уменьшают до значений, при которых их произведение будет удовлетворять условию

$$p_1 p_2 \leq \frac{K_{уст} d_э}{|Y_{21э}| 2\pi f_{пр} L_K}. \quad (5.21)$$

Если условие (3.21) выполняется, то уточняют значения емкости контурного конденсатора

$$C_K = \frac{1}{(2\pi f_{\text{пр}})^2 L_K} - C_L - p_1^2 (C_{22} + C_M) - p_2^2 (C_{11} + C_M). \quad (5.22)$$

и эквивалентного затухания контура

$$d_{\text{э max}} = d + 2\pi f_{\text{пр}} L_K (p_1^2 g_{22\text{э}} + p_2^2 g_{11\text{э}}). \quad (5.23)$$

где $g_{11\text{э}}$ и $g_{22\text{э}}$ — входная и выходная проводимости транзистора в схеме с общим эмиттером, которые определяются на частоте $f_{\text{пр}}$ по формулам (И.1) и (И.4) соответственно (см. приложение И).

Рассчитывают частотную избирательность каскада УПЧ по соседнему каналу по формуле

$$Se_{\text{ск дБ}} = 20 \lg \sqrt{1 + \frac{1}{d_{\text{э}}^2} \left(\frac{f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{ск}}}{f_{\text{пр}}} - \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр}} + \Delta f_{\text{ск}}} \right)^2}, \quad (5.24)$$

где $\Delta f_{\text{ск}}$ — абсолютная расстройка LC -контура коллекторной цепи по соседнему каналу, которая рассчитывается по формуле (3.15).

Расчет элементов каскада УПЧ, обеспечивающих режим работы каскада по постоянному току, выполняют аналогично соответствующему расчету каскада УРЧ (см. п. 5.1.).

5.3.2. Расчет каскада УПЧ с сосредоточенной избирательностью

В УПЧ с сосредоточенной избирательностью применяют пьезоэлектрические или электромеханические ФСИ (см. приложение Ж).

Для согласования ФСИ с предшествующим каскадом УПЧ (рис. 5.5, а) в его коллекторную цепь включается резистор с сопротивлением $R_K = R_{c1}$, где R_{c1} — входное сопротивление ФСИ. Для согласования ФСИ со следующим каскадом, входное сопротивление этого каскада должно быть равно выходному сопротивлению R_{c2} ФСИ $R_{\text{вх}} = R_{c2}$.

Согласования ФСИ с предшествующим каскадом УПЧ может быть получено путем включения в коллекторную цепь каскада LC -контур с полосой пропускания, превышающей полосу пропускания ФСИ в 2...3 раза (рис. 5.5, б). При этом коэффициент включения ФСИ в контур определяется по формуле

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi f_{\text{пр}} L_K}{d_{\text{э}} R_{c1}}}, \quad (5.25)$$

где $d_{\text{э}} = (2...3)\Pi/f_{\text{пр}}$ — допустимое эквивалентное затухание контура; Π — полоса пропускания приемника, рассчитанная по формуле (3.6).

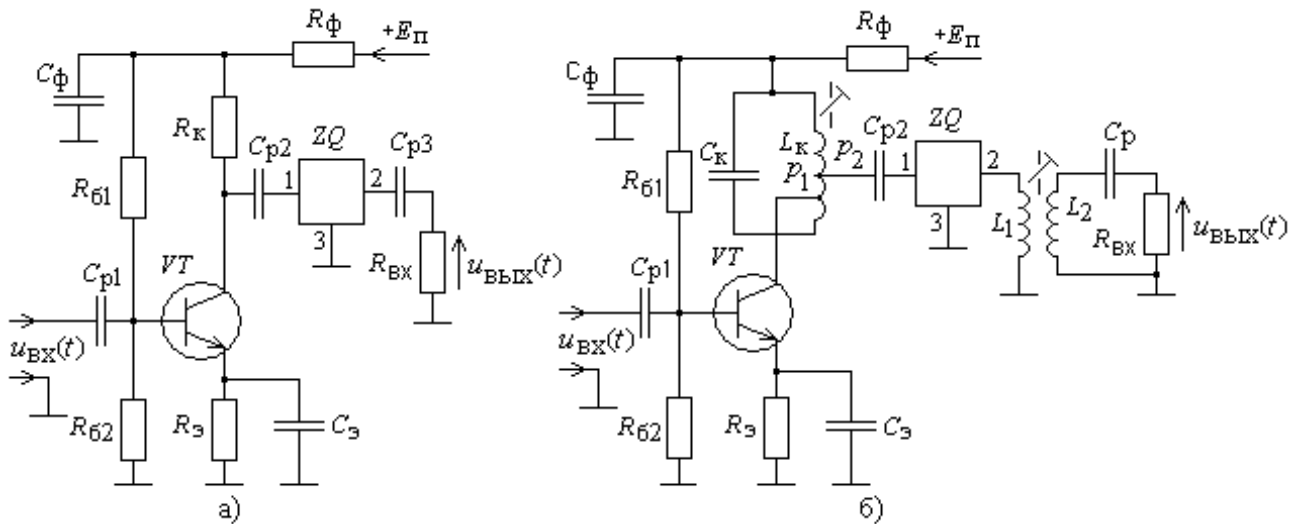


Рис. 5.5 —Каскады УПЧ с сосредоточенной избирательностью: а — с согласующими сопротивлениями, б — с согласующим трансформатором

Согласование ФСИ со следующим каскадом ((рис. 5.5, б) обеспечивается с помощью трансформатора, образованного индуктивностями L_1 , L_2 и имеющего коэффициент трансформации

$$p_3 = \sqrt{R_{ВХ} / R_{с2}}. \quad (5.26)$$

Кроме описанных выше схем согласования возможны различные их комбинации (резистивно-трансформаторная, трансформаторно-резистивная, трансформаторно-трансформаторная и др.).

6. РАСЧЕТ СМЕСИТЕЛЯ

В смесителе обычно используют транзистор того же типа, что и в предшествующем усилительном каскаде. Расчет смесителя на биполярном транзисторе (рис. 6.1, а), в базовую цепь которого подается преобразуемый сигнал, а в эмиттерную — сигнал гетеродина, выполняют аналогично расчету каскада УПЧ (см. п. 5.2.).

Отличие заключается в том, что в расчетных формулах Y -параметры транзистора, соответствующие усилительному режиму работы, заменяют Y -параметрами, соответствующими режиму преобразования частоты (см. приложение И). Следует обратить внимание на то, что в режиме преобразования частоты параметры Y_{11} , Y_{21} транзистора необходимо рассчитывать на максимальной частоте преобразуемого сигнала, а параметры Y_{12} , Y_{22} — на промежуточной частоте.

На рис. 6.1, б изображен смеситель, выполненный на микросхеме аналогового перемножителя сигналов AD831 (см. приложение К).

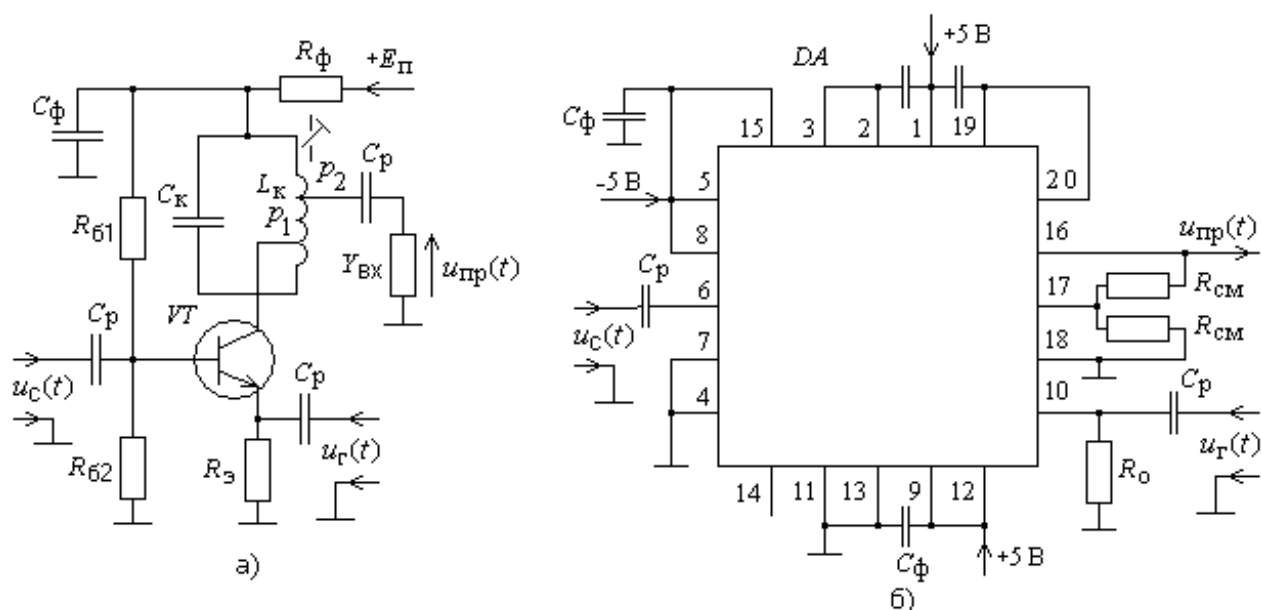


Рис. 6.1 — Схемы смесителей: а — смеситель на одном транзисторе, б — смеситель на микросхеме *AD831*

На рис. 6.2 показана схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином.

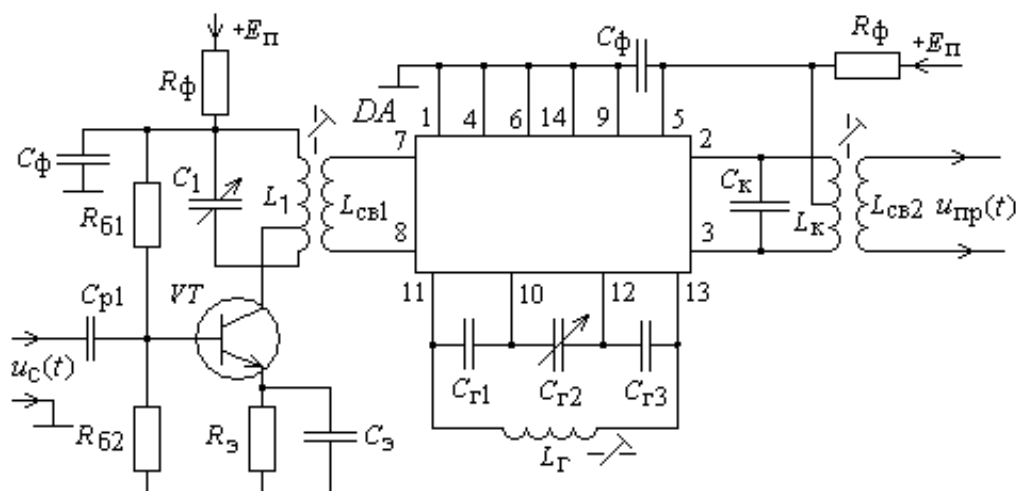


Рис. 6.2 — Схема каскада УРЧ и преобразователя частоты на микросхеме *K174ПС4* с совмещенным гетеродином

В преобразователе (рис.6.2) смеситель и гетеродин построены на одной и той же интегральной схеме аналогового перемножителя *K174ПС4* (см. приложение К). С выхода каскада УРЧ на транзисторе *VT* принимаемый сигнал подается на вход смесителя с помощью индуктивности $L_{св1}$. Элементы $L_{Г}$, $C_{Г1}$, $C_{Г2}$, $C_{Г3}$ образуют контур гетеродина. Нагрузкой смесителя является контур $L_{К}$, $C_{К}$, настроенный на промежуточную частоту. С помощью индуктивности $L_{св2}$ сигнал промежуточной частоты подается на вход УПЧ.

Напряжение питания микросхемы подается на среднюю точку индуктивности $L_{К}$.

7. РАСЧЕТ ДЕТЕКТОРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

7.1. Расчет диодного амплитудного детектора

В вещательных и связных приемниках сигналов с непрерывной амплитудной модуляцией (излучение $A3E$) обычно применяют последовательный диодный амплитудный детектор с разделенной нагрузкой (рис. 7.1), который состоит из диода VD и ФНЧ, собранного на элементах R_1 , R_2 , C_1 , C_2 .

Переменную составляющую выходного напряжения $U_{нч}(t)$ детектора подают на вход УНЧ, а постоянная составляющая U_y в вещательных приемниках выделяют с помощью ФНЧ $R_\phi C_\phi$ с большой постоянной времени и используют в качестве управляющего напряжения системы АРУ и индикатора настройки приемника. В связных приемниках для указанных целей обычно используют отдельные амплитудные детекторы.

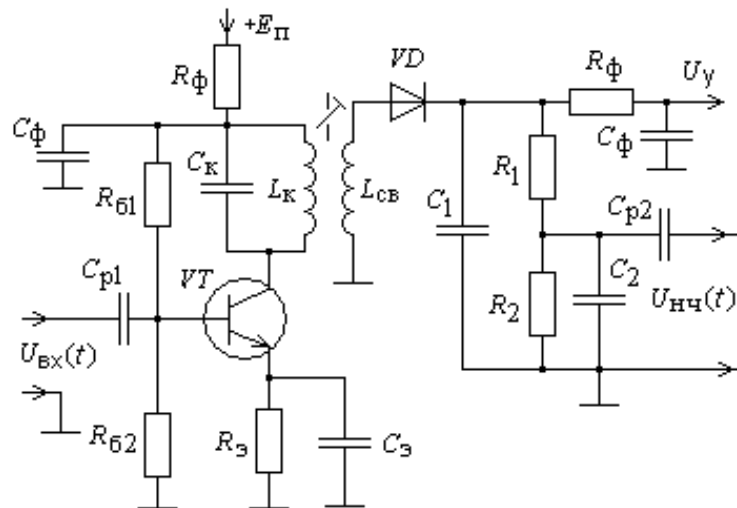


Рис. 7.1 — Выходной каскад УПЧ и амплитудный детектор

Исходными данными при расчете амплитудного детектора являются:

- промежуточная частота $f_{пр}$;
- действующее значение входного напряжения $U_{вх} = 0,5 \dots 1$ В;
- резонансное сопротивление $R_0 \approx 10 \dots 20$ кОм контура последнего каскада УПЧ;
- максимальный коэффициент амплитудной модуляции $m_{max} = 0,6 \dots 0,8$;
- минимальная F_{min} и максимальная F_{max} частоты в спектре модулирующего сигнала;
- входное сопротивление $R_{вх}$ и емкость $C_{вх}$ следующего каскада.

Расчет детектора выполняют в следующей последовательности.

Задаются параметрами амплитудного детектора, определяющими качество детектирования:

- коэффициентами $M_H = 1,05 \dots 1,2$ и $M_B = 1,05 \dots 1,2$ частотных искажений на частотах F_{min} и F_{max} соответственно;
- допустимым коэффициентом фильтрации $k_\Phi = 0,01 \dots 0,02$ сигнала промежуточной частоты.

Из справочной литературы [9] выбирают маломощный германиевый диод, имеющего граничную частоту $f_{max} \approx 10 f_{пр}$. По справочным данным находят емкость C_d , обратное сопротивление $R_{обр}$ и крутизну S_d линейного участка вольтамперной характеристики (ВАХ) диода.

Определяют эквивалентного затухание контура выходного каскада УПЧ

$$d_э = (1,15 \dots 1,3) d, \quad (7.1)$$

где $d_э$ — эквивалентного затухание контура с учетом потерь, вносимых детектором; $d = 0,01 \dots 0,02$ — собственное затухание контура без учета потерь.

Задаются коэффициентом трансформации $p = 0,5 \dots 0,8$ трансформатора, образованного индуктивностями L_K и $L_{св}$, и определяют требуемое входное сопротивление детектора

$$R_{вх\ д} = \frac{R_0 d p^2}{(d_э - d)}. \quad (7.2)$$

Вычисляют эквивалентное сопротивление нагрузки детектора

$$R_H \approx 2 R_{вх\ д} \quad (7.3)$$

и ее составляющие

$$R_2 = 0,5(1 - m_{max}) R_H + \sqrt{0,25(1 - m_{max})^2 R_H^2 + (1 - m_{max}) R_H R_{вх\ д}}, \quad (7.4)$$

$$R_1 = R_H - R_2. \quad (7.5)$$

Находят нормированное сопротивление нагрузки

$$R'_H = R_H / R_i, \quad (7.6)$$

где $R_i = 1/S_d$ — статическое сопротивление диода.

По графику (рис. 7.2) [3, с. 369] определяют нормированное динамическое сопротивление $R'_{ид}$ детектора и, денормируя его, находят динамическое сопротивление диода

$$R_{iД} = R_i R'_{iД}. \quad (7.7)$$

Определяют эквивалентную емкость нагрузки детектора, допустимую по частотным искажениям M_B на высшей частоте F_{max} модулирующего сигнала,

$$C'_H \approx \frac{(R_H + R_{iД}) \sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi F_{max} R_H R_{обр}}, \quad (7.8)$$

где $R_{обр}$ — обратное сопротивление диода.

Находят эквивалентную емкость нагрузки детектора, допустимую по нелинейным искажениям на частоте F_{max} ,

$$C''_H \approx \frac{\sqrt{1 - m_{max}^2}}{2\pi F_{max} R_H m_{max}}. \quad (7.9)$$

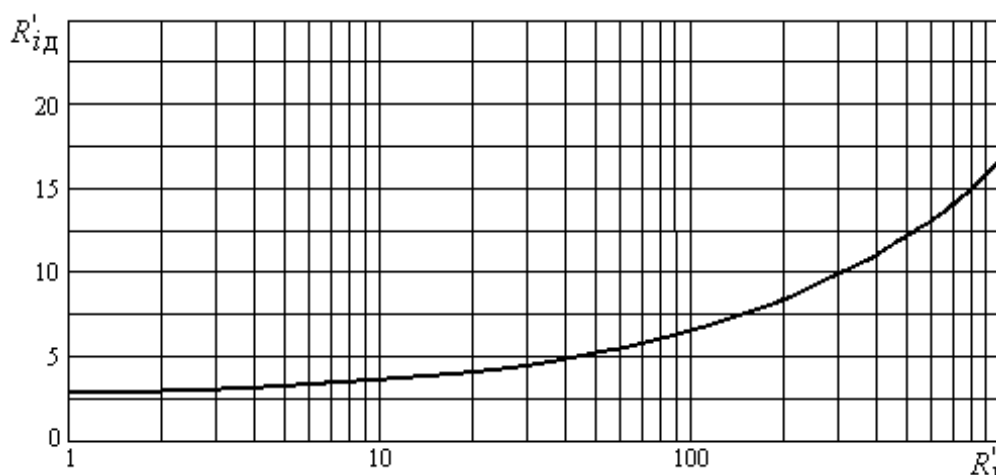


Рис. 7.2 — Зависимость сопротивления $R'_{iД}$ от сопротивления R'_H

Из двух рассчитанных значений (7.8), (7.9) эквивалентной емкости выбирают наименьшее значение.

Определяют емкость конденсатора C_2 , обеспечивающего фильтрацию напряжения промежуточной частоты,

$$C_2 = \frac{(3...5)}{2\pi f_{пр} R_1} - C_M - C_{вх}, \quad (7.10)$$

где C_M — емкость монтажа (см. таблицу 4.1); $C_{вх}$ — входная емкость следующего каскада.

Находят емкость конденсатора C_1

$$C_1 = C_H - \frac{C_2 R_2^2}{(R_1 + R_2)^2}. \quad (7.11)$$

Вычисляют коэффициент передачи детектора

$$K_D \approx \frac{R_2}{R_H} \sqrt[3]{\frac{3\pi R_i}{R_H}}, \quad (7.12)$$

Находят коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты

$$k_{\Phi}^* = \frac{C_D + C_{M2}}{(C_1 + C_D + C_{M2})[1 + 2\pi f_{\text{пр}}(C_D + C_{M2})R_1]}, \quad (7.13)$$

где C_{M2} — емкость монтажа детектора (см. таблицу 4.1); C_D — емкость диода.

Проверяют условие

$$k_{\Phi}^* \leq k_{\Phi}. \quad (7.14)$$

Если условие (7.14) не выполняется, то увеличивают емкость C_1 или сопротивление R_1 и повторно определяют связанные с ними величины.

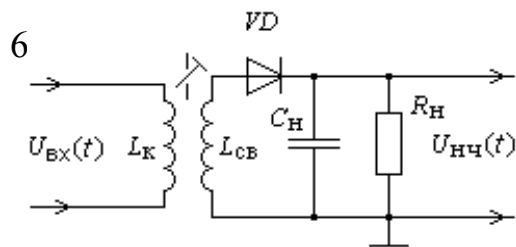
Выбирают входное сопротивление следующего за детектором каскада УНЧ последнего равным $R_{\text{вх}} \text{ УНЧ} = (3...5)R_2$ и находят емкость разделительного конденсатора, исходя из допустимых частотных искажений M_H на частоте F_{min} ,

$$C_{p2} \approx \frac{1}{2\pi F_{\text{min}} R_{\text{вх}} \sqrt{M_H^2 - 1}}. \quad (7.15)$$

Выбирают сопротивление резистора фильтра цепи АРУ $R_{\Phi} = (3...5)R_H$ и рассчитывают емкость конденсатора фильтра

$$C_{\Phi} \approx \frac{(20...30)}{2\pi F_{\text{min}} R_{\Phi}}. \quad (7.16)$$

В приемниках сигналов с амплитудной манипуляцией (излучения А1А, А1В) применяют амплитудный детектора (рис. 7.3). Выходной сигнал детектора подают на решающее устройство (компаратор, формирователь импульсов и т. п.), распознающее передаваемые символы. Сопротивление нагрузки детектора рассчитывают по формулам (7.2), (7.3), а емкость конденсатора C_H находят из условия



$$\frac{(3...5)}{2\pi f_{\text{пр}} R_1} \ll C_H \ll \frac{1}{3BR_H}.$$

Рис. 7.3 — Детектор сигналов с амплитудной манипуляцией

где B — скорость передачи информации в бодах.

7.2. Расчет синхронного амплитудного детектора

На рис 7.4 изображен синхронный детектор, выполненный на микросхеме аналогового перемножителя сигналов К174ПС4 (см. приложение Л).

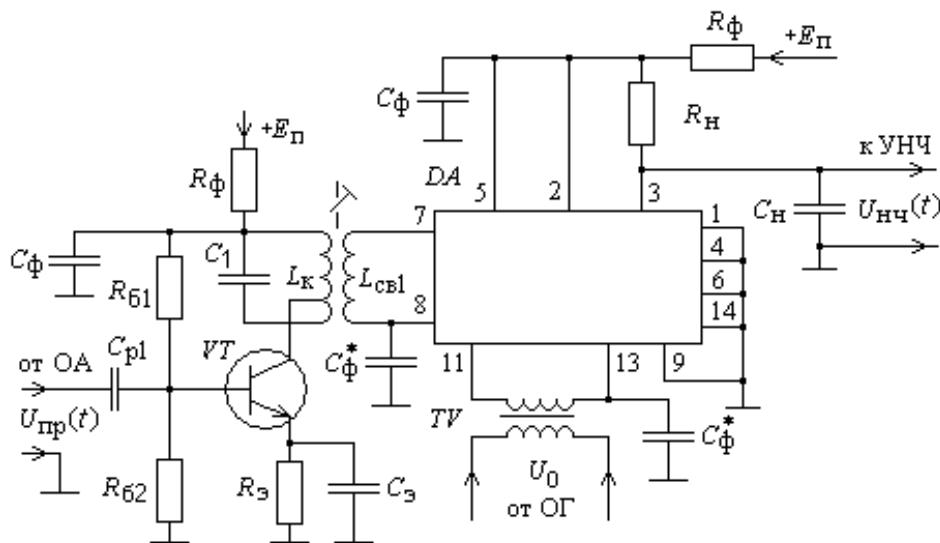


Рис. 7.4 — Синхронный детектор на микросхеме перемножителя К174ПС4

Исходные данные при расчете синхронного детектора аналогичны данным, используемым при расчете детектора (см. п. 7.1).

Выбирают сопротивление нагрузки перемножителя $R_H = 1...3$ кОм и определяют емкость конденсатора C_H из условия

$$\frac{1}{2\pi f_{\text{пр}} R_H} \ll C_H \ll \frac{1}{2\pi F_{\text{min}} R_H}. \quad (7.18)$$

Задаются допустимым падением напряжения $U_\Phi = 0,5...1$ В на сопротивлении R_Φ фильтра цепи питания и определяют сопротивление фильтра

$$R_\Phi = \frac{U_\Phi}{I_\Pi}. \quad (7.19)$$

Емкость фильтра рассчитывают по формулу (7.16).

Емкости фильтров, отмеченные на рис. 7.4 звездочкой, выбирают равными

емкости C_Φ , рассчитанной по формуле (7.18). Данные емкости не являются обязательными элементами схемы и устанавливаются в случае возникновения наводок или помех.

Индуктивности L_1 первичной обмотки трансформатора TV принимают равной индуктивности контуров каскадов УПЧ (см. п. 5.3).

Индуктивности катушки связи $L_{св}$ и вторичной обмотки L_2 трансформатора TV этих же трансформаторов определяют по формуле

$$L_{св} = L_2 = p^2 L_1. \quad (7.19)$$

где $p = 0,5 \dots 0,7$ — коэффициент трансформации.

7.3. Расчет частотного детектора с двумя расстроенными контурами

При расчете частотного детектора с двумя расстроенными контурами (рис. 7.5) предполагается, что на его вход поступает сигнал промежуточной частоты с выхода усилителя-ограничителя (ОА), последний каскад которого, собранный на транзисторе VT по трансформаторной схеме, является составной частью детектора. Нагрузкой транзистора VT является индуктивность L_k , которая связана с индуктивностями двух взаимно расстроенных контуров L_1, C_1 и L_2, C_2 , нагруженных амплитудными детекторами VD_1, C_{H1}, R_{H1} и VD_2, C_{H2}, R_{H2} соответственно. Индуктивность L_k и контура L_1, C_1 и L_2, C_2 образуют преобразователь вида модуляции ЧМ в АМ.

Выходной сигнал детектора $U_{HЧ}(t)$ поступает либо на УНЧ в случае приема аналоговых сообщений (радиовещание, телефония), либо на пороговое устройство в случае приема цифровых сообщений (телеграфия, телеметрия и т. п.).

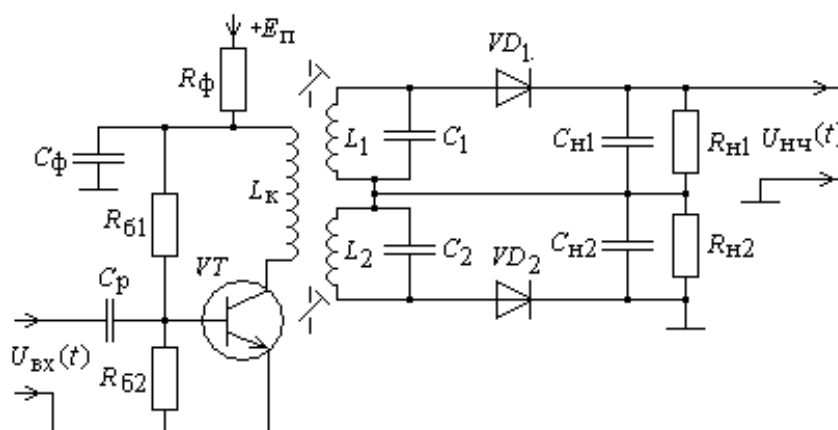


Рис. 7.5 — Частотный детектора с расстроенными контурами

Исходными данными при расчете амплитудного детектора являются:

- промежуточная частота $f_{пр}$;
- девиация частоты Δf_d принимаемого ЧМ сигнала;

— минимальная F_{min} и максимальная F_{max} частоты в спектре модулирующего сигнала.

Расчет детектора выполняют в следующей последовательности.

Выбирают параметры амплитудных детекторов M_H , M_B , k_ϕ аналогично расчету амплитудного детектора (см. п. 7.1).

При детектировании сигналов с непрерывной частотной модуляцией задаются коэффициентом нелинейных искажений $k_H = 0,01 \dots 0,03$. Меньшие значения k_H относятся к радиовещательным приемникам, а большие — к связным приемникам. При приеме цифровых сообщений, коэффициент нелинейных искажений не задается.

Выбирают тип транзистора VT аналогично выбору транзистора при расчете каскада УПЧ (см. п. 5.2). Используя справочные данные, рассчитывают параметры транзистора $Y_{22э}$ и $Y_{21э}$ (см. приложение 3).

Выбирают обобщенную расстройку контуров из условия обеспечения линейности детекторной характеристики

$$1 \leq \xi_K \leq \sqrt{2}, \quad (7.20)$$

Определяют требуемую эквивалентную добротность контуров

$$Q_э \approx \frac{k_H \xi_K f_{пр}}{\Pi}, \quad (7.21)$$

где $k_H = 0,2 \dots 0,5$ — коэффициент использования детекторной характеристики; Π — полоса пропускания приемника (см. п. 3.3).

Определяют необходимую собственную добротность контуров детектора

$$Q \approx (1,15 \dots 1,3) Q_э \quad (7.22)$$

и проверяют условие ее реализуемости на промежуточной частоте

$$Q \leq 80 \dots 100. \quad (7.23)$$

Если условие (7.23) не выполняется, то, изменяя значения k_H и ξ_K в допустимых пределах, добиваются его выполнения.

Определяют резонансные частоты контуров:

$$f_{01} \approx f_{пр} \left(1 - \frac{\xi_K}{2Q_э} \right); \quad (7.24)$$

$$f_{02} \approx f_{\text{пр}} \left(1 + \frac{\xi_{\text{к}}}{2Q_{\text{э}}} \right). \quad (7.25)$$

Определяют емкость контурных конденсаторов по формуле

$$C = C_1 = C_2 \approx (15 \dots 30) \cdot 10^{-12} \cdot \left(\frac{f_{\text{пр}0}}{f_{\text{пр}}} \right)^2, \quad (7.26)$$

где $f_{\text{пр}0} = 10,7$ МГц — промежуточная частота вещательного приемника УКВ диапазона; $f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота профессионального приемника.

Находят эквивалентную емкость контуров

$$C_{\text{э}} = C_{\text{э}1} = C_{\text{э}2} = C + n^2 C_{22} + C_{\text{м}} + C_{\text{д}}, \quad (7.27)$$

где $C_{22} = C_{\text{к}}$ — выходная емкость транзистора, которую можно считать равной емкости коллектора транзистора; $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа (см. таблицу 4.1); $C_{\text{д}}$ — емкость диода.

Рассчитывают индуктивности контурных катушек:

$$L_1 = \frac{1}{2\pi f_{01}^2 C_{\text{э}}}; \quad (7.28)$$

$$L_2 = \frac{1}{2\pi f_{02}^2 C_{\text{э}}}. \quad (7.29)$$

Находят собственное сопротивление контура с наименьшим резонансным сопротивлением

$$R_0 = 2\pi f_{02} L_2 Q; \quad (7.30)$$

Определяют требуемое входное сопротивление амплитудных детекторов

$$R_{\text{вх д}} = \frac{R_0}{\gamma_d - 1 - g_{22} R_0 n^2}, \quad (7.31)$$

где $\gamma_d = 1,15 \dots 1,3$ коэффициент влияния амплитудного детектора на контур, который показывает, во сколько раз увеличивается затухание контура при подключении к нему амплитудного детектора; g_{22} — активная составляющая выходной проводимости Y_{22} транзистора; $n = 0,4 \dots 0,8$ — коэффициент трансформации между индуктивностью $L_{\text{к}}$ коллекторной цепи и индуктивностями

L_1 и L_2 контуров.

Определяют индуктивность катушки связи

$$L_k \approx \frac{L_1}{n^2}. \quad (7.32)$$

Рассчитывают сопротивление нагрузки диодных амплитудных детекторов

$$R_{H1} = R_{H2} = R_H \approx 2R_{вх д}. \quad (7.33)$$

При выборе схемы следующего каскада необходимо обеспечить условие

$$R_{вх} \geq (3...5)R_H, \quad (7.34)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Полагая, что при преобразовании ЧМ в АМ максимальный коэффициент амплитудной модуляции $m_{max} = 0,5$, определяют емкость конденсаторов $C_{H1} = C_{H2} = C_H$ аналогично расчету амплитудного детектора (см. п. 7.1), используя формулы (7.8) и (7.9). Из полученных значений C_H выбирают наименьшее. При детектировании сигналов с частотной манипуляцией емкость C_H определяют из условия (7.12).

Выбирают тип диодов $VD1$, $VD2$, исходя из соображений, аналогичных выбору диода амплитудного детектора (см. п. 7.1), и по справочным данным находят параметры диода: емкость C_d , обратное сопротивление $R_{обр}$ и крутизну S_d линейного участка ВАХ.

Вычисляют коэффициент передачи амплитудных детекторов

$$K_d = \cos^3 \sqrt{\frac{3\pi R_i}{R_H}}, \quad (7.35)$$

По формуле (7.14) находят коэффициент фильтрации k_ϕ напряжения промежуточной частоты и проверяют выполнение условия (7.15).

При расчете каскада усилителя-ограничителя следует, используя семейство выходных характеристик транзистора VT , выбрать положение точки покоя вблизи области насыщения. Расчет элементов R_ϕ , C_ϕ , $R_{б1}$, $R_{б2}$, C_{p1} , обеспечивающих режим работы каскада по постоянному току, выполняют с учетом выбранного положения рабочей точки, используя формулы (5.7), (5.9)...(5.11), (5.13).

7.4. Расчет частотно-фазового детектора

На рис. 7.6 изображен частотно-фазовый детектор, реализованный на микросхеме К174УР7 (см. приложение Л), содержащей усилитель-ограничитель и перемножитель сигналов, или ее аналоге ТСА770.

С оконечного каскада УПЧ на транзисторе VT сигнал промежуточной частоты подается с помощью индуктивности связи $L_{св}$ на вход усилителя-ограничителя (выводы 1, 4), встроенного в микросхему DA , и через токозадающие емкости C_1 , C_2 на фазосдвигающий контур $L_{к2} C_{к2}$, который преобразует ЧМ в ФМ. Выход усилителя ограничителя соединен внутри микросхемы DA с первым входом перемножителя сигналов, на второй вход которого подается сигнал с контура $L_{к2} C_{к2}$.

Перемножитель сигналов используется в качестве фазового детектора. Предварительный УНЧ, встроенный в микросхему охвачен цепью отрицательной обратной связи R_1, C_5, R_2, C_6 , с помощью которой задается коэффициент усиления УНЧ.

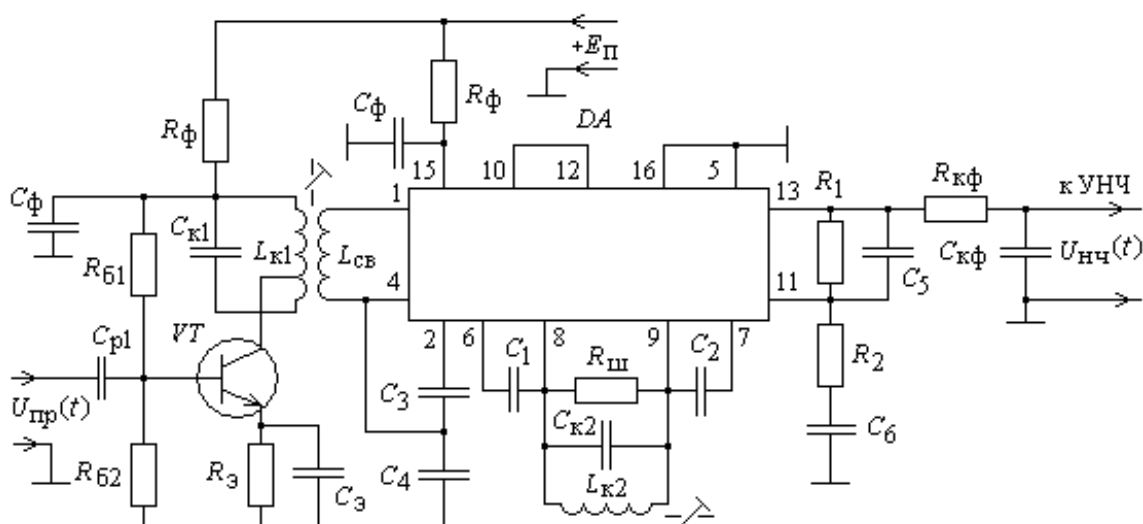


Рис. 7.6 — Частотно-фазовый детектор на микросхеме К174УР7

Исходные данные для расчета задают аналогично расчету частотного детектора с расстроенными контурами (см. п. 7.2). Выбирают допустимое значение коэффициента нелинейных искажений k_H и определяют эквивалентную добротность фазосдвигающего контура

$$Q_{э max} \leq \frac{f_{пр} \sqrt{k_H}}{\Delta f_D} \quad (7.36)$$

Используя формулу (7.26), определяют емкость конденсатора $C_{к2}$ фазосдвигающего контура и находят эквивалентную емкость контура

$$C_э = C_{к2} + C_M + C_{вх}, \quad (7.37)$$

где $C_{\text{вх}} \approx 3...4$ пФ — входная емкость микросхемы К174УР7; $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа (см. таблицу 4.1).

Рассчитывают индуктивность катушки индуктивности фазосдвигающего контура

$$L_{\text{к2}} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{пр}})^2 C_{\text{э}}} . \quad (7.38)$$

Задаются конструктивной добротностью фазосдвигающего контура $Q = 80...100$ и определяют его резонансное сопротивление

$$R_{02} = 2\pi f_{\text{пр}} L_{\text{к2}} Q; \quad (7.39)$$

Находят сопротивление, шунтирующее фазосдвигающий контур,

$$R_{\text{ш}} \approx \frac{Q_{\text{э}} R_{02}}{Q - Q_{\text{э}}} . \quad (7.40)$$

Определяют емкость токозадающих конденсаторов

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{50\pi f_{\text{пр}} R_{02}} . \quad (7.41)$$

Определяют емкость корректирующего фильтра

$$C_{\text{кф}} = \frac{\tau_{\text{кф}}}{R_{\text{кф}}} , \quad (7.42)$$

где $\tau_{\text{кф}} = 75$ мкс — постоянная времени корректирующего фильтра, принятая в стереофоническом вещании; $R_{\text{кф}} \approx 0,3 R_{\text{вх}}$ — сопротивление фильтра; $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Находят коэффициент передачи корректирующего фильтра на частоте F_{max}

$$K_{\text{кф}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi F_{\text{max}} \tau_{\text{кф}})^2}} \quad (7.43)$$

Рассчитывают нормированную детекторную характеристику частотного детектора

$$\Psi(\xi) = \sin(\arctg \xi) . \quad (7.44)$$

Для детектирования нестереовещательного ЧМ сигнала в схеме (рис. 7.6) между выводами 10, 1 вместо фильтра $R_{кф}$, $C_{кф}$ включают емкость, которую определяют по формуле

$$C_H = \frac{10,7 \cdot 10^6 C_B}{f_{пр}}, \quad (7.45)$$

где $C_B = 50$ пФ — внутренняя емкость микросхемы; $f_{пр}$ — промежуточная частота приемника.

При детектировании сигнала с частотной манипуляцией емкость C_H , определяют из условия (7.10), в котором полагают $R_H = 10$ кОм (внутреннее сопротивление микросхемы).

Сопротивление $R_{ф}$ и емкость $C_{ф}$ фильтра цепи питания рассчитывают аналогично такому же фильтру синхронного детекторы с учетом тока потребляемого ИС К174УР7.

Емкости C_3 , C_4 выбирают того же порядка, что и емкость $C_{ф}$ фильтра цепи питания.

Выбирают сопротивление R_1 из условия $R_1 \leq (0,1...0,2)R_{вх}$, где $R_{вх} \approx 300$ кОм — входное сопротивление УНЧ, встроенного в микросхему К174УР7 и, задаваясь коэффициентом усиления УНЧ $K_y = 1...10$, определяют сопротивление цепи обратной связи УНЧ

$$R_2 = \frac{R_1}{K_y}. \quad (7.46)$$

Находят емкости цепи обратной связи по формулам:

$$C_5 = \frac{20}{\pi f_{пр} R_1}, \quad (7.47)$$

$$C_6 = \frac{20}{\pi F_{min} R_2}, \quad (7.48)$$

где F_{min} — минимальная частота в спектре модулирующего сигнала.

7.5. Расчет фазового детектора с аналоговым перемножителем

Фазовый детектор (рис. 7.7), построенный на базе микросхеме DA2 аналогового перемножителя сигналов К174ПС4 (см. приложение Л), аналогичен синхронному детектору (см. п. 7.2, рис. 7.3). Отличие в работе фазового детектора состоит в том, что сигнал, поступающий с выхода последнего каскада УПЧ, выполненного на транзисторе VT, предварительно ограничивается по амплитуде

де, усилителем-ограничителем $DA1$, встроенным в микросхему K174УР7 (см. приложение Л).

Поскольку выходной сигнал ограничителя имеет уровень 1 В, то перемножитель K174ПС4 работает в ключевом режиме. В качестве опорного сигнала $U_0(t)$ фазового детектора можно использовать напряжение в виде меандра, что позволяет получить однозначную линейную детекторную характеристику при изменении фазы в диапазоне от 0 до 180° или от -90° до $+90^\circ$.

Опорное напряжение U_0 фазового детектора формируют аналогично опорному напряжению синхронного детектора (см. п. 7.2)

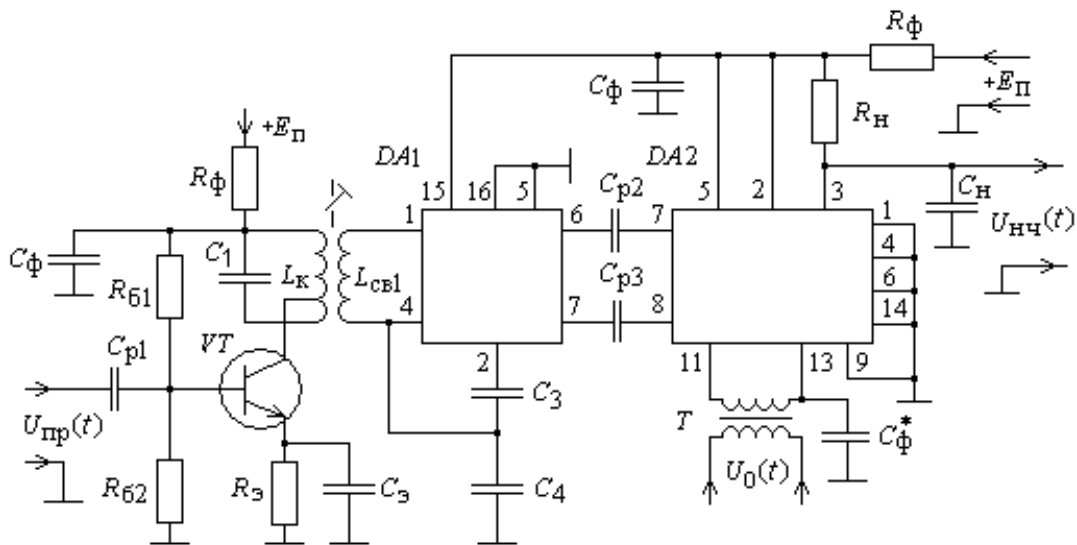


Рис. 7.7 — Фазовый детектор на микросхемах K174УР7 и K174ПС4

Расчет фазового детектора выполняют по методике, изложенной в п. 7.2.

Определяем емкости разделительных конденсаторов

$$C_{p2} = C_{p3} = \frac{20}{\pi f_{пр} R_{вх}}, \quad (7.49)$$

где $R_{вх} \approx 1 \text{ кОм}$ — входное сопротивление перемножителя.

8. ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Все разделы пояснительная записка проекта, кроме конструкторского раздела, оформляется в соответствии с требованиями кафедры к оформлению текстовых документов [14].

Следует помнить, что приемлемая погрешность расчетов составляет (1...5)%. Такая погрешность достаточно хорошо согласуется с точностью изготовления компонентов элементной базы приемников (резисторов, конденсаторов, индуктивностей и т.п.). Поэтому **результаты расчетов следует округлять до третьей значащей цифры**, например $R \approx 12,3 \text{ Ом}$, $L \approx 0,502 \text{ мкГн}$ и т.п.

Разделы пояснительной записки за исключением введения, выводов и приложений нумеруют арабскими цифрами. Введение и выводы не нумеруют. Приложения нумеруют прописными буквами русского алфавита А, Б, В и т.д.

Конструкторский раздел пояснительной записки пишется на листах с рамкой и угловым штампом внизу страницы, который оформляется в соответствии с требованиями ЕСКД.

Схема электрическая принципиальная является основным документом, определяющим состав приемника. На принципиальной схеме следует обязательно указывать:

- входы и выходы приемника;
- эксплуатационные регулировки и органы управления (настройка, громкость, тембр, переключатели полосы пропускания и постоянной времени АРУ и т.п.);
- экраны катушек индуктивности, производственно-технологические регулировки, предназначенные для настройки приемника при его изготовлении и ремонте (регулируемые сердечники катушек индуктивности, подстроечные конденсаторы, потенциометры и т.п.).

Если на принципиальной схеме отсутствует какая-либо часть схемы ввиду ее сложности, то необходимо все соединения приемника с этой частью схемы изобразить в виде таблицы, соответствующей стандартным требованиям.

К электрической схеме прилагается **перечень элементов**, в который заносятся элементы схемы, которые были выбраны или рассчитаны при выполнении электрического расчета и указаны в пояснительной записке.

К **чертежу сборочной единицы** (катушка индуктивности, конденсатор переменной емкости, печатный узел и т.п.) прилагается **спецификация**, в которую заносятся детали и элементы, входящие в состав сборочной единицы.

В **перечень ссылок** включают только те источники информации, на которые сделаны ссылки в пояснительной записке, и располагают их в порядке, в котором эти ссылки приведены в пояснительной записке.

Примером библиографического описания источников информации является **библиографический список**, приведенный в данных методических указаниях.

9. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ И ЗАЩИТЫ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Курсовой проект является самостоятельной работой студента, выполняемой по индивидуальному техническому заданию. Вариант задания студенты выбирают из перечня, предлагаемого преподавателем. Номер варианта задания соответствует порядковому номеру фамилии студента в списке группы.

В виде исключения техническое задание может быть предложено студентом, если это обусловлено темой будущего дипломного проекта или выпускной работы магистра.

Курсовой проект рассчитан на выполнение в течение 7...8 недель и требует 4...5 часа самостоятельной работы студента в неделю. Ориентировочный

график выполнения курсового проекта приведен в таблице 9.1.

Выполнение проекта следует начинать с внимательного изучения технического задания, настоящих методических указаний, поиска и выбора рекомендованной технической литературы.

На протяжении семестра студент должен консультироваться у преподавателя, являющегося руководителем проектирования, согласно расписанию консультаций, установленному кафедрой.

На 5-й, 9-й и 11-й неделях семестра студент должен представить руководителю проектирования результаты выполнения проекта для оценки степени его готовности.

Таблица 9.1 — График выполнения курсового проекта

Номер недели	Содержание работы
2 — 3	Ознакомление с техническим заданием и литературой
4 — 5	Предварительный расчет приемника и выбор его структурной схемы
6 — 9	Выбор электрической схемы, электрический и конструкторский расчет узлов приемника
10 — 11	Оформление расчетно-пояснительной записки и чертежей
12 — 13	Подготовка к защите курсового проекта и его защита

На 12-й неделе семестра курсовой проект должен быть полностью выполнен и представлен к защите не позднее срока, установленного руководителем проекта.

В ходе защиты курсового проекта студент должен в течение (4...5) минут доложить результаты проектирования и затем ответить на вопросы руководителя проектирования по существу выполненного проекта.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Головин О. В. Радиоприемные устройства / О. В. Головин. — М.: Гор-
линия-Телеком, 2004. — 384 с.
2. ГОСТ 98783-79 Аппаратура радиовещательная бытовая. Методы элек-
трических высокочастотных измерений. Введ. 01.01.79. — М.: Госстандарт
СССР, 1979. — 43 с.
3. Проектирование радиоприемных устройств / С. М. Клич, А. С. Кри-
венко, Г. Н. Носикова; под ред. А. П. Сиверса. — М.: Сов. радио, 1976. — 486 с.
4. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных уст-
ройств / М. К. Белкин, В. Т. Белинский, Ю. Л. Мазор, Р. М. Терещук. — К.:
Выща шк. Головное изд-во, 1988. — 472 с.
5. Расчет радиоприемников / Н. В. Бобров, Г. В. Максимов,
В. И. Мичурин, Д. П. Николаев; под ред. Н. В. Боброва. — М.: Воениздат., 1971.
— 496 с.
6. Горшелев В. Д. Основы проектирования радиоприемников/ В. Д. Гор-
шелев, З. Г. Красноцветова, В. Ф. Федорцов. — Л.: Энергия, 1977. — 384 с.
7. Екимов Д. Е. Проектирование радиоприемных устройств / Д. Е. Еки-
мов, К. М. Павлов. — М.: Связь, 1970. — 503 с.
8. Полупроводниковые приборы. Транзисторы. Справочник / Под общ.
ред. Н. Н. Горюнова. — М.: Энергоиздат, 1985. — 904 с.
9. Диоды: Справочник / О. П. Григорьев, В. Я. Замятин. — М.: Радио и
связь, 1990. — 366 с.
10. Интегральные микросхемы: Справочник / В. В. Тарабрина [и др.]; под
ред. В. В. Тарабрина. — М.: Энергоиздат, 1983. — 528 с.
11. Атаев Д. И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой ра-
диоаппаратуры / Д. И. Атаев, В. А. Болотников. — М.: Изд-во МЭИ, 1991. —
927 с.
12. Новаченко И. В. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Спра-
вочник/ И. В. Новаченко, В. А. Телец. — М.: Радио и связь, 1991. — 272 с.
13. Калихман С. Г., Радиоприемники на полупроводниковых приборах /
С. Г. Калихман, Я. М. Левин. — М.: Связь, 1979. — 352 с.
14. Методические указания по оформлению текстовых работ для студен-
тов дневной и заочной форм обучения направления 6.050901 — «Радиотехни-
ка» / СевНТУ; сост. В. Г. Слёзкин. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2010. —
20 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Перечень использованных сокращений

- АД** — амплитудный детектор
АМ — амплитудная модуляция
АМн — амплитудная манипуляция
АПЧ — автоматическая подстройка частоты
АРУ — автоматическая регулировка усиления
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
АЦП — аналого-цифровой преобразователь
БУ — блок управления
ВАХ — вольтамперная характеристика
ВЦ — входная цепь
Г — гетеродин
ГБ — гетеродинный блок
Д — демодулятор
И — индикатор
ИУ — исполнительное устройство
К — колебательный *LC*-контур
КГ — кварцевый генератор
Кл — ключ
КПЕ — конденсатор переменной емкости
КФ — кинематический фильтр
ОА —ограничитель амплитуды
ОБП — одна боковая полоса
ОГ — опорный генератор
ОЭ — транзисторный каскад с общим эмиттером
ПФ — полосовой фильтр
ПЧ — преобразователь частоты
РУ — решающее устройство
СД — синхронный детектор
См — смеситель
СЧ — синтезатор частоты
УНЧ — усилитель низкой частоты
Уп — управитель
УПТ — усилитель постоянного тока
УПЧ — усилитель промежуточной частоты
УРЧ — усилитель радиочастоты
ФМ — фазовая модуляция
ФМн — фазовая манипуляция
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФСИ — фильтр сосредоточенной избирательности, синонимом которого является
 фильтр сосредоточенной селекции (**ФСС**)
ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь
ЦСП — цифровой сигнальный процессор
ЧМ — частотная модуляция
ЧМн — частотная манипуляция
ЭДС — электродвижущая сила

ПРИЛОЖЕНИЕ Б
Образец титульного листа

Министерство образования и науки Украины
Севастопольский национальный технический университет

Факультет радиоэлектроники
Кафедра радиотехники и телекоммуникаций

КУРСОВОЙ ПРОЕКТ
по дисциплине “Прием и обработка сигналов”
на тему _____

Выполнил студент _____
(фамилия и инициалы)

Группа _____
Номер зачётной книжки _____

Проект защищён с оценкой _____

Руководитель _____

Севастополь
20__

ПРИЛОЖЕНИЕ В
Образец технического задания
ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ
 вариант № ____

Студент: _____ группа: _____
 (фамилия, имя, отчество)

Тема проекта _____

Срок представления студентом законченного проекта «__» _____ 20__ г.

Исходные данные к проекту:

№ п.п.	Наименование характеристики	Значение
1	Тип приёмника	
2	Место установки	
3	Диапазон частот, МГц	
4	Реальная чувствительность по напряжению, мкВ	
5	Реальная чувствительность по мощности, пВт	
6	Вид принимаемого излучения	
7	Вид комплексного стереосигнала	
8	Отношение С/П на выходе линейного тракта приемника, дБ	
9	Вероятность ошибки	
10	Минимальная частота сообщения, Гц	
11	Максимальная частота сообщения, кГц	
12	Скорость передачи, бод	
13	Девияция частоты, кГц (индекс модуляции, рад)	
14	Частотная избирательность по зеркальному каналу, дБ	
15	Частотная избирательность по прямому каналу, дБ	
16	Частотная избирательность по соседнему каналу, дБ	
17	Динамический диапазон входного сигнала, дБ	
18	Динамический диапазон выходного сигнала, дБ	
19	Активное сопротивление антенны, Ом	
20	Емкость антенны, пФ	
21	Нестабильность частоты передатчика	
22	Нестабильность частоты гетеродина	
23	Выходная мощность, Вт	
24	Вид питания	

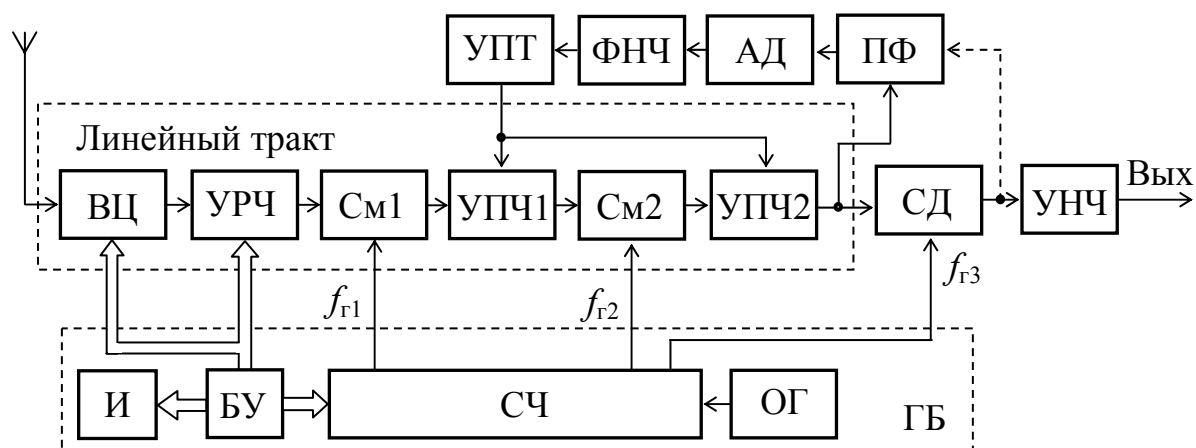
Дата выдачи задания «__» _____ 20__ г.

Студент: _____ Руководитель проекта: _____
 (подпись) (подпись)

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Структурные схемы приемников

На рис. Г.1 изображена упрощенная структурная схема связного приемника однополосных АМ сигналов (излучение $R3E$, $J3E$).



ВЦ — входная цепь; УРЧ — усилитель радиочастоты; См1, См2 — смесители; УПЧ1, УПЧ2 — усилители промежуточной частоты; СД — синхронный детектор; УНЧ — усилитель низкой частоты; АД — амплитудный детектор; ФНЧ — фильтр нижних частот; ПФ — полосовой фильтр; УПТ — усилитель постоянного тока; И — индикатор; БУ — блок управления СЧ — синтезатор частоты; ОГ — опорный генератор; ГБ — гетеродинный блок

Рис. Г.1 — Структурная схема связного приёмника однополосных сигналов

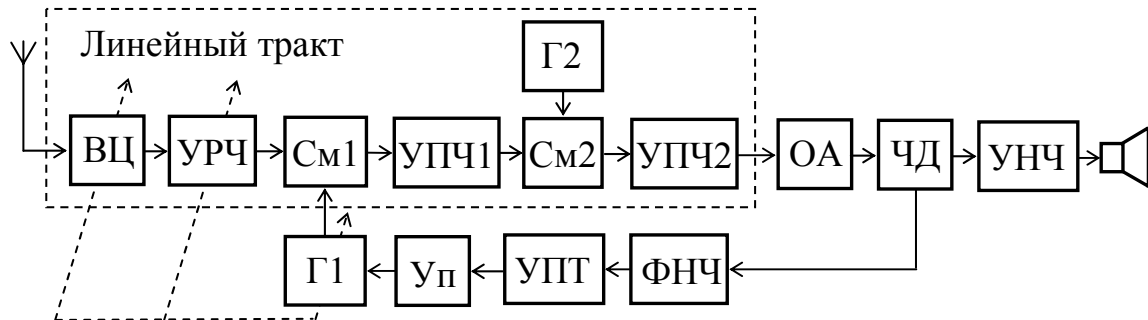
Синтезатор частоты СЧ вырабатывает гетеродинные сигналы с частотами $f_{Г1}$ и $f_{Г2}$, а также местную несущую с частотой $f_{Г3} = f_{пр2} \pm \Delta f$, где $f_{пр2}$ — вторая промежуточная частота, а Δf — отклонение частоты. Если отклонение частоты $\Delta f \leq 50...100$ Гц, то при телефонных разговорах разборчивость (артикуляция) речи находится в допустимых пределах.

При приеме однополосного сигнала с частично подавленной несущей (излучение $R3E$) из выходного сигнала УПЧ2 с помощью узкополосного фильтра ПФ, настроенного на частоту $f_{пр2}$, выделяется остаток несущей и детектируется амплитудным детектором АД. Выходное напряжение детектора используется для формирования управляющего напряжения АРУ, которое подается в каскады одного или обоих УПЧ.

При приеме сигнала с полностью подавленной несущей (излучение $J3E$) для обеспечения работы АРУ в передатчике к модулирующему сигналу добавляют гармонический пилот сигнал с частотой $F_{П} \approx 4$ кГц, которая превышает максимальную звуковую частоту передаваемого сообщения $F_{П} > F_{max} = 3300$ Гц. Для выделения пилот сигнала из выходного сигнала синхронного детектора СД используют узкополосный фильтр ПФ, который в дан-

ном случае настроен на частоту F_{Π} . Выходной сигнал фильтра детектируют и формируют управляющее напряжение АРУ. Подключение фильтра ПФ к выходу синхронного детектора показано на рис. Г.1 пунктирной линией.

На рис. Г.2 показана упрощенная структурная схема связного приемника ЧМ сигналов (излучение $F3E$). В качестве управителя гетеродина обычно используют варикап или варикапную матрицу.

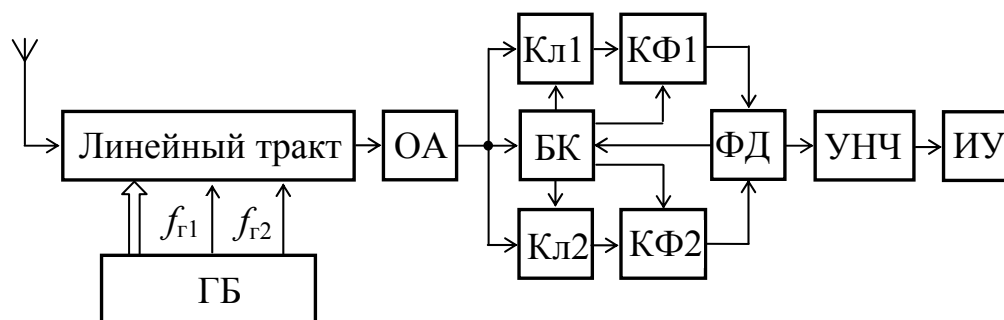


ОА — ограничитель амплитуды; ЧД — частотный детектор; Уп — управитель (другие блоки приемника аналогичны блокам, показанным на рис. Г.1)

Рис. Г.2 — Структурная схема связного приёмника ЧМ сигналов

Для уменьшения влияния нестабильности частоты перестраиваемого гетеродина в приемник введена система частотной автоматической подстройки частоты ЧАПЧ.

На рис. Г.3 изображена упрощенная структурная схема приёмника сигналов с относительной фазовой манипуляцией (излучения $G1B$, $G1D$). Линейный тракт и гетеродинный блок ГБ приемника могут быть построены аналогично приемнику, структурная схема которого изображена на рис. Г.1.



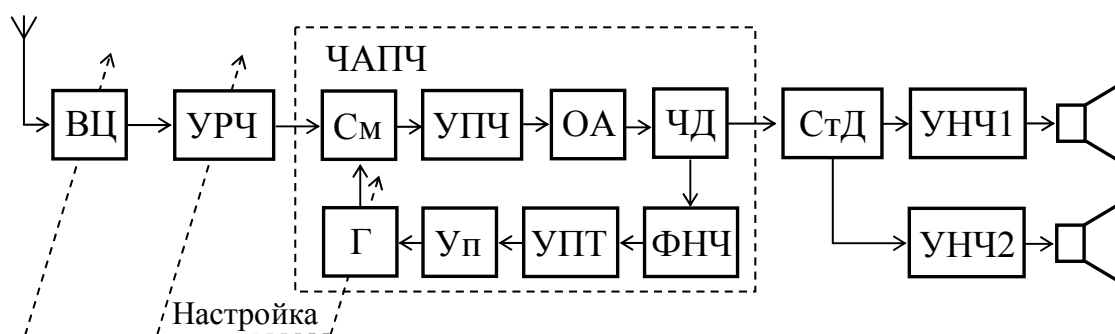
Кл1, Кл2 — ключи; КФ1, КФ2 — кинематические фильтры; БК — блок коммутации; ФД — фазовый детектор; (другие блоки аналогичны блокам приемников, изображенных на рис. Г.1, Г.2)

Рис. Г.3 — Структурная схема связного приёмника ФМ сигналов

Усиленный и ограниченный по амплитуде сигнал промежуточной частоты подается на управляемые ключи Кл1, Кл2. Блок коммутации поочередно замы-

кает ключи Кл1, Кл2 на время, равное длительности посылки T_{Π} , в результате чего очередная посылка подается на кинематический фильтр КФ1, а следующая за ней посылка — на кинематический фильтр КФ2. Каждый из кинематических фильтров представляет собой параллельный колебательный LC -контур, в котором возбуждаются колебания на время посылки, а при окончании посылки колебания срываються. Сигналы управления ключами Кл1, Кл2 и кинематическими фильтрами КФ1, КФ2 вырабатываются блоком коммутации БК, который синхронизируется тактовой частотой посылок.

На рис. Г.4 изображена структурная схема приёмника стереовещания (излучение $F3E$)



СТД — стереодекодер; УНЧ1, УНЧ2 — усилители левого и правого каналов соответственно (другие блоки аналогичны приёмнику (рис. Д.1))

Рис. Г.4 — Структурная схема стереовещательного приёмника

В приёмнике (рис. Г.4) целесообразно использовать микросхему, содержащую стереодекодер, удовлетворяющий требованиям технического задания к виду декодируемого комплексного стереосигнала (с полярной модуляцией или с пилот-тоном).

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Классы радиоизлучений

Классом радиоизлучения называют совокупность характеристик радиоизлучения (радиосигнала), обозначенную стандартными условными символами и содержащую сведения о видах модуляции, модулирующего сигнале и характере передаваемой информации.

В соответствии с рекомендацией Международного консультативного комитета по радио МККР 507 регламентом радиосвязи установлено, что обозначение класса радиоизлучения включает три группы символов.

Основная группа является обязательной характеристикой радиоизлучения и состоит из трёх символов:

- символа типа модуляции основной несущей;
- символа характера модулирующего сообщения;
- символа вида передаваемого сообщения.

Дополнительная группа состоит из двух символов, расположенных справа от основной группы: символа, уточняющего характер сигнала; символа кода уплотнения.

Код необходимой ширины полосы излучения состоит из четырёх символов, расположенных слева от основной группы: три цифры, представляющие округлённое значение ширины полосы радиоизлучения, и буква (четвёртый символ), которая заменяет запятую десятичной дроби и одновременно является обозначением размерности частоты: ***H*** — Гц, ***K*** — кГц, ***M*** — МГц, ***G*** — ГГц.

Символы основной группы

1. Символы вида модуляции:

- N*** — нет модуляции;
- A*** — амплитудная модуляция с двумя боковыми полосами;
- H*** — амплитудная модуляция с одной боковой полосой (ОБП) и полной несущей;
- R*** — ОБП с частично подавленной несущей;
- J*** — ОБП с полностью подавленной несущей;
- C*** — с частично подавленной одной боковой полосой;
- F*** — угловая частотная модуляция;
- G*** — угловая фазовая модуляция;
- K*** — амплитудно-импульсная модуляция;
- L*** — широтноимпульсная модуляция;
- M*** — фазоимпульсная модуляция;
- Q*** — дополнительная внутриимпульсная модуляция;
- P*** — немодулированная последовательность;
- X*** — прочие виды.

2. Символы вида модулирующего сигнала:

0 — нет модуляции;

1 — один канал квантованной или цифровой информации без применения поднесущей;

2 — один канал квантованной или цифровой информации с применением поднесущей;

3 — один канал аналоговой информации;

4, 5, 6, — резервные коды;

7 — два или более каналов квантованной или цифровой информации;

8 — два или более каналов аналоговой информации;

X — прочие виды.

3. Символы вида передаваемого сообщения:

N — сообщение не передаётся;

A — телеграфия, принимаемая на слух;

B — телеграфия, принимаемая автоматически;

C — факсимиле;

D — данные телеметрии или телеуправления;

E — телефония (включая радиовещание);

F — телевидение;

X — прочие виды.

Примеры обозначения классов радиоизлучения:

8K00A3E — двухполосная амплитудная модуляция с необходимой шириной полосы излучения 8,00 кГц, аналоговое сообщение, телефония;

6M25C3F — амплитудная модуляция с частично подавленной одной боковой полосой и необходимой шириной полосы излучения 6,25 МГц, аналоговое сообщение, телевидение;

2M50P0N — немодулированная импульсная последовательность с необходимой шириной полосы излучения 2,50 МГц, модуляции сообщением нет, сообщение не передаётся (сигнал радиолокационной станции);

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Расчёт ширины спектра радиосигналов

Формулы для расчета ширины спектра радиосигналов приведены в таблице Е.1.

Таблица Е.1 — Формулы для расчёта ширины спектра радиосигналов

Класс излучения	Ширина спектра сигнала (вид передаваемой информации)
<i>A1A, A1B</i>	$\Pi_c = aB$ (двухполосная неозвученная амплитудная телеграфия) $\Pi_c \approx 2[F_T + aB]$ (двухполосная озвученная амплитудная телеграфия)
<i>A3E</i>	$\Pi_c = 2F_{max}$ (двухполосная амплитудная телефония, включая радиовещание)
<i>H1A, R1A</i>	$\Pi_c \approx F_T + (1,5...2,5)B$ (однополосная озвученная амплитудная телеграфия с полной (<i>H1A</i>) или ослабленной (<i>R1A</i>) несущей)
<i>H1B, R1B</i> <i>R1D</i>	$\Pi_c = aB / 2$ (однополосная неозвученная амплитудная телеграфия Морзе с полной (<i>H1B</i>) или ослабленной (<i>R1B, R1D</i>) несущей)
<i>H3E, R3E</i>	$\Pi_c = F_{max}$ (однополосная амплитудная телефония с полной (<i>H3E</i>) или ослабленной (<i>R3E</i>) несущей)
<i>J1A</i>	$\Pi_c \approx F_T + (a - 1)B / 2_{ман}$ (однополосная озвученная амплитудная телеграфия)
<i>J1B, J1D</i>	$\Pi_c = (a - 1)B / 2$ (однополосная неозвученная амплитудная телеграфия с подавленной несущей)
<i>J3E</i>	$\Pi_c = F_{max} - F_{min}$ (однополосная амплитудная телефония с подавленной несущей)
<i>F1B, F1D</i>	$\Pi_c \approx 2\Delta f_d + aB$ (обычная частотная телеграфия) $\Pi_c \approx 2,6\Delta f_d + 1,5B$ (пейджинговая связь)
<i>F3E</i>	$\Pi_c \approx 2F_{max}(1 + m + \sqrt{m})$ (частотная телефония, кроме стереовещания)
<i>G1B</i>	$\Pi_c \approx 1,5B$ (фазовая телеграфия)
<i>G3E</i>	$\Pi_c \approx 2mF_{max}$ (фазовая телефония)

Примечание. В таблице использованы следующие обозначения: Π_c — ширина спектра принимаемого сигнала; F_T — частота тонального сигнала (обычно $F_T \approx 1000$ Гц); F_{max} , F_{min} — максимальная и минимальная частоты моду-

лирующего сигнала; Δf_d — девиация частоты; $m = \Delta f_d / F_{max}$ — индекс угловой модуляции; $a = 3...5$ — число гармоник принимаемого сигнала; B — скорость передачи информации в бодах.

При стереовещании принимаемый сигнал модулирован по частоте комплексным стереосигналом. В настоящее время используют два вида комплексных стереосигналов: с полярной модуляцией и с пилот-тоном.

Спектр комплексного стереосигнала с полярной модуляцией изображен на рис. Е.1, где F_{min} , F_{max} — минимальная и максимальная частоты в спектре звуковых сигналов левого S_L и правого $S_{пр}$ каналов, $F_{пн} = 31,25$ кГц — частота поднесущей.

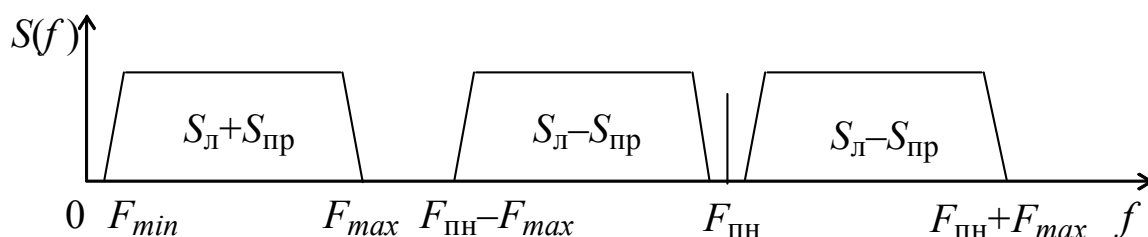


Рис. Е.1 — Спектр комплексного стереосигнала с полярной модуляцией

При этом ширина спектра принимаемого радиосигнала определяется по формуле

$$П_c \approx 2(F_{пн} + F_{max})(1 + m + \sqrt{m}), \quad (Е.1)$$

где $F_{пн} = 31,25$ кГц — частота поднесущей; $m = \Delta f_d / (F_{пн} + F_{max})$ — индекс модуляции; $\Delta f_d = 50$ кГц — девиация частоты.

Спектр комплексного стереосигнала с пилот-тоном изображен на рис. Е.2, где $F_{пт} = 19$ кГц — частота пилот тона и $F_{пн} = 2F_{пт} = 38$ кГц — частота поднесущей.

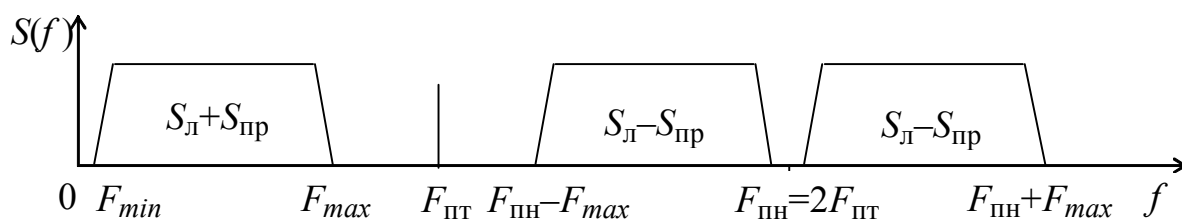


Рис. Е.2 — Спектр комплексного стереосигнала с пилот-тоном

В этом случае ширина спектра принимаемого радиосигнала также определяется по формуле (Е.1) с тем отличием, что в нее необходимо подставлять значение частоты поднесущей $F_{пн} = 38$ кГц (рис. Е.2).

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

Параметры фильтров сосредоточенной избирательности

На рис. Ж.1 изображена АЧХ ФСИ.

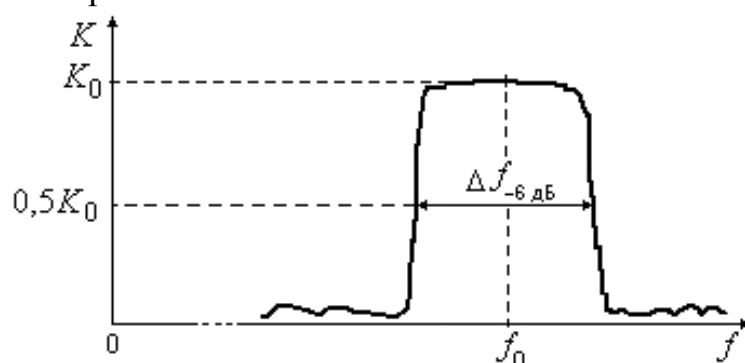


Рис. Ж.1 — Эквивалентная схема (а) и АЧХ (б) ФСИ

В таблицах Ж.1, Ж.2, Ж.3 приведены параметры пьезокерамических и электромеханических ФСИ.

На рис. Ж.1 и в таблицах Ж.1, Ж.2, Ж.3 использованы следующие условные обозначения параметров ФСИ: $\Delta F_{-6 \text{ дБ}}$ — полоса пропускания на уровне – 6 дБ; Se — относительное затухание; K_0 — коэффициент передачи на центральной частоте f_0 полосы пропускания; R_{c1} , R_{c2} — входное и выходное сопротивления; $C_{вх}$, $C_{вых}$ — входная и выходная емкости.

Таблица Ж.1 — Параметры пьезокерамических ФСИ на частоту 465 кГц

Тип фильтра	$\Delta F_{-6 \text{ дБ}}$ кГц	Se_M , дБ	Se_B , дБ	K_0 , дБ	R_{c1} , Ом	R_{c2} , кОм	$C_{вх} = C_{вых}$, пФ
ФП1П-10	5,6 + 1,2	50	60	–8	3,6	3,6	10
ФП1П-60.01	4,0 — 6,0	50	40	–6	3	2	10
ФП1П-61.08	7,0 — 10,0	40	30	–6	3	2	10
ФП1П-61.05	7,0 — 10,5	40	20	–6	3	2	10
ФП1П-60.02	8,0 — 11,0	40	40	–6	3	2	10
ФП1П-60.04	8,0 — 11,5	36	36	–6	3	2	10
ФП1П-60.03	12,0 — 14,0	30	30	–6	3	2	10

Примечание.

1. Условные обозначения, используемые в таблице: Se_M — относительное затухание при малой расстройке $\Delta f = \pm 9$ кГц; Se_B — относительное затухание при большой расстройке $\Delta f = \pm(10 \dots 300)$ кГц.

2. Дополнительные параметры ФСИ: допустимое напряжение — не более 3 В; габариты (без выводов): 15,6 х 8,0 х 7,6 мм (для ФП1П-10); 11,7 х 8,3 х 7,2 мм (для ФП1П-60 и ФП1П-61); масса 3 г.

Таблица Ж.2 — Параметры пьезокерамических ФСИ на частоту 10,7 МГц

Тип фильтра	ΔF_{-6} дБ, кГц	Se_M , дБ	Se_6 , дБ	K_0 , дБ	$R_{вх} = R_{вых}$, Ом	$C_{вх} = C_{вых}$, пФ
ФП1П6-1.1	150...220	40	32	-12	330	10...25
ФП1П6-1.2	190...280	40	34	-10	330	10...25
ФП1П6-1.3	190...280	40	34	-10	330	10...25
ФП1П6-1.4	190...280	40	34	-10	330	10...25
ФП1П6-1.5	190...280	40	34	-10	330	10...25
ФП1П-049.1	150...200	40	32	-10	330	10...25

Примечание. В таблице использованы следующие условные обозначения: Se_M — относительное затухание при малой расстройке $\Delta f = \pm 150$ кГц; Se_6 — относительное затухание при большой расстройке $\Delta f = \pm(200...1500)$ кГц.

В таблице Ж.3 приведены параметры электромеханических ФСИ, которые на средней частоте f_0 полосы пропускания имеют коэффициент передачи $K_0 = -4$ дБ, входное и выходное сопротивления $R_{вх} = 3$ кОм, $R_{вых} = 1$ кОм соответственно

Таблица Ж.3 — Параметры электромеханических фильтров

Тип фильтра	f_0 , кГц	ΔF_{-6} дБ, кГц	Относительное затухание Se при заданной расстройке Δf	
			Se , дБ	Δf , кГц
ЭМФ-9-500-3В	501,85	3,1	60	3,0
ЭМФ-9-500-3Н	498,15	3,1	60	3,0
ЭМФ-9-500-0,3С	500,0	0,3	60	0,4
ЭМФ-9-500-6С	500,0	6,2	60	6,0

ПРИЛОЖЕНИЕ И

Расчет Y -параметров транзисторов

В нормативно-технической документации на транзисторы обычно приводят следующие параметры транзисторов:

- h -параметры, измеренные на низкой частоте при включении транзистора по схеме с общим эмиттером или с общей базой;
- емкость коллекторного перехода C_K ;
- постоянную времени τ_K цепи внутренней обратной связи;
- граничную частоту $f_{гр}$ усиления тока в схеме с общим эмиттером (частота, на которой модуль коэффициента усиления тока $|h_{21э}| = 1$).

Если для высокочастотного транзистора известен коэффициент усиления тока $h_{21э}$ на некоторой частоте f_0 , то граничная частота усиления может быть рассчитана по формуле $f_{гр} = h_{21э} f_0$.

Ниже приведена методика приближенного расчета Y -параметров мало-мощных транзисторов на частотах ниже 500 МГц. На частотах выше 500 МГц для расчета транзисторных каскадов используют S -параметры.

Для схемы с общим эмиттером Y -параметры транзистора можно рассчитать по следующим формулам [2, с. 26...27]:

$$Y_{11э} = g_{11э} + jb_{11э} = \frac{1 + h_{21э} v_{гр} v_s}{h_{21э} h_{11б} (1 + v_s^2)} + j \frac{h_{21э} v_{гр} - v_s}{h_{21э} h_{11б} (1 + v_s^2)}; \quad (\text{И.1})$$

$$Y_{12э} = g_{12э} + jb_{12э} = -\frac{2\pi f \tau_K (h_{21э} v_{гр} - v_s)}{h_{21э} h_{11б} (1 + v_s^2)} - j \frac{2\pi f C_K - 2\pi f \tau_K (1 + h_{21э} v_{гр} v_s)}{h_{21э} h_{11б} (1 + v_s^2)}; \quad (\text{И.2})$$

$$Y_{21э} = g_{21э} + jb_{21э} = -\frac{h_{21э}}{h_{11б} (1 + h_{21э}) (1 + v_s^2)} - j \frac{h_{21э} v_s}{h_{11б} (1 + h_{21э}) (1 + v_s^2)}; \quad (\text{И.3})$$

$$Y_{22э} = g_{22э} + jb_{22э} = -\frac{2\pi f \tau_K v_s}{h_{11б} (1 + v_s^2)} + j \left(2\pi f C_K + \frac{2\pi f \tau_K}{h_{11б} (1 + v_s^2)} \right), \quad (\text{И.4})$$

где $h_{21э} \approx \beta_0$ — коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером;

$h_{11б} \approx r_э + \frac{r_б}{h_{21э}}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой;

зой;

$v_{гр} = \frac{f}{f_{гр}}$, $v_s = \frac{f}{f_s}$ — коэффициенты, характеризующие частотные свойства;

ва транзистора, где $f_s = r_{\text{э}} f_{\text{гр}} / r_{\text{б}}$ — граничная частота крутизны в схеме с общим эмиттером, на которой крутизна транзистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением на низкой частоте;

$r_{\text{э}} = \frac{\phi_T}{I_{\text{э}}}$ — сопротивления эмиттерного перехода, $\phi_T \approx 25$ мВ — тепловой

потенциал $p\bar{n}$ -перехода при комнатной температуре;

$r_{\text{б}} = \frac{\tau_{\text{к}} \xi}{C_{\text{к}}}$ — сопротивление базы, где ξ — коэффициент, учитывающий вид

транзистора (для сплавных транзисторов $\xi = 1$, для диффузионно-сплавных — $\xi = 2$ и для мезапланарных $\xi = 3$).

Модуль Y -параметров транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, определяют по формулам:

$$|Y_{11\text{э}}| = \frac{1}{h_{21\text{э}} h_{11\text{б}}} \sqrt{\frac{1 + h_{21\text{э}}^2 v_{\text{гр}}^2}{(1 + v_s^2)}}; \quad (\text{И.5})$$

$$|Y_{12\text{э}}| \approx 2\pi f C_{\text{к}}; \quad (\text{И.6})$$

$$|Y_{21\text{э}}| = \frac{h_{21\text{э}}}{h_{11\text{б}} (1 + h_{21\text{э}}) \sqrt{1 + v_s^2}}; \quad (\text{И.7})$$

$$|Y_{22\text{э}}| \approx 2\pi f C_{\text{к}} \left(1 + \frac{3}{\xi} \right). \quad (\text{И.8})$$

С учетом формул (И.1), (И.2), (И.4) можно рассчитать входную, выходную и проходную емкости транзистора по формулам:

$$C_{11\text{э}} = \frac{b_{11\text{э}}}{2\pi f}; \quad (\text{И.9})$$

$$C_{22\text{э}} = \frac{b_{22\text{э}}}{2\pi f}; \quad (\text{И.10})$$

Для схемы с общей базой Y -параметров транзистора можно рассчитать по формулам:

$$\begin{aligned} Y_{11\text{б}} &= Y_{11\text{э}} + Y_{12\text{э}} + Y_{21\text{э}} + Y_{22\text{э}}; & Y_{12\text{б}} &= -(Y_{12\text{э}} + Y_{22\text{э}}); \\ Y_{21\text{б}} &= -(Y_{21\text{э}} + Y_{22\text{э}}); & Y_{22\text{б}} &= Y_{22\text{э}}, \end{aligned}$$

При каскадном соединении двух биполярных транзисторов по схеме общий эмиттер — общая база определяют Y -параметры пары транзисторов по

следующим формулам:

$$Y_{11к} = Y_{11э}; \quad Y_{12к} = \frac{Y_{12э}Y_{22э}}{Y_{21э}}; \quad Y_{21к} = Y_{21э}; \quad Y_{22к} = -Y_{22э}.$$

В случае использования полевых транзисторов их Y -параметры для схемы с общим истоком можно рассчитать по следующим формулам [4, с. 251], [13, с. 17]:

$$Y_{11и} = g_{11и} + jb_{11и} \approx 4\pi^2 f^2 C_{зи}^2 r_{и} + j2\pi f(C_{зи} + C_{зс}); \quad (И.11)$$

$$Y_{12и} = jb_{12и} = -j2\pi f C_{зс}; \quad (И.12)$$

$$Y_{21и} = g_{21и} + jb_{21и} = \frac{S}{1 + Sr_{и}} - j2\pi f C_{зс}; \quad (И.13)$$

$$Y_{22и} = g_{22и} + jb_{22и} = \frac{1}{r_{си}} + j2\pi f C_{си}, \quad (И.14)$$

где $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ — емкости затвор-исток, затвор-сток, сток-исток соответственно; $r_{и} \approx (50...150)$ Ом — сопротивление неуправляемой части канала; S — крутизна полевого транзистора; $r_{си} \approx (10^4...10^6)$ Ом — выходное сопротивление полевого транзистора со стороны стока [3, с. 122].

Граничная частота крутизны f_s связана с граничной частотой усиления $f_{гр}$ полевого транзистора соотношением

$$f_s = \frac{C_{зс}(1 + Sr_{и})^2 f_{гр}}{C_{зи}Sr_{и}}.$$

Входную, выходную и проходную емкости полевого транзистора, включенного по схеме с общим истоком можно рассчитать по формулам:

$$C_{1и} = \frac{b_{11и}}{2\pi f} = C_{зи} + C_{зс}; \quad (И.15)$$

$$C_{22и} = \frac{b_{22и}}{2\pi f} = C_{си}; \quad (И.16)$$

В таблице И.1 приведены формулы для расчета устойчивого коэффициента усиления различных каскадов, работающих в линейном режиме усиления малых сигналов.

В режиме преобразования частоты Y -параметры биполярного транзистора рассчитывают по следующим приближенным формулам [2, с. 197]:

$$|Y_{11\text{пр}}| \approx 0,75 |Y_{11}(f_{\text{сmax}})| ; \quad (\text{И.17})$$

$$|Y_{12\text{пр}}| \approx 0,25 |Y_{12}(f_{\text{пр}})| ; \quad (\text{И.18})$$

$$|Y_{21\text{пр}}| \approx 0,25 |Y_{21}(f_{\text{сmax}})| ; \quad (\text{И.19})$$

$$|Y_{22\text{пр}}| \approx 0,75 |Y_{22}(f_{\text{пр}})| , \quad (\text{И.20})$$

где $Y_{11}(f_{\text{сmax}})$, $Y_{21}(f_{\text{сmax}})$ — Y -параметры транзистора в режиме усиления на максимальной частоте $f_{\text{сmax}}$ преобразуемого сигнала; $Y_{12}(f_{\text{пр}})$, $Y_{22}(f_{\text{пр}})$ — Y -параметры транзистора в режиме усиления на промежуточной частоте $f_{\text{пр}}$.

Входную и выходную емкости транзистора в режиме преобразования частоты обычно полагают такими же, как в усилительном режиме.

Таблица И.1 — Формулы для расчета устойчивого коэффициента усиления биполярных и полевых транзисторов

Вид каскада	Формула
Каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером	$\sqrt{0,2 \frac{ Y_{21\text{э}} }{ Y_{12\text{э}} }}$
Каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой	$\sqrt{0,25 \frac{ Y_{21\text{б}} }{ Y_{12\text{б}} }}$
Каскад на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком	$0,42 \sqrt{\frac{S}{2\pi f C_{\text{сз}}}}$
Каскад на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим затвором	$\frac{0,1S}{2\pi f C_{\text{си}}}$
Каскодная схема на биполярных транзисторах	$\frac{0,42 Y_{21\text{э}} }{\sqrt{ Y_{12\text{э}} Y_{12\text{э}} + Y_{22\text{э}} }}$
Каскодная схема на полевых транзисторах	$\frac{0,42S}{2\pi f \sqrt{C_{\text{сз}}(C_{\text{сз}} + C_{\text{из}})}}$

Примечание. В таблице указана крутизна $S = |Y_{21\text{и}}|$ полевого транзистора на низкой частоте (обычно 1 кГц)

При оптимальном угле отсечки 90° в режиме преобразования частоты Y -параметры полевого транзистора рассчитывают по формулам, аналогичным расчету таких же параметров биполярного транзистора. При этом амплитуду напряжения гетеродина выбирают так, чтобы обеспечить принятый угол отсечки.

ПРИЛОЖЕНИЕ К

Номинальные значения сопротивлений и емкостей

Шкалы номинальных значений сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов представлена в виде столбцов таблицы К.1 в зависимости от допустимого относительного отклонение δ от номинального значения.

Таблица К.1 — Номинальные значения сопротивлений и емкостей

Ряд Е6, $\delta = 20\%$	Ряд Е12, $\delta = 10\%$	Ряд Е24, $\delta = 5\%$
Сопротивления резисторов от 1,0 Ом до 9,1 ГОм		
Емкости конденсаторов от 0,1 мкФ до 1,0 мкФ	Емкости конденсаторов от 10,0 нФ до 1,0 мкФ	Емкости конденсаторов от 1,0 пФ до 1,0 мкФ
1,0	1,0	1,0
		1,1
	1,2	1,2
		1,3
1,5	1,5	1,5
		1,6
	1,8	1,8
		2,0
2,2	2,2	2,2
		2,4
	2,7	2,7
		3,0
3,3	3,3	3,3
		3,6
	3,9	3,9
		4,3
4,7	4,7	4,7
		5,1
	5,6	5,6
		6,2
6,8	6,8	6,8
		7,5
	8,2	8,2
		9,1

Примечание.

1. Номинальные значения сопротивлений и емкостей получают, умножая числа из таблицы на 10^n , где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

2. Емкость электролитических конденсаторов может иметь следующие номинальные значения: 1, 2, 2,2, 4,7, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 1000, 2000, 5000.

ПРИЛОЖЕНИЕ Л

Микросхемы K174ПС4, AD831, K174УР7

Расположение выводов микросхем K174ПС4, AD831, K174УР7 показано на рис. Л.1, а их назначение указано в таблице Л.3.

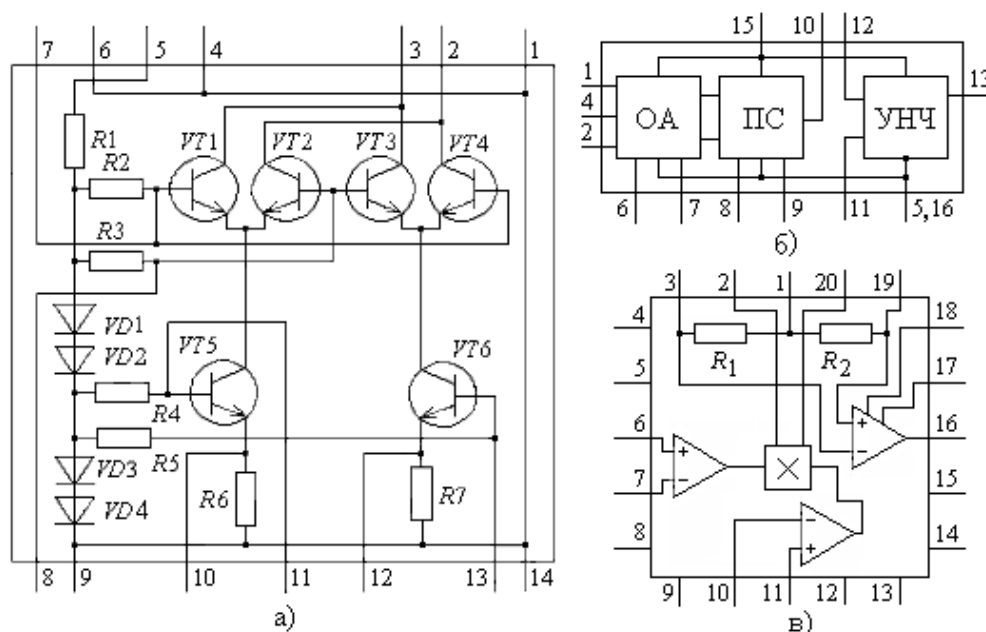


Рис. Л.1 — Расположение выводов микросхем: а — K174ПС4, б — K174УР7, в — AD831

В таблице Л.1 приведены параметры микросхем перемножителей K174ПС4, AD831, а в таблице Л.2 — параметры специализированной микросхемы K174УР7.

Таблица Л.1 — Параметры микросхем K174ПС4, AD831

Наименование параметра	Значение параметра	
	K174ПС4	AD831
Напряжение питания, В	$6 \pm 0,6$	9...11 В
Максимальная частота преобразуемого сигнала, МГц	1000	500
Промежуточная частота, МГц	0...200	0...200
Крутизна преобразования не менее, мА/В	6	
Коэффициент шума не более, дБ	15	14
Коэффициент подавления преобразуемого сигнала и сигнала гетеродина не менее, дБ	35	40
Входное сопротивление не менее, кОм	2	1
Потребляемый ток, мА	2,5	100
Коэффициент преобразования, дБ	—	0
Максимальная амплитуда входного сигнала, В	—	1

Таблица Л.2 — Параметры микросхемы К174УР7

Наименование параметра	Значение параметра
Напряжение питания, В	12...15
Максимальная частота входного сигнала, МГц	12
Минимально допустимая амплитуда входного сигнала, мкВ	100
Крутизна детекторной характеристики, мВ/МГц	5
Коэффициент подавления амплитудной модуляции, дБ	45
Входное сопротивление не менее, кОм	2
Потребляемый ток, мА	10...20

Таблица Л.3 — Назначение выводов микросхем К174ПС4, К174УР7, AD831

Номер вывода	Назначение вывода		
	К174ПС4	К174УР7	AD831
1	Общий	Вход 1 ограничителя	$+U_{и.п.}$
2	Выход 1	Блокировка	Выход 1 перемножителя
3	Выход 2	Не используется	Вход 1 УПЧ
4	Общий	Вход 2 ограничителя	Общий
5	$+U_{и.п.}$	Общий	$-U_{и.п.}$
6	Общий	Выход 1 ограничителя	Вход 1 сигнала
7	Вход гетеродина	Выход 2 ограничителя	Вход 2 сигнала
8	Вход гетеродина	Вход 1 перемножителя	$-U_{и.п.}$
9	Общий	Вход 2 перемножителя	$+U_{и.п.}$
10	Коррекция	Выход перемножителя	Вход 1 гетеродина
11	Вход сигнала	Вход 1 УНЧ	Вход 2 гетеродина
12	Коррекция	Вход 2 УНЧ	$+U_{и.п.}$
13	Вход сигнала	Выход УНЧ	Общий
14	Общий	Не используется	Напряжение смещения
15	—	$+U_{и.п.}$	$-U_{и.п.}$
16	—	Общий	Выход 1 УПЧ
17	—	—	Вход обратной связи
18	—	—	Выход 2 УПЧ
19	—	—	Вход 2 УПЧ
20	—	—	Выход 2 перемножителя

Примечание. Микросхемы имеют следующее число выводов: К174ПС4 — 14 выводов, К174УР7 — 16 выводов, AD831 — 20 выводов.

