

Радиоприемные устройства

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЛОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ И.С. ТУРГЕНЕВА»

В.Т. Еременко, А.П. Фисун, В.В. Казанов,
И.Ф. Малайчук, А.В. Ноздрачёв

Радиоприемные устройства

Орёл
ОГУ имени И.С. Тургенева
2018

УДК 621.396.221
ББК 32.884.1
Р15

Печатается по решению
редакционно-издательского совета
ОГУ имени И.С. Тургенева.
Протокол № 4 от 26.12.2017 г.

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой
информационных технологий и систем безопасности
федерального государственного бюджетного
образовательного учреждения высшего образования
«Российский государственный гидрометеорологический
университет» (г. Санкт-Петербург)
В.Г. Бурлов,

доктор технических наук, профессор, директор
Института автоматики и информационных технологий
федерального государственного бюджетного образовательного
учреждения высшего образования
«Тамбовский государственный технический университет»
Ю.Ю. Громов

Р15 **Радиоприемные устройства:** учебное пособие / В.Т. Ере-
менко [и др.]. – Орёл: ОГУ имени И.С. Тургенева, 2018. –
160 с.

ISBN 978-5-9929-0651-6

Учебное пособие содержит материал о назначении, общих прин-
ципах построения, а также о применении радиоприемных устройств
различного назначения.

Материал рассмотрен по главам: «Радиоприемные устройства
с цифровой обработкой сигналов», «Система управления профессио-
нальным радиоприемным устройством», «Электромагнитные помехи
и повышение помехоустойчивости приемников», «Радиоприемные
устройства различного назначения».

Предназначено студентам, изучающим дисциплину «Радиоприем-
ные устройства» в Орловском государственном университете имени
И.С. Тургенева.

УДК 621.396.221
ББК 32.884.1

ISBN 978-5-9929-0651-6

© Коллектив авторов, 2018
© ОГУ имени И.С. Тургенева, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ	5
ВВЕДЕНИЕ	8
1. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ	9
1.1. Общие сведения о внедрении цифровой обработки сигналов в технику радиоприема	9
1.2. Основные типы структурных схем цифровых радиоприемных устройств (ЦРПрУ)	20
1.3. Обобщённая структурная схема профессионального ЦРПрУ	24
1.4. Основные характеристики и параметры ЦРПрУ	28
Контрольные вопросы	42
2. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ЦОС В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ	44
2.1. Аналого-цифровые преобразователи для реализации обработки радиосигналов	44
2.2. Особенности усилителей радиочастоты для работы с аналого-цифровыми преобразователями	50
2.3. Схемы включения АЦП в аналоговую часть приёмного тракта цифрового радиоприемного устройства	51
2.4. Особенности структуры антиалайзингового фильтра	54
2.5. Цифровые сигнальные процессоры для РПрУ	58
2.6. Организация интерфейса цифрового сигнального процессора к АЦП и ЦАП в радиоприемном устройстве	72
2.7. Устройства ЦОС на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) для РПрУ	81
2.8. Прототипирование программно-определяемых блоков радиоприемников	85
Контрольные вопросы	90
3. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫМ РАДИО-ПРИЕМНЫМ УСТРОЙСТВОМ	92
3.1. Общие сведения о системе управления профессиональным радиоприемным устройством	92
3.2. Системы управления, настройки и регулировки профессионального радиоприемного устройства	93
3.3. Автоматическая регулировка усиления	101

3.3.1. Методы регулирования коэффициента усиления	105
3.3.2. Разновидности систем АРУ и их характеристика.....	109
3.3.3. Работа элементов РПрУ совместно с цепью обратной усиленной АРУ с задержкой	114
3.4. Автоматическая регулировка чувствительности	119
3.5. Автоматическая регулировка избирательности	122
Контрольные вопросы.....	122
4. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ.....	124
4.1. Радиоприемные устройства систем радиосвязи специального назначения.....	124
4.2. Радиоприемники радиостанций подвижной радиосвязи	129
4.2.1. Общие сведения о радиоприемниках радиостанций подвижной радиосвязи	129
4.2.2. Реализации ЦОС в радиоприемниках систем сотовой связи	133
4.3. Радиоприемные устройства радиорелейной связи	142
4.4. Радиоприемные устройства тропосферных радиолиний	148
4.5. Радиоприемные устройства спутниковой радиосвязи	152
Контрольные вопросы.....	155
ЛИТЕРАТУРА	157

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

АГ	– автогенератор;
АИФ	– аналоговый интерполяционный фильтр;
АПЧ	– автоподстройка частоты;
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь;
АФС	– антенно-фидерная система;
АЧПТ	– аналоговая часть приемного тракта;
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика;
АЭ	– активный элемент;
БПФ	– быстрое преобразование Фурье;
БТ	– биполярный транзистор;
БФС	– блок формирования сигналов;
ВАХ	– вольт-амперная характеристика;
ВГ	– вспомогательный генератор;
ВЦ	– входная цепь;
ВЧ	– высокочастотные (колебания);
ГВЗ	– групповое время задержки;
ГУН	– генератор, управляемый напряжением;
ДКМВ	– декаметровые волны;
ДОЧ	– датчик опорных частот;
ДЧ	– делитель частоты;
КГ	– кварцевый генератор;
КПД	– коэффициент полезного действия;
КС	– колебательная система;
МВ	– метровые волны;
НЭ	– нелинейный элемент;
ОБ	– общая база;
ОГ	– опорный генератор;
ОФТ	– относительная фазовая телеграфия;
ОЭ	– общий эмиттер;
ПГ	– перестраиваемый генератор;
ПЗУ	– постоянное запоминающее устройство;
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема;
ПРМ	– приемник;
ПТ	– полевой транзистор;
ПФ	– полосовой фильтр;
ПЧ	– промежуточная частота;

ПрЧ	– преобразователь частоты;
РВ	– регулирующее воздействие;
РПрУ	– радиоприемное устройство;
РЭ	– реактивный элемент;
СВЧ	– сверхвысокочастотные (колебания);
СМ	– смеситель (частот);
СУ	– сравнивающее устройство;
СЧ	– синтезатор частоты;
ТПЧ	– тракт преобразования (переноса) частоты;
ТРЧ	– тракт радиочастоты (преселектор);
УВВ	– устройство ввода-вывода;
УГ	– управляемый генератор;
УЛЗ	– управляемая линия задержки;
УМ	– усилитель мощности;
УНЧ	– усилитель низкой частоты;
УПФ	– узкополосный полосовой фильтр;
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты;
УРЧ	– усилитель радиочастоты;
УУ	– устройство управления;
УЧ	– умножители частоты;
УЭ	– усилительный элемент;
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты;
ФД	– фазовый детектор;
ФНЧ	– фильтр нижних частот;
ФСИ	– фильтр сосредоточенной избирательности;
ФЧХ	– фазочастотная характеристика;
ЦАП	– цифроаналоговый преобразователь;
ЦИФД	– цифровой импульсно-фазовый детектор;
ЦП	– цепь питания;
ЦОС	– цифровая обработка сигналов;
ЦРПрУ	– цифровое радиоприемное устройство;
ЦЧПТ	– цифровая часть приемного тракта;
ЧАПЧ	– частотная автоподстройка частоты;
ЧД	– частотный детектор;
ЧТ	– частотная телеграфия;
ЧФД	– частотно-фазовый детектор;
ЭМС	– электромагнитная совместимость;
ЭМО	– электромагнитная обстановка;
ЭФПИ	– электрофизический преобразователь информации;

ASIC	– интегральная схема специального назначения (Application Specific Integrated Circuit)
MAC	– умножение с накоплением (multiply and accumulate); умножитель - накопитель (аккумулятор);
DMA	– (direct memory access) прямой доступ в память (ПДП)
MSPS	– мегавыборок в секунду (megasamples per second), Мвыборок/с
FIFO	– память типа «первый пришел, первый вышел» (first-in, first-out);
FPGA	– программируемая пользователем вентильная матрица (Field Programmable Gate Array)
DAG	– генератор адресов данных (data address generator);
SDR	– радиосредства, алгоритмы работы которых определяются программным обеспечением (Software-Defined Radio)
SPORT	– последовательный порт (serial port);
SRAM	– статическая ОЗУ (read only memory)
SoC	– System-on-Chip

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Радиоприёмные устройства» в федеральном государственном образовательном стандарте высшего профессионального образования по специальности «Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи» относится к специальным дисциплинам. Она имеет важное самостоятельное значение, как в формировании специальных знаний, так и в профессиональной деятельности специалистов по различным радиотехническим системам связи и вещания. Это обусловлено тем, что радиоприемные устройства являются неотъемлемой и важной функциональной частью всех радиотехнических систем. От правильного функционирования радиоприемных устройств (РПрУ) в значительной степени зависят многие качественные показатели всей радиотехнической системы в целом.

Радиоприемные устройства широко используются в радиосвязи, радиорелейной, тропосферной и космической связи, радио- и телевизионном вещании, в системах: подвижной радиосвязи, радионавигации, беспроводного доступа, радиоуправления и радиотелеметрического контроля разнообразными объектами, радиолокационных, а также как отдельные и самостоятельные радиотехнические устройства.

В зависимости от назначения радиотехнической системы применяют тот или иной тип радиоприемника: связной, телевизионный, телеметрический, телеуправления, профессиональные или вещательные.

В последние годы тенденции развития техники радиоприема обусловлены взаимосвязанными процессами развития интегральной микроэлектроники, внедрения методов и средств цифровой обработки сигналов и вычислительной техники и дальнейшего освоения микроволновых диапазонов. Кроме того, появились новые подходы к некоторым терминологическим, научным и технологическим вопросам и решаемым задачам, которые связаны в том числе и с теорией приема и обработки сигналов, а также в целом с РПрУ.

С другой стороны, эффективность использования средств радиосвязи определяется не только степенью их технического совершенства, но и тем, насколько умело инженерно-технический состав применяет их для решения различного рода задач по обеспечению радиосвязи.

1. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

1.1. Общие сведения о внедрении цифровой обработки сигналов в технику радиоприема

Цифровое радиоприемное устройство – это радиоприемное устройство, которое реализует функции по приему радиосигналов с использованием дискретизации, квантования, цифровых методов фильтрации, демодуляции и других функций обработки и преобразования принимаемых сигналов возможно ближе к антенному входу [2].

Внедрение техники цифровой обработки сигналов (ЦОС) в РПрУ имеет свои достоинства и недостатки.

Основные преимущества использования цифровой обработки сигналов перед аналоговой в РПрУ:

1. Более высокая точность обработки сигналов по сложным алгоритмам.
2. Гибкая и оперативная перестройка алгоритмов обработки.
3. Возможность применения интегральных микросхем с высокой степенью интеграции.
4. Высокая технологичность изготовления и автоматизации эксплуатации устройств с ЦОС.
5. Возможность создания радиоприемников с характеристиками, недостижимыми при использовании аналоговых методов обработки сигналов.

Основные недостатки использования цифровой обработки сигналов перед аналоговой обработкой в РПрУ:

- появление шумов квантования;
- образование каналов наложения спектров при дискретизации аналогового сигнала в АЦП.

Обобщенная структурная схема радиоприёмника с цифровой обработкой сигналов представлена на рис. 1.1.

В состав обобщенной структурной схемы радиоприёмника с цифровой обработкой сигналов входят следующие элементы: аналоговая часть приемного тракта (АЧПТ); аналогово-цифровой преоб-

разователь (АЦП); цифровая часть приемного тракта (ЦЧПТ); цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП); АИФ – аналоговый интерполяционный фильтр.



Рис. 1.1. Обобщенная структурная схема радиоприёмника с цифровой обработкой сигналов

Рассмотрим особенности внедрения цифровой обработки сигналов в технику радиоприёма, достоинства и недостатки цифровой обработки радиосигналов в радиоприемниках, выбор АЦП для преобразования радиосигнала в цифровую форму, а так же разберём обобщённую структурную схему современного ЦРПУ и её основные характеристики.

Особенности внедрения ЦОС в технику радиоприёма

Причинами внедрения ЦОС в технику радиоприёма является необходимость:

- использования сложных алгоритмов обработки;
- реализации универсальных РПУ;
- адаптации к условиям ведения радиосвязи;
- реализации высокой степени интеграции РПУ;
- снижения массогабаритных показателей и стоимости РПУ;
- использования средств автоматизации;
- использования автоматизированных систем сквозного проектирования.

Выделим ряд особенностей цифровой обработки радиосигналов, которые, с одной стороны, предъявляют достаточно жесткие требования к элементной базе РПУ, а с другой – облегчают разработку самой элементной базы, ориентированной на реализацию цифровых радиоприемных устройств.

Интенсивное внедрение ЦОС в технику радиоприёма объясняется сложностью или невозможностью решения ряда практических задач с помощью аналоговой обработки и вместе с тем – повсеместным внедрением дискретной микроэлектроники и расширением функциональных возможностей цифровой вычислительной техники.

Несмотря на перечисленные причины (или исходя из имеющейся необходимости) внедрения ЦОС в технику радиоприёма, использование цифровой обработки радиосигналов на практике связано со специфическими особенностями (или со значительными трудностями).

Рассмотрим, с чем они связаны, используя следующую логику построения ЦРПрУ.

Логика внедрения ЦОС в технику радиоприема

В цифровых приемниках основные функции выделения полезного сигнала и преобразования его смеси с помехами осуществляются цифровыми устройствами.

Радиосигнал на выходе антенны ЦРПрУ представляется собой аналоговое напряжение. Для его обработки в цифровом приемнике необходим аналого-цифровой преобразователь.

Принципиально, казалось бы, можно подключать АЦП непосредственно к выходу антенны (рис. 1.2), а после АЦП включать блок ЦОС.

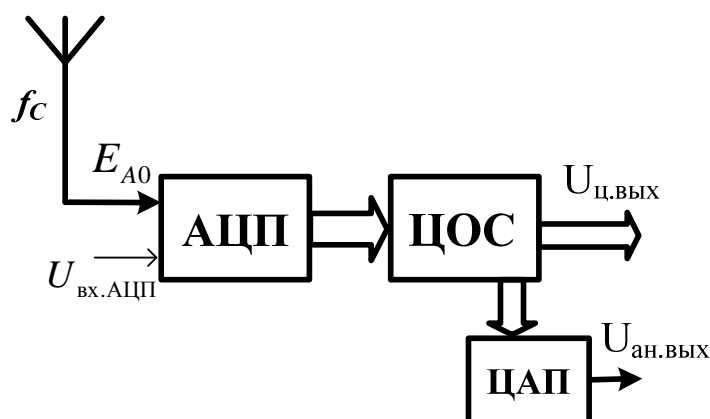


Рис. 1.2. Непосредственное подключение АЦП к антенне реализовать нельзя

Пользуясь, например, микропроцессорами, можно реализовать регулировку усиления – автоматическую и программную, подстройку частоты, фазовую синхронизацию и т. п.:

1. Непосредственное подключение АЦП к антенне реализовать в общем случае нельзя. Между антенной и АЦП необходим усилитель (рис. 1.3), поскольку подводимое к АЦП напряжение должно

быть порядка нескольких вольт, а чувствительность современных радиоприемников порядка десятых долей микровольт.

$$E_{A0} \ll U_{\text{вх.АЦП}} \quad (1.1)$$

где E_{A0} – чувствительность приемника;

$U_{\text{вх.АЦП}}$ – требуемое входное напряжение АЦП.

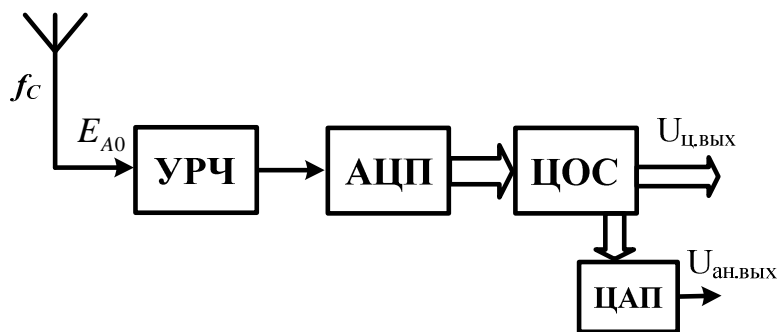


Рис. 1.3. Включение усилителя между антенной и АЦП

В современных АЦП минимально допустимый шаг квантования примерно равен 0,2 мкВ.

Рассматривая ЦОС, необходимо помнить о таком побочном явлении, как шум квантования. Шум, или ошибки, искажения квантования, возникают при преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму за счет наличия квантованных уровней в выходном сигнале в отличие от сплошного аналогового входного сигнала (рис. 1.4). Шум квантования выражается в виде средней мощности шума равной $\frac{q^2}{12}$, где q – шаг квантования.

2. *Схема радиоприемника с АЦП начинаться не может, т.к. АЦП имеет относительно высокий коэффициент шума в сравнении с другими его каскадами [15]:*

$$\left(\frac{U_C}{U_{\text{ш}}} \right)_{\text{АЦП}} = 6,02 \cdot n_{\text{разр}} + 1,76 \text{ [дБ]}; \quad (1.2)$$

где $\left(\frac{U_C}{U_{\text{ш}}} \right)_{\text{АЦП}}$ – отношение «сигнал – шум» на выходе АЦП;

$n_{\text{разр}}$ – число разрядов (рядность АЦП) при равномерном квантовании.

Как известно [5, 12, 15], коэффициент шума радиоприемника как многокаскадной схемы в первую очередь определяется коэффициентом шума первого каскада. Каждый последующий каскад влияет на общую величину коэффициента шума радиоприемника $N_{\text{прм.общ}}$. Чем меньше каскадов, тем меньше коэффициент шума N_i приемника. Усиление по мощности вносят предшествующие ему каскады.

$$N_{\text{прм.общ}} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1}K_{p2} \dots K_{p(n-1)}},$$

где N_1, N_2, \dots, N_n – коэффициент шума 1, 2, ... n каскада радиоприемника;

$K_{p1}, K_{p2}, \dots, K_{pn}$ – коэффициент усиления 1, 2, ... n каскада радиоприемника.

Поэтому исходя из требований к радиоприемнику по шумам [5], АЦП должен предшествовать усилитель, который имеет небольшой коэффициент шума и большой коэффициент усиления.

3. Динамический диапазон АЦП не соответствует динамическому диапазону входных сигналов радиоприемника. Динамический диапазон современных быстродействующих АЦП с разрядностью 8 – 14 лежит в пределах от 50 дБ до 80 дБ.

Исходя из свойств, например, декаметрового радиоканала, динамический диапазон входных сигналов в декаметровом диапазоне волн примерно 120...140 дБ.

Динамический диапазон радиоприемника – это отношение максимально допустимого напряжения входного сигнала $E_{\text{А доп}}$ к чувствительности приемника $E_{\text{А0}}$:

$$D = 20 \lg \left(\frac{E_{\text{А доп}}}{E_{\text{А0}}} \right) [\text{дБ}].$$

Минимальный уровень $E_{\text{А0}}$ сигнала на входе РПрУ определяется уровнем собственных шумов, т.е. реальной чувствительностью радиоприемника. Максимальный уровень сигнала $E_{\text{А доп}}$ ограничен до-

пустимыми нелинейными искажениями сигнала (из-за перегрузки входных каскадов). Таким образом, динамический диапазон радиоприемника характеризует пределы изменения уровня входных сигналов E_A , при которых обеспечивается допустимая потеря информации, содержащейся в полезном сигнале.

Как будет доказано в гл. 2, динамический диапазон радиоприёмника может быть доведен до необходимо уровня с помощью системы АРУ. Реализация системы АРУ в радиоприемнике требует наличия на его входе усилителей с возможностью регулировки коэффициентов усиления.

4. *Условие осуществления АЦП.* Для исключения влияния шума квантования на качество приёма необходимо, чтобы *эффективное значение напряжения смеси сигнала и помех на входе АЦП превышало шаг квантования* $U_{эфф.(C+П)} > q$.

В современных АЦП минимально допустимый шаг квантования таков, что требуется значительное усиление сигналов до АЦП.

5. *Мощность шума квантования д.б. значительно ниже уровня принимаемого сигнала:* $U_{ш.кв}^2 \ll U_{эфф.C}$.

6. *Число уровней квантования, разрядность (число разрядов) и шаг квантования АЦП зависят от динамического диапазона входных сигналов.*

Основными энергетическими параметрами АЦП являются число уровней квантования L , разрядность $n_{разр}$ и шаг квантования q . Эти параметры связаны между собой следующими соотношениями:

- числом уровней квантования $L = 2^{n_{разр}}$;
- шагом квантования в АЦП $q = \frac{U_{пш}}{2^{n_{разр}} - 1}$, где $U_{пш}$ – максимальное входное напряжение АЦП (напряжение полной шкалы) (рис. 1.4).

Зависимость числа уровней квантования от динамического диапазона входных сигналов ($D_{ВХ.С}$) определяется следующим выражением:

$$L \geq D_{ВХ.С}. \quad (1.3)$$

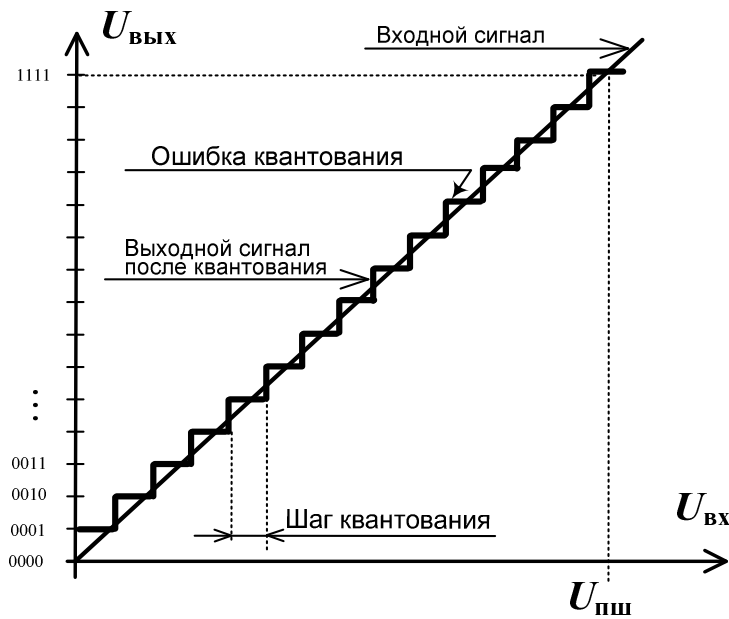


Рис. 1.4. Ошибка квантования как функция амплитуды в диапазоне шагов квантования

Пример. Для реализации ЦРПрУ в диапазоне 1,5...30 МГц с чувствительностью 1 мкВ и в динамическом диапазоне входных сигналов 120 дБ потребуется 20 - разрядный АЦП с размахом линейной амплитудной характеристики 0,2 В, с шагом квантования $q = 0,2$ мкВ, числом шагов квантования $L = 2^{20}$.

7. *Ограниченное быстроедействие АЦП не позволяет использовать их при достаточно высокой частоте радиосигнала (от десятков до сотен мегагерц или даже до гигагерц).* АЦП имеет конечную частоту дискретизации f_d . Частота дискретизации связана с частотой входного сигнала f_c по известной формуле, определяемой теоремой Котельникова (1.4).

При обработке сигналов с частотами, не превышающими несколько десятков МГц, скорость АЦП (для АЦП последовательного приближения она составляет несколько сотен Мвыб/с при разрядности до 12 бит) позволяет использовать классический принцип дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова (1.4), согласно которой частота выборок должна быть как минимум в два раза больше верхней частоты в спектре дискретизируемого сигнала. При этом оцифровке подвергается диапазон частот от постоянной составляющей до половины частоты дискретизации.

Для выбора частоты дискретизации f_d в зависимости от несущей частоты сигнала f_c и ширины его спектра $\Delta F_{СП}$ могут быть использованы два ключевых выражения [6]:

$$f_d > 2\Delta F_{СП}; \quad (1.4)$$

$$f_d = \frac{4f_c}{2N_Z - 1}, \quad (1.5)$$

где $N_Z = 1, 2, 3, \dots$ – номер зоны Найквиста, в которую попадает несущая сигнала;

$\Delta F_{СП}$ – ширина спектра входного сигнала.

Зоной Найквиста (Котельникова) называется полоса частот от 0 до $f_d/2$. Весь частотный спектр делится на бесконечное число зон Найквиста, равных по ширине $f_d/2$ (рис. 1.5).

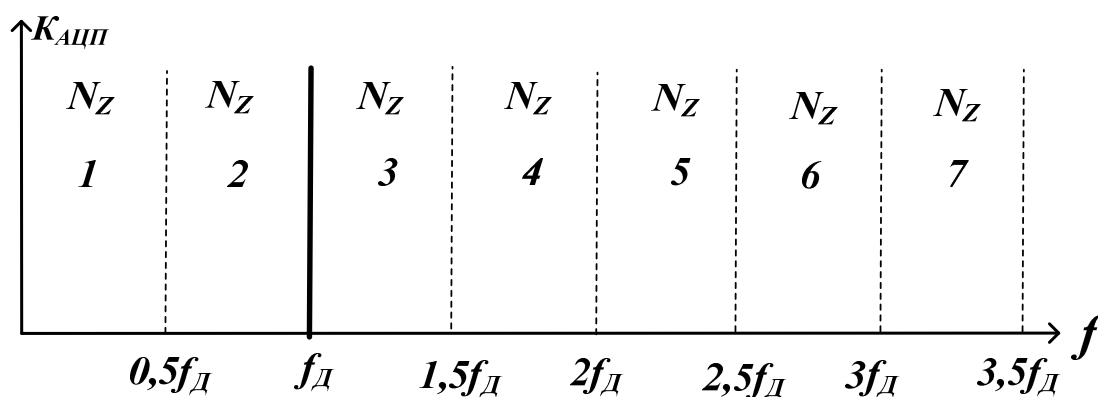


Рис. 1.5. Распределение зон Котельникова (Найквиста) относительно частоты дискретизации

К расчету частоты дискретизации следует подходить очень тщательно, так как ее правильный выбор позволяет улучшить соотношение «цена/качество» радиоприемного устройства.

Для высокочастотных сигналов используется полосовая дискретизация, которая позволяет обойти ограничение, накладываемое теоремой Котельникова для обработки узкополосных сигналов, у которых ширина спектра много меньше абсолютного значения центральной частоты. Этому условию соответствуют практически все радиосигналы. В этом случае теорема Котельникова звучит следующим образом: для сохранения информации о сигнале частота его дискре-

тизации должна быть равной или большей, чем удвоенная ширина его полосы [4]. Математически условие, которое должна выполнять частота дискретизации, описывается выражением:

$$\frac{(2f_c - \Delta F_{\text{СП}})}{m} \geq f_d \geq \frac{(2f_c + \Delta F_{\text{СП}})}{m+1},$$

где m – произвольное целое число, выбираемое таким образом, чтобы выполнялось соотношение (1.4).

Исходя из п. 7, *между антенной и АЦП необходимо, кроме усилителя, поставить преобразователь частоты*. Преобразователь частоты (рис. 1.8) обеспечивает приведение частоты радиосигнала к требуемому значению частоты входного напряжения АЦП $\left(F_{\text{тр АЦП}}\right)$:

$$F_{\text{вх АЦП}}(f_{\text{с max}}) = F_{\text{тр АЦП}} \leq \frac{1}{2} f_d. \quad (1.6)$$

8. *При дискретизации аналогового сигнала в АЦП образуются каналы наложения спектров*. Каналы наложения спектров образуются по два возле каждой гармоники частоты дискретизации:

$$\pm k f_d \pm f_c. \quad (1.7)$$

Наличие каналов наложения спектров в цифровом радиоприемнике аналогично появлению побочных каналов приема в аналоговом радиоприемнике с преобразователем частоты (приемник прямого преобразования, супергетеродинный приемник).

Комбинационные частоты в (1.7) являются зеркальными отражениями частоты сигнала относительно гармоник частоты дискретизации и для отличия от аналогового преобразования называются *изображениями полезного сигнала* (в зарубежной литературе – Image). Расположение каналов наложения спектров (Image – изображения полезного сигнала) при дискретизации аналогового сигнала в ЦРПрУ показано на рис. 1.6.

АЧХ каналов наложения спектров на рис. 1.6 соответствует случаю, когда входной радиосигнал подается во вторую зону Найквиста (Котельникова), другие варианты подачи входного радиосигнала подробно будут рассмотрены в подп. 2.4.

Для цифровых радиоприемников подавление каналов наложения спектров не менее актуально, чем для аналоговых – подавление по-

боковых каналов приема. Фильтр, предназначенный для подавления изображений полезного сигнала (каналов наложения спектров) в цифровых РПрУ, называется *антиалайзинговым*.

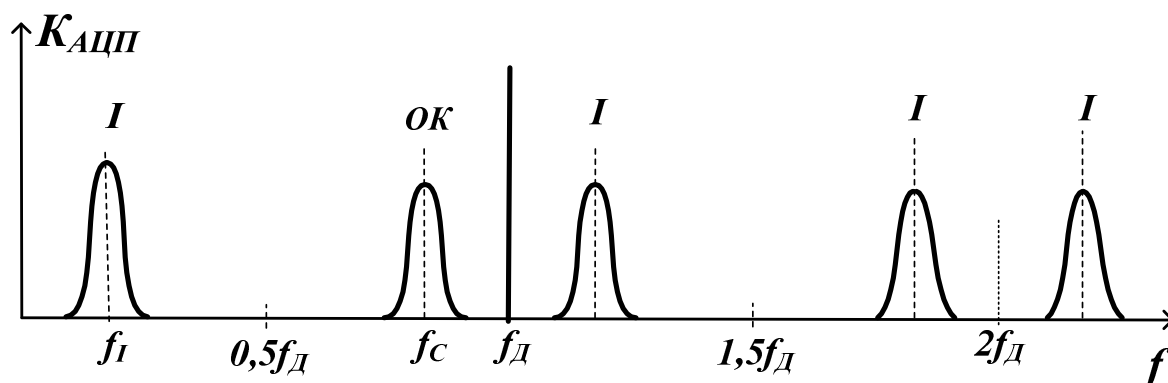


Рис. 1.6. Каналы наложения спектров при дискретизации аналогового сигнала в ЦРПрУ (входной радиосигнал подается во вторую зону Найквиста):

ОК – основной канал; *I* – изображения (Image) интересующего сигнала;

f_D – частота дискретизации; f_C – частота полезного сигнала

Антиалайзинговый фильтр для подавления каналов наложения спектров необходимо включить в ЦРПрУ между антенной и АЦП. На рис. 1.8 он показан в структуре преселектора в виде ВЦ.

Структура антиалайзингового фильтра, его основные характеристики и принцип работы будут подробно рассмотрены в подп. 2.4.

9. Для малых искажений, а также для реализации требуемой разрядности АЦП при дискретизации непрерывного сигнала его спектр должен быть ограничен. Для ограничения спектра между антенной и АЦП кроме усилителей необходимы аналоговые фильтры с высокой прямоугольностью АЧХ.

Исходя из этого, между антенной и АЦП кроме усилителя и преобразователя частоты необходимо поставить полосовой фильтр, реализующий заданную полосу пропускания $\Delta F_{\text{ПП}}^{\text{ПФ}}$, равную спектру радиосигнала $\Delta F_{\text{СП}}^{\text{РС}}$ с учетом нестабильности радиолинии.

$$\Delta F_{\text{ПП}}^{\text{ПФ}} = \Delta F_{\text{СП}}^{\text{РС}} + 2\Delta f_{\text{рл}}. \quad (1.8)$$

Кроме этого, полоса пропускания влияет на реализуемую разрядность АЦП (рис. 1.7). На данном рисунке частоту преобразования в этом случае необходимо заменять полосой пропускания (1.8) с учетом выражения 1.4.

На рис.1.7. область с названием «сложно» соответствует большинству высококачественных дискретных АЦП, предлагаемых известными производителями микросхем обработки смешанных сигналов. Область в левом верхнем углу графика «достаточно легко» относится к недорогим микросхемам АЦП или большим цифровым интегральным схемам со встроенными АЦП, например, микроконтроллерам. Область в правом нижнем углу нереализуема для большинства практических целей, за исключением уникальных изделий, в которых нет ограничений на стоимость.

Разумеется, со временем «сложная» область на графике будет сдвигаться вправо и вниз, то есть производительность АЦП будет повышаться. Эта тенденция аналогична ситуации с цифровыми микросхемами, здесь также работает закон Мура, который гласит, что прирост динамического диапазона интегральных схем для обработки смешанных сигналов составляет в среднем 2 дБ в год, а прирост разрядности – 1 бит в три года.

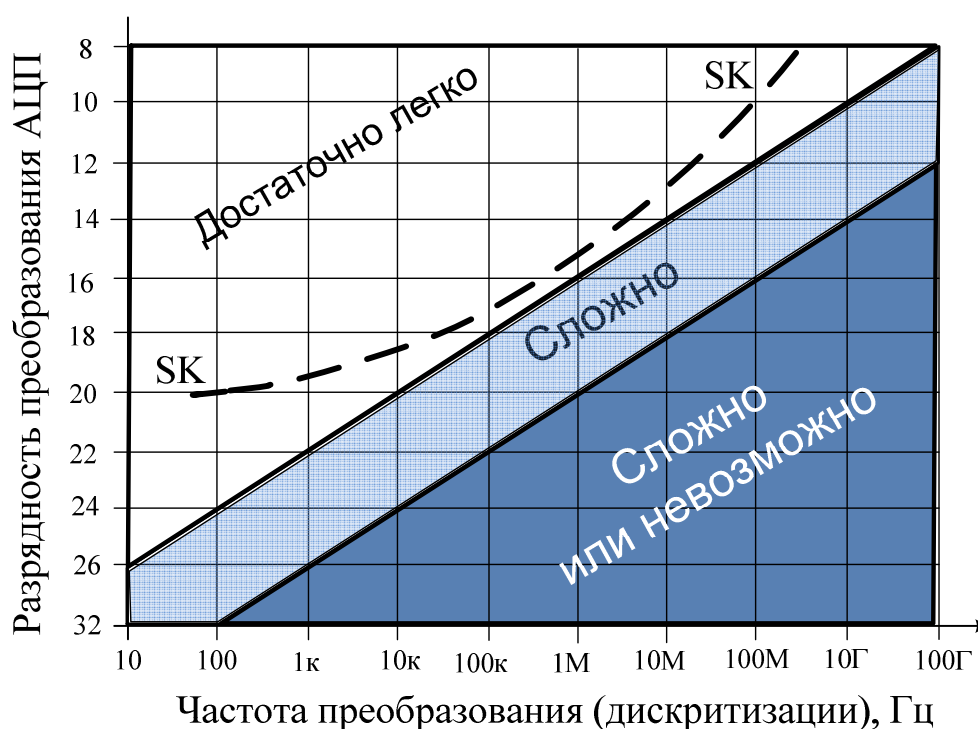


Рис. 1.7. Трудность реализации требуемой разрядности АЦП в зависимости от нужной частоты преобразования (дискретизации)

При разработке систем общего назначения инженеру следует держаться подальше от «невозможной» области. Однако имеется огромная масса систем, требующих АЦП именно из этой области,

например, программируемые радиоприёмники и быстродействующие интегральные схемы для технологий беспроводной связи стандартов IEEE 802.11, IEEE 802.16, LTE.

В результате, все перечисленные величины взаимно определяют возможность реализации АЦП с требуемой разрядностью в зависимости от нужной частоты преобразования (дискретизации).

10. Число разрядов АЦП $n_{\text{разр}}$ (разрядность преобразования) также определяет требуемое значение частоты входного напряжения АЦП.

$$F_{\text{тр АЦП}} \sim \frac{1}{n_{\text{разр}}}.$$

Таким образом, рассмотренные пункты логики внедрения ЦОС в технику радиоприема позволяют представить обобщенную структуру ЦРПрУ, состоящую из таких элементов, как антенна, полосовой фильтр (ВЦ), усилитель радиочастоты (УРЧ) с нагрузкой в виде полосового фильтра, преобразователя частоты (ПрЧ), блока АЦП и блока ЦОС (цифрового сигнального процессора).

Обобщая результаты, перечисленные в пунктах логики внедрения ЦОС в технику радиоприема, можно выделить основные типы структурных схем цифровых радиоприемных устройств.

1.2. Основные типы структурных схем цифровых радиоприемных устройств

Наличие в схеме ЦРПрУ усилителя радиочастоты, антиалайзингового фильтра, преобразователя частоты и фильтра сосредоточенной избирательности (п. 1.1.1) приводит к необходимости дополнить схему цифрового радиоприемного устройства элементами обеспечивающими обработку радиосигнала до АЦП согласно общей теории радиоприёма (рис. 1.8).

Структурная схема цифрового радиоприемного устройства (рис. 1.8) до АЦП представляет собой структуру супергетеродинного приемника. Схема супергетеродинного приемника в радиотракте ЦРПрУ предназначена для приведения различных частот в диапазоне настройки радиоприёмника к некоторой постоянной промежуточной частоте и реализации на этой частоте основных избирательности

и усиления (чувствительности), обеспечивающих нормальную работу АЦП.

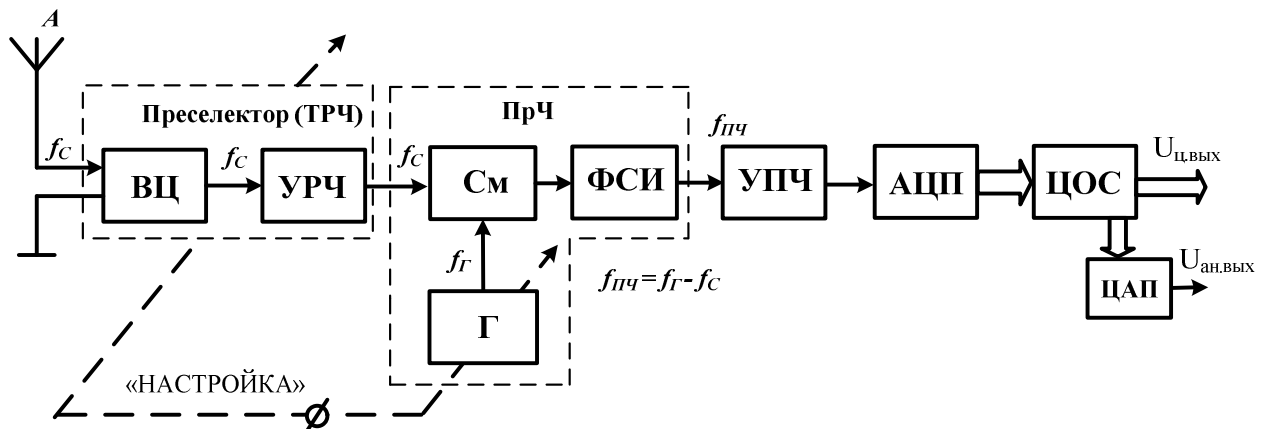


Рис. 1.8. Структурная схема цифрового радиоприемного устройства с элементами, обеспечивающими его работу согласно общей теории радиоприёма

В схеме на рис. 1.8. динамический диапазон АЦП (50...80 дБ) соответствует динамическому диапазону сигналов на промежуточной частоте (60...70 дБ):

$$D_{\text{АЦП}} \equiv D_{\text{ПЧ}}.$$

Преобразователь частоты (см. рис. 1.8) осуществляет приведение частоты радиосигнала к требуемому значению частоты входного напряжения АЦП:

$$f_{\text{ПЧ}} = F_{\text{тр АЦП}} \leq \frac{1}{2} f_{\text{д}}.$$

Фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ) обеспечивает требуемое ограничение спектра сигнала (1.8) перед АЦП.

Здесь же можно учесть требования по необходимости ограничения спектра из-за особенностей реализации радиочастотного тракта между антенной и АЦП (особенностей структуры конкретного типа аналоговой части приемного тракта ЦРПрУ).

К преимуществам супергетеродинов, применяемых в цифровых радиоприемниках, можно добавить снижение требований к быстродействию АЦП при снижении средней частоты спектра сигнала f_c до промежуточной $f_{\text{ПЧ}}$ (см. рис. 1.8) или до $f_{\text{ПЧ}} = 0$, как при

прямом преобразовании частоты (приемники прямого преобразования частоты).

В последнем случае при несинхронном гетеродине возможна потеря информации о фазовых соотношениях и огибающей сигнала. Чтобы предотвратить эту потерю, применяют двухканальные квадратурные преобразователи частоты, как при прямом преобразовании частоты (рис. 1.9).

Структурная схема цифрового радиоприемного устройства (рис. 1.9) до АЦП представляет собой структуру приемника прямого преобразования с формированием квадратурных компонент перед оцифровкой или основной обработкой. Добавление квадратурных компонент позволяет в дальнейшей обработке анализировать как амплитуду, так и фазу радиосигнала.

Для получения квадратурных выборок радиосигнала он разделяется на две части и посылается на два разных смесителя. На вход второго смесителя поступает сигнал гетеродина, сдвинутый на 90° относительно аналогичного сигнала, поступающего на вход первого смесителя, что делает эти сигналы ортогональными. Результирующие сигналы называются синфазным и квадратурным, или I и Q . Эти сигналы затем одновременно оцифровываются АЦП. Каждая выборочная точка теперь вместо одного значения имеет два – I и Q .

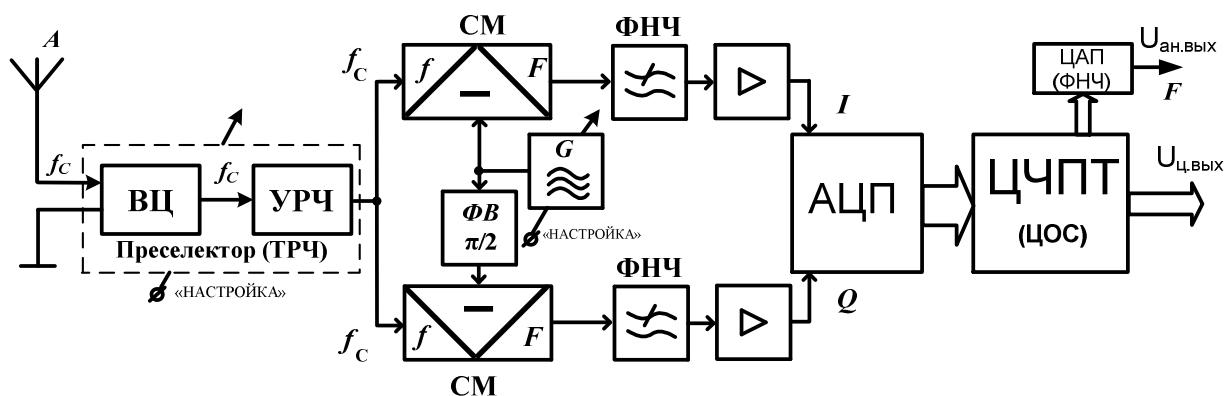


Рис. 1.9. Структурная схема цифрового радиоприемного устройства с квадратурным преобразованием (с восстановлением информации о фазовых соотношениях и огибающей сигнала)

Наряду с этим приемники гетеродинного типа позволяют достичь высоких избирательности и чувствительности. Главными проблемами этих приемников остаются: подавление побочных каналов приема на гармониках гетеродина, согласования квадратурных кана-

лов по фазе и невысокая способность интеграции компонентов на одной микросхеме.

Необходимость согласования квадратурных каналов отпадает в схеме приемника с аналого-цифровым преобразованием сигнала на ПЧ и цифровым квадратурным преобразованием частоты [9]. При этом значительно возрастают требования к АЦП на полосу пропускания, частоту дискретизации и динамический диапазон. Последнее требование является наиболее жестким, поскольку для высокоскоростных АЦП, работающих с частотами дискретизации от 2 МГц до 4 ГГц, каждое удвоение частоты дискретизации приводит к уменьшению разрешения на 1 бит (см. рис.1.7).

Третьим вариантом построения структурной схемы цифрового радиоприемного устройства является схема, представленная на рис. 1.10.

Структурная схема цифрового радиоприемного устройства (рис. 1.10) до АЦП представляет собой структуру приемника прямого усиления. В этом случае ВЦ выступает в роли антиалайзингового фильтра для подавления каналов наложения спектров. УРЧ обеспечивает заданный уровень радиосигнала на входе АЦП, при котором выполняются требования, перечисленные в первых пунктах логики внедрения ЦОС в технику радиоприема.

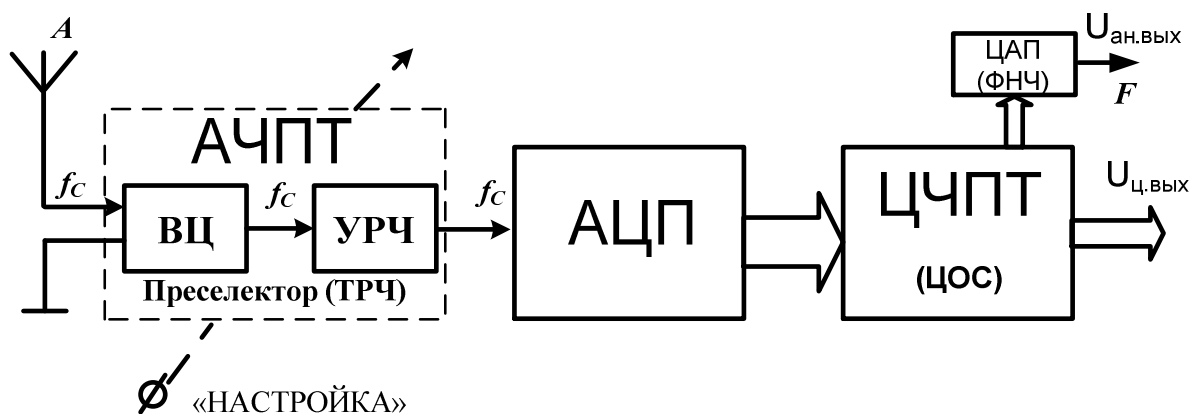


Рис. 1.10. Структурная схема цифрового радиоприемного устройства с простой схемой обработки до АЦП

Применение цифрового радиоприемного устройства с простой схемой обработки до АЦП целесообразно, когда к ЦРПУ не предъявляют высокие требования по чувствительности и избирательности, а радиосигнал на входе приемника обладает высоким и устойчивым соотношением «сигнал/шум».

Исходя из изложенной логики внедрения ЦОС в технику радиоприема (построения ЦРПрУ) обобщенная структурная схема цифрового радиоприемного устройства будет содержать:

- аналоговую часть приемного тракта (АЧПТ) или радиоблок;
- блок аналого-цифрового преобразователя (АЦП) или блок дискретизации и квантования (БДК);
- цифровую часть приемного тракта (ЦЧПТ) или ЦОС.

Обобщенная структурная схема цифрового радиоприемного устройства представлена на рис. 1.11.

Состав АЧПТ будет представлять собой супергетеродинную схему, схему прямого преобразования или схему прямого усиления (в самом простом виде усилитель радиочастоты и антиалайзинговый фильтр).

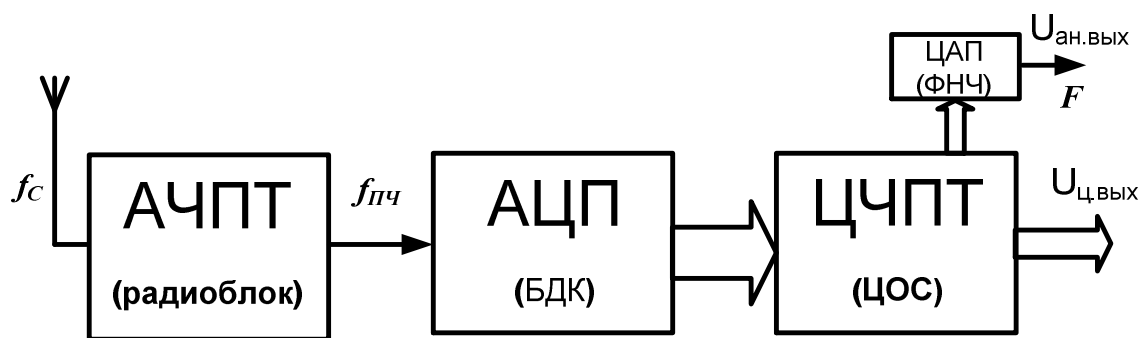


Рис. 1.11. Обобщенная структурная схема цифрового радиоприемного устройства

Назначение и состав АЦП и ЦЧПТ будут рассмотрены далее.

Достоинства и недостатки цифрового радиоприёмника связаны с достоинствами и недостатками схем аналоговой и цифровой частей цифрового радиоприёмника.

1.3. Обобщённая структурная схема профессионального ЦРПрУ

Обобщенная структурная схема профессионального цифрового радиоприемного устройства представлена на рис. 1.12.

Аналоговая часть приемного тракта (АЧПТ) предназначена для приведения различных частот в диапазоне настройки радиоприёмника к некоторой постоянной промежуточной частоте $f_{пч}$ и реализа-

ции на этой частоте предварительной избирательности и основного усиления, обеспечивающих нормальную работу АЦП. Условия нормальной работы АЦП предполагают, что радиосигналы на входе АЦП имеют выравненный динамический диапазон, заданное соотношение «сигнал/шум», постоянную частоту и ограничены по спектру.

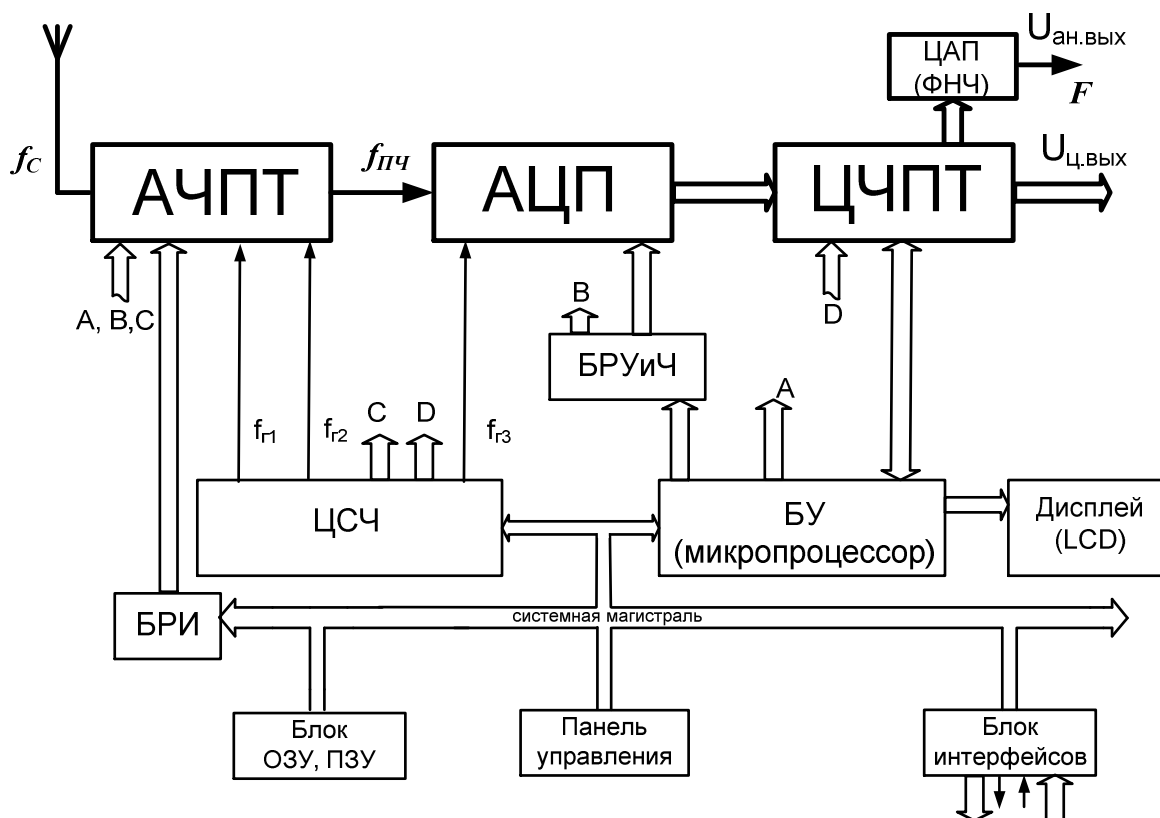


Рис. 1.12. Обобщенная структурная схема профессионального цифрового радиоприемного устройства

АЧПТ представляет собой линейную часть приемника (относительно радиосигналов). Ее основное назначение с точки зрения обеспечения качественной работы радиоприемника будет подробно рассмотрено в гл.3.

С выхода АЧПТ сигнал на $f_{ПЧ}$ поступает на АЦП. На постоянной $f_{ПЧ}$ с заданным номиналом сигнал может быть относительно легко оцифрован. Для этого в АЦП происходит дискретизация и квантование радиосигнала.

После оцифровки выборки радиосигнала с выхода АЦП подаются по шине в цифровую часть приемного тракта.

В ЦЧПТ производится основная селекция сигналов, демодуляция аналоговых и дискретных сообщений, а при приеме дискретных

сообщений еще и тактовая синхронизация, декодирование и цикловая синхронизация. Кроме того, в ЦЧПТ может осуществляться и ряд других операций, например, оценка параметров сигналов, сложение сигналов при разнесенном приеме, подавление или компенсация сосредоточенных по спектру и импульсных помех и т.д. Как правило, цифровая часть приемного тракта включает блок цифровой обработки, цифровой сигнальный процессор или ПЛИС. В ЦЧПТ происходит обработка сигналов в реальном времени. Особенности и работа этих блоков будут рассмотрены в подп. 2.5 – 2.7.

После демодуляции принятая информация с цифрового выхода ($U_{ц.вых}$) поступает на цифровую оконечную аппаратуру. При приеме аналоговых сигналов цифровые значения отсчетов демодулированных сигналов попадают в последовательно включенные цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) или фильтр нижних частот (ФНЧ), где преобразуются в аналоговый сигнал и поступают на выход ($U_{ан.вых}$) в аналоговую оконечную аппаратуру.

Профессиональное цифровое радиоприемное устройство содержит и ряд вспомогательных блоков: блок управления (БУ) на микропроцессоре, цифровой синтезатор частот (ЦСЧ), блок регулировки усиления и чувствительности (БРУиЧ), блок регулировки избирательности БРИ, панель управления, блок интерфейсов, блок оперативных и постоянных запоминающих устройств (ОЗУ, ПЗУ), дисплей и др.

Цифровой синтезатор частот ЦСЧ обеспечивает переестройку ЦРПрУ по частоте, воздействуя на АЧПТ. В некоторых типах ЦРПрУ при смене частоты настройки необходимо изменить и характеристики цифровой обработки сигналов. В этом случае выходной сигнал с ЦСЧ должен воздействовать и на ЦЧПТ. Перестройка ЦРПрУ может выполняться вручную или автоматически, например в соответствии с некоторым алгоритмом, предусматривающим нахождение оптимальной рабочей частоты путем зондирования радиолинии при согласованной перестройке передатчика и приемника.

Блок регулировки усиления и чувствительности БРУиЧ, изменяя усиление АЧПТ и чувствительность приемника, производит адаптацию ЦРПрУ к условиям приема. Как в аналоговых, так и в ЦРПрУ конечной целью регулировки усиления и чувствительности является поддержание наилучшего в заданном смысле качества приема в усло-

виях изменяющейся ЭМО. В аналоговых РПрУ эта цель достигается защитой от перегрузок каскадов тракта, предшествующих демодулятору, и обеспечением оптимального режима работы демодулятора. В ЦРПрУ защита от перегрузок каскадов АЧПТ сохраняет свое значение. Но наряду с этим здесь необходимо такое напряжение колебания на входе АЦП и такие значения отсчетов в узлах ЦЧПТ, при которых относительный уровень шумов квантования и округления минимален.

Блок регулировки избирательности БРИ изменяет АЧХ, а иногда и ФЧХ приемного тракта ЦРПрУ при смене видов принимаемых сигналов и при изменении помеховой обстановки. Основная регулировка избирательности выполняется в ЦЧПТ благодаря простоте изменения параметров ЦОС.

При увеличении уровня помех по соседнему каналу и неизменном уровне сигнала для обеспечения максимальной помехоустойчивости часто сужают полосу пропускания ЦОС, чтобы исключить попадание на вход участков спектра с малым отношением «сигнал/шум». Правда, при этом несколько увеличиваются искажения сигнала за счет сужения его спектра.

Изменение частотных характеристик приемного тракта ЦРПрУ при изменении вида принимаемого сигнала или скорости передачи сообщений БРИ происходит под воздействием управляющих сигналов с панели управления или блока интерфейсов приемника. При этом следует иметь в виду, что это может осуществляться вручную, автоматически по программе или в процессе адаптации радиолинии.

Структура всех блоков ЦРПрУ зависит от того, на радио- или промежуточной частоте производится дискретизация и квантование колебаний в приемном тракте.

Как следствие:

а) выполнение АЦП на радиочастоте обеспечивает более полную реализацию преимуществ ЦОС и позволяет исключить из состава ЦРПрУ синтезатор частоты. Однако при этом перестраиваемый преселектор должен иметь узкую полосу пропускания и высокую прямоугольность АЧХ, а тракт радиочастоты – достаточный коэффициент усиления;

б) при дискретизации и квантовании на промежуточной частоте структура значительной части тракта ПЧ и требования к синтезатору

частоты мало различаются у ЦРПрУ и аналоговых приемников. Это затрудняет адаптацию и организацию многоканального приема, но облегчает достижение необходимого коэффициента усиления АЧПТ и позволяет при высокой прямоугольности АЧХ довести ширину полосы пропускания АЧПТ до минимально необходимой для прохождения всех видов радиосигналов. В результате снижаются требования к частоте дискретизации и разрядности АЦП, что значительно облегчает реализацию АЦП и ЦОС.

1.4. Основные характеристики и параметры ЦРПрУ

Качественные показатели ЦРПрУ определяются электрическими, конструктивно-эксплуатационными и производственно-экономическими характеристиками.

К основным электрическим характеристикам радиоприёмников относятся чувствительность, избирательность, диапазон рабочих частот, виды принимаемых сигналов, амплитудная характеристика приемника, динамический диапазон приемника, допустимые искажения сигналов, помехоустойчивость, электромагнитная совместимость.

Существуют ли отличия характеристик и параметров цифрового радиоприемника от характеристик и параметров аналогового радиоприемника?

Для ответа на этот вопрос рассмотрим и сравним основные электрические характеристики и параметры этих радиоприёмников.

Чувствительность

Под чувствительностью понимают способность приемника принимать слабые радиосигналы.

Важнейшим критерием качества цифровых систем, как и аналоговых, является отношение «сигнал/шум».

В аналоговых системах чувствительность приемника определяется как минимальный уровень входного сигнала, при котором на выходе получается сигнал требуемого качества.

Для приемников дискретных сигналов требуемое качество определяется вероятностью ошибки при некотором заданном отношении «сигнал/шум».

Для цифровых систем эта величина имеет несколько иную интерпретацию – отношение энергии на бит к спектральной плотности шума.

$$P_c = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right),$$

где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на один бит передаваемой информации;

N_0 – спектральная плотность шумов.

Величина отношения энергии на один символ, передаваемый по каналу связи, к спектральной плотности шумов в общем случае связана с отношением «сигнал/шум» в тракте передачи сигнала следующей формулой

$$\frac{E_s}{N_0} = \text{SNR} \frac{W}{R},$$

где W – ширина полосы канала, Гц;

R – символьная скорость передачи информации по каналу связи, симв/с.

Соотношение между энергией на символ и энергией на один бит передаваемой полезной информации зависит от примененных схем модуляции и помехоустойчивого кодирования, т. е. от числа битов, приходящихся на один канальный символ, и избыточности выбранной схемы кодирования.

Чувствительность цифрового радиоприемника (реальная) при приеме цифровых сигналов – это наименьшая величина ЭДС (E_{A0}) или мощности (P_{A0}) радиосигнала в антенне, при которой на выходе приемника обеспечивается предельная вероятность ошибки на бит [6].

Пример: в стандарте UMTS (для GSM) используются цифровые приемники.

Нормативными документами для приемных устройств систем GSM введено понятие эталонной чувствительности (Reference Sensitivity). Эталонная чувствительность приемника абонентского оборудования системы GSM определяется как минимальный уровень

сигнала на входе антенны, при котором выходная вероятность ошибки на бит BER (Bit Error Rate) не превышает заданной величины 10^{-3} [27].

Иногда чувствительность удобно характеризовать коэффициентом шума приемника $N_{пр}$.

В ЦРПрУ приемный тракт может иметь заметную нелинейность, а интенсивности сигнала и шума в нагрузке неоднозначно пересчитываются ко входу. По этой причине коэффициент шума ЦРПрУ не всегда достаточно полно (однозначно) характеризует чувствительность приема [6].

Избирательность

Избирательностью называют способность РПрУ выделять полезный сигнал и ослаблять действие мешающих сигналов (помех) с помощью различных способов реализации избирательности (частотной, временной, пространственной, поляризационной).

Частотная избирательность РПрУ основана на различии частоты сигнала, на которую настроен радиоприемник, и частот помех. Различают односигнальную и многосигнальную избирательность.

Частотная (далее просто) избирательность ЦРПрУ есть мера его пригодности принимать желательный сигнал, на который он настроен, и ослаблять другие нежелательные сигналы. Целесообразно с учетом технических и экономических факторов для конкретных классов приемников достигать максимальной избирательности. Нежелательные проявления мешающих сигналов многообразны и определяют следующие основные виды избирательности ЦРПрУ (рис. 1.13).

Оценки качества ЦРПрУ по любому из видов частотной односигнальной избирательности необходимо проводить для сквозного тракта приема в линейном режиме, когда в процедуре приема задействованы все виды ЦОС, заложенные в структуру тракта приема ЦРПрУ

Односигнальная (линейная) избирательность ЦРПрУ

Избирательность по основному каналу приема (ОКП) характеризует качество приема полезного сигнала в полосе основного канала приема $\Delta F_{ОКП}$ (рис. 1.14).

Основной канал приёма – это полоса частот, равная по ширине спектру принимаемого радиосигнала с учётом нестабильности радиолинии (1.8) и с серединой на частоте настройки приёмника f_0 .

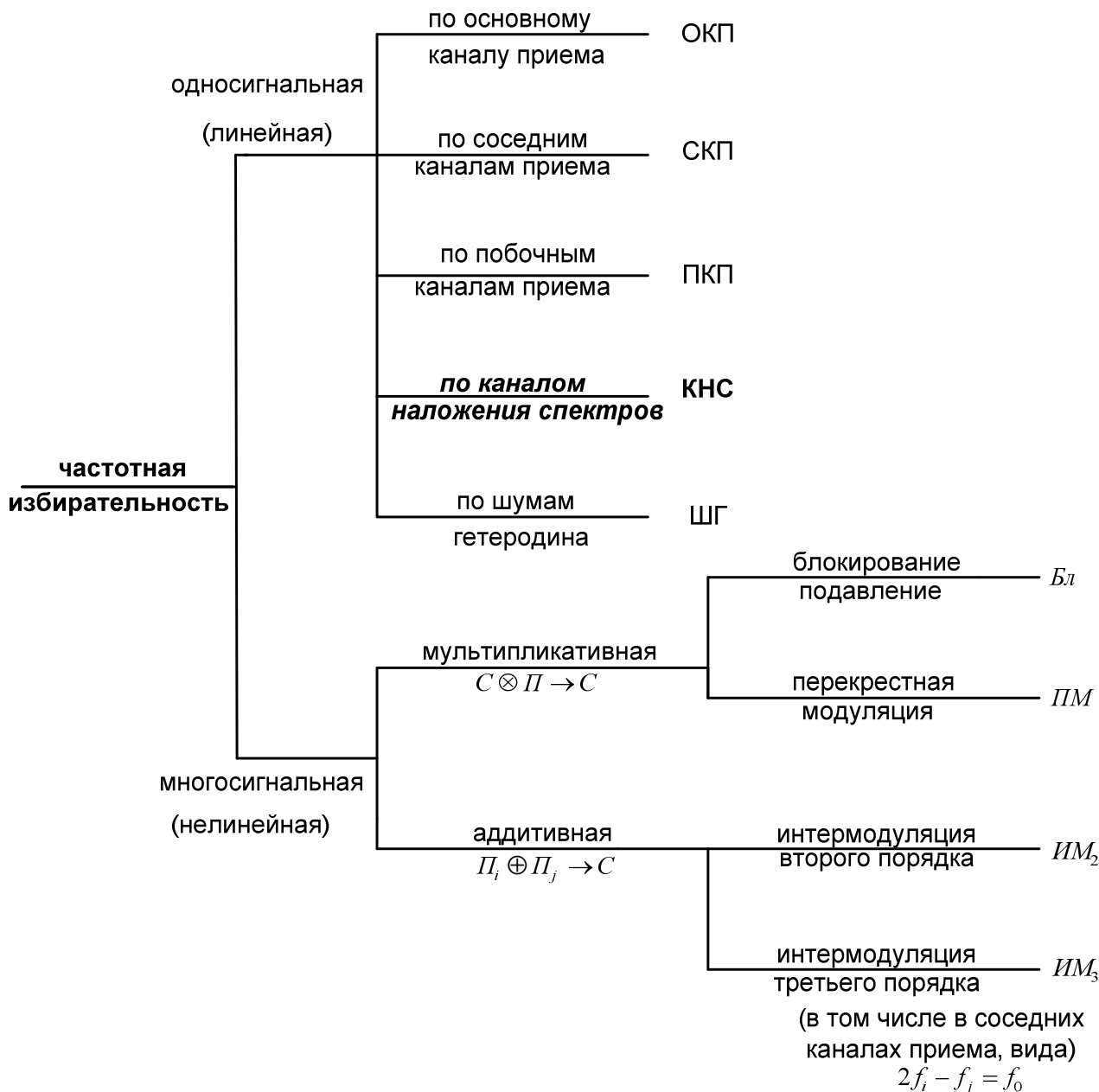


Рис. 1.13. Основные виды частотной избирательности ЦРПрУ

Избирательность по соседнему каналу приема (СКП) характеризует крутизну скатов фильтров сосредоточенной избирательности или селекции (в том числе цифровых). Соседними каналами приема считаются каналы, равные по ширине основному каналу приёма с расстройкой, кратной полосе приема в 1, 2, 3 раза (рис. 1.14).

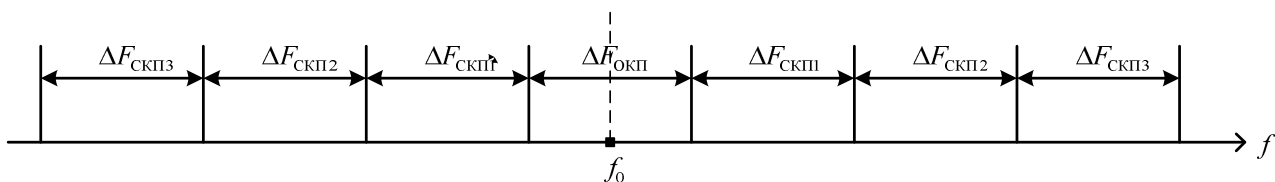


Рис. 1.14. Избирательность ЦРПрУ по основному и соседним каналам приема

Избирательность по побочному каналу приема (ПКП) характеризует качество ЦРПрУ по точкам ложных настроек, возникающих в смесителях аналоговой части приемного тракта (если АЧПТ представляет собой супергетеродинную схему или схему прямого преобразования):

$$f_{0 \text{ ПКП}} = |kf_{\Gamma} \mp f_{0 \text{ пр}}|,$$

где f_{Γ} – частота гетеродина, приходящая из СЧ в смеситель АЧПТ;
 $k = 1, 2, 3, \dots$ – номер гармоники частоты гетеродина,

$f_{0 \text{ пр}}$ – промежуточная частота (ПЧ), на которую переносится радиосигнал на выходе смесителя.

Побочный канал приёма – это полоса частот, находящаяся за пределами основного канала приёма, в которой мешающий сигнал может проходить на вход устройства демодуляции или на выход радиоприёмника. Наиболее интенсивными являются зеркальный канал, канал прямого прохождения, а также их половинные и кратные значения по каждому смесителю. Кроме того, возможно образование пораженных точек приема из-за просачивания и взаимодействия гармоник сигналов гетеродинов (интерференционные свисты). В ЦРПрУ возможно появление пораженных точек, обусловленных сигналами тактовых частот, частот квантования и т.п.

Избирательность по каналам наложения спектров (КНС)

Каналы наложения спектров образуются при дискретизации аналогового сигнала в АЦП цифрового РПрУ. В связи с этим, данный вид избирательности свойственен только цифровым радиоприёмникам. КНС появляются на комбинационных частотах, определяемых по формуле (1.7).

Очевидно, что такое же значение может принять и линейная комбинация частоты дискретизации, и сигнала, расположенного на одной из частот изображений.

В соответствии с рассмотренным явлением назовем специфический для ЦРПрУ вид односигнальной избирательности *избирательностью по каналам наложения спектров помех на спектры дискретизации* $f_{\text{Д}} - f_{\text{В}} \dots f_{\text{Д}} + f_{\text{В}}$ полосы принимаемых сигналов $f_{\text{С}} = f_{\text{Н}} \dots f_{\text{В}}$.

Избирательность по каналам наложения спектров характеризует качество ЦРПрУ по точкам ложных настроек, возникающих в АЦП при аналого-цифровом преобразовании как отображения полезного сигнала относительно гармоник частоты дискретизации (рис.1.6) и приводящих к наложению спектров помех на спектры дискретизации.

Если не подавить КНС до АЦП, то полезную информацию, содержащуюся в сигнале, невозможно отличить от его образа в области наложения.

Следовательно, для цифровых приемников подавление каналов наложения спектров не менее актуально, чем для аналоговых подавление ПКП. Фильтр, предназначенный для подавления изображений полезного сигнала в цифровых РПрУ, называется антиалайзинговым.

Пример: при частоте дискретизации $f_{\text{Д}} = 102,4$ МГц всей полосы КВ радиоспектра $f_{\text{Н}} \dots f_{\text{В}} = 1,5 \dots 30$ МГц с учетом спектра дискретизации:

$$f_{\text{Д}} - f_{\text{В}} \dots f_{\text{Д}} + f_{\text{В}} = 72,4 \dots 132,4 \text{ МГц.}$$

На рис. 1.15 приведена электромагнитная обстановка (ЭМО) на входе ЦРПрУ и защита спектров дискретизации от наложения спектров помех в общей полосе от СДВ, ДВ, СВ диапазона волн до диапазона УКВ радио и ТВ вещания (частотная ось в логарифмическом масштабе).

Избирательность по шумам гетеродина (ШГ) характеризует спектральную чистоту и относительную интенсивность шумов и побочных образований в гетеродинах синтезатора частот ЦРПрУ.

Оценивается отношением

$$20 \lg \left(\frac{U_{\text{ШГ}}}{U_{\Gamma}} \right)_{\Delta f_{\Gamma}} \text{ [дБ]}$$

уровня шумов гетеродина $U_{\text{ШГ}}$ к уровню напряжения сигнала гетеродина U_{Γ} при расстройке Δf_{Γ} .

Наличие влияния шумов гетеродина обнаруживается при оценке избирательности по СКП при тех расстройках сигнала, когда увеличение расстройки характеризуется замедленным ростом уровня сигнала, т.е. наступает насыщение избирательности по СКП с последующим блокированием тракта приема мощным сигналом.

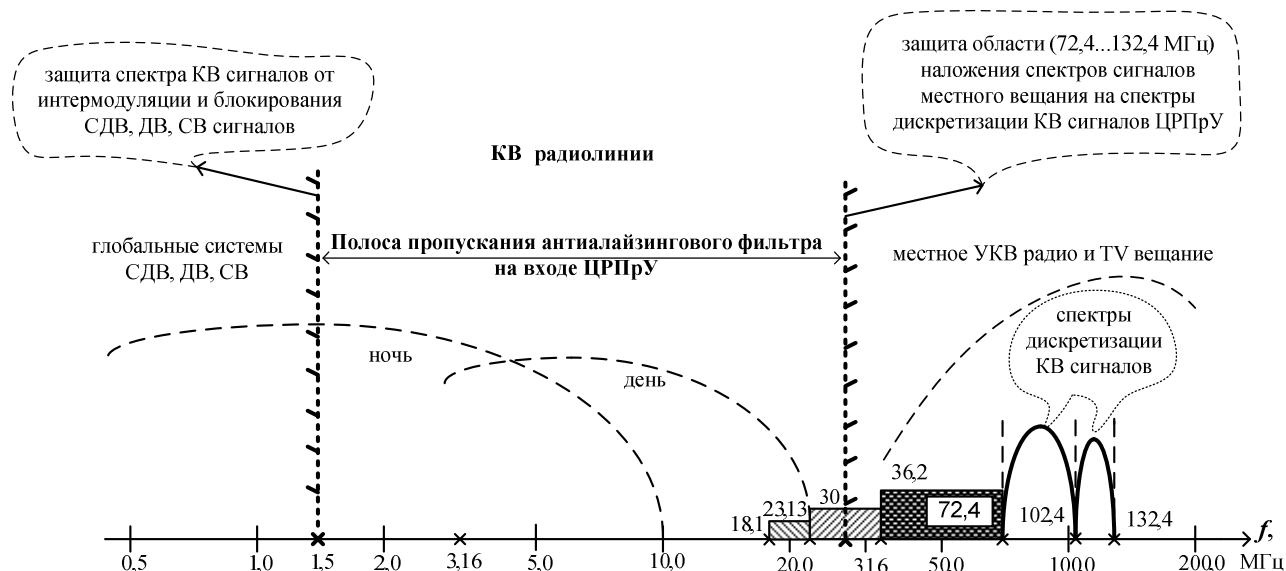


Рис. 1.15. ЭМО на входе ЦРПрУ и защита спектров дискретизации от наложения спектров помех

В ЦРПрУ всегда используются гетеродины. Они необходимы как для преобразователей частоты в АЧПТ, так и для ЦЧПТ, где нужен генератор частоты дискретизации АЦП. Стабильность частоты гетеродинов сказывается на стабильности настройки ЦРПрУ. Фазовые шумы генератора частоты дискретизации оказывают такое же влияние на качество ЦРПрУ, как фазовые шумы гетеродина в аналоговом РПрУ. Основное влияние фазовых шумов проявляется в том, что они накладываются на мощные сигналы, что приводит к расширению их спектра и, следовательно, к росту уровня шумов вблизи частоты помехи.

Многосигральная (нелинейная) избирательность ЦРПрУ

Блокирование (Бл) полезного сигнала — это нелинейное явление, которое проявляется в нарушение линейной зависимости между амплитудами сигнала на выходе и входе усилительного тракта радиоприемника (уменьшение коэффициента усиления) под воздействием сильных мешающих сигналов с частотами, отличающимися от частот основного и побочных каналов приема.

Блокирование характеризуется степенью изменения смеси сигнала и шума соответствующей номинальной чувствительности на выходе тракта приема $U_{\text{бл}}$ в присутствии помехи $U_{\text{П}}$ по отношению к уровню этой смеси (сигнала) в отсутствии помехи U_0 . Оценивается допустимым значением коэффициента блокирования

$$k_{\text{бл}} = \frac{|U_0 - U_{\text{бл}}|}{U_0} \leq 0,2;$$

а также по величине $U_{\text{П}}$ и расстройке $\Delta f_{\text{П}}$ блокирующей помехи. Оценивается для сигнала номинальной чувствительности $E_{\text{А}}$ или установленного уровня $E_{\text{АО}} = 1$ мкВ на входе радиоприемника, в том числе в относительной метрике $20 \cdot \lg \frac{U_{\text{П}}}{E_{\text{АО}}} [\text{дБмкВ}]$ при $k_{\text{бл}} \leq 0,2$ и заданным значением $\Delta f_{\text{П}}$.

Расстройка блокирующей помехи $\Delta f_{\text{П}} = |f_0 - f_{\text{П}}|$ и ее уровень $U_{\text{П}}$ к 1 мкВ для $k_{\text{бл}} \leq 0,2$ задаются по тракту приема сигнала в преселекторе (ТРЧ), когда помеха находится в его полосе, по трактам промежуточных частот, когда помеха находится в их полосе, по трактам ЦОС когда помеха находится в полосе цифрового фильтра принимающего сигнала.

Перекры́стная модуляция – это нелинейное явление, которое проявляется в переносе модуляции помехи на полезный сигнал. При действии на входе радиоприемника модулированной помехи наряду с эффектом блокирования проявляется и перекрестная модуляция.

Блокирование и перекрестная модуляция связаны простыми соотношениями

$$m_{\text{ПМ}} = 2k_{\text{бл}} m_{\text{П}} \leq 0,02,$$

где $m_{\text{ПМ}}$, $m_{\text{П}}$ – соответственно, глубина перекрестной модуляции сигнала помехой и глубина модуляции помехи.

Интермодуляция (взаимная модуляция) – это нелинейное явление, которое заключается в том, что при воздействии на какой-либо нелинейный элемент в усилительном тракте двух или более помех с частотами $f_{\text{П1}}, f_{\text{П2}}, f_{\text{П3}}, \dots$ на выходе этого элемента возникает сложный спектр интермодуляционных колебаний вида

$\pm mf_{\Pi 1} \pm nf_{\Pi 2} \mp pf_{\Pi 3} \pm \dots$, если частоты одной или нескольких составляющих этого спектра совпадут с частотой настройки РПрУ, любой частотой побочного канала приема или канала наложения спектров, такие составляющие усиливаются в усилительном тракте наравне с полезным сигналом, накладываются на него, снижают отношение сигнал/шум и искажают принимаемое сообщение.

Величина $|m| + |n|$ называется порядком интермодуляции (взаимной модуляции), где m, n, p – соответственно номера гармоник помех с частотами $f_{\Pi 1}, f_{\Pi 2}, f_{\Pi 3}, \dots$. Наиболее опасны воздействия на радиоприемник интермодуляции второго порядка $|m| + |n| = 2$ и интермодуляции третьего порядка $|m| + |n| = 3$, так как они имеют максимальную амплитуду и наиболее близко расположены к основному каналу приема.

Интермодуляция второго порядка (ИМ₂) в ЦРПрУ требует особого внимания, так как полосовые фильтры на входе ЦРПрУ могут иметь полосу пропускания шириной более октавы $\left(\frac{f_B}{f_H} \geq 2\right)$ и ИМ₂ может возникать как в преселекторе (АЧПТ), так и ЦЧПТ такого радиоприемника.

В худших условиях находится общий и цифровой тракты с наиболее широкой относительной полосой $\frac{f_B}{f_H} \text{ max}$. Наиболее неблагоприятное расположение мешающих сигналов при ИМ₂ в декаметровом диапазоне показано на рис.1.16.

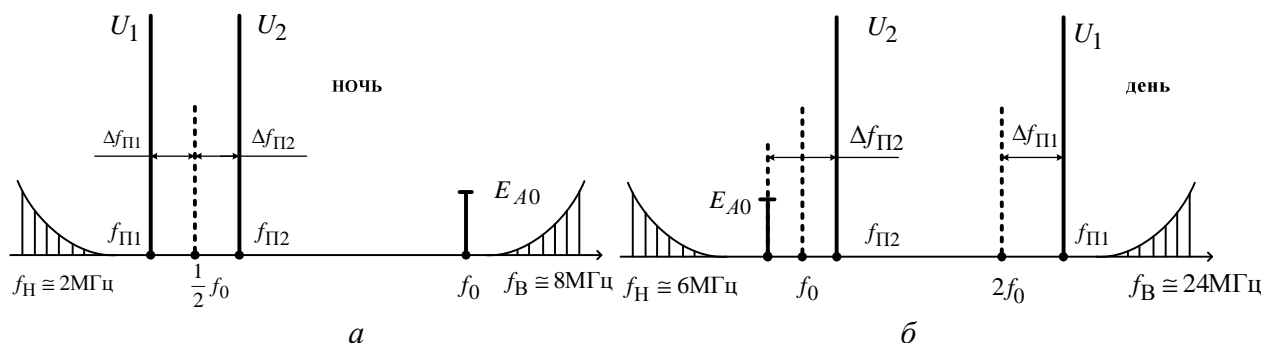


Рис. 1.16. Наиболее неблагоприятное расположение мешающих сигналов при интермодуляции второго порядка в декаметровом диапазоне

На рисунке 1.16, а, ночью, обе помехи находятся в районе субгармоники сигнала $\left(\approx \frac{1}{2}f_0\right)$, при этом $\Delta f_{П1} \approx \Delta f_{П2} \approx \Delta f_{П}$, т.е.

$$\Delta f_{П1} + \Delta f_{П2} = \left(\frac{1}{2}f_0 - \Delta f_{П}\right) + \left(\frac{1}{2}f_0 + \Delta f_{П}\right) = f_0$$

возникает интермодуляция второго порядка на частоте настройки ЦРПрУ.

На рис. 1.16, б, днем, одна помеха находится в районе второй гармоники сигнала ($\approx 2f_0$), а вторая – вблизи сигнала ($\approx f_0$), при этом $\Delta f_{П1} \approx \Delta f_{П2} \approx \Delta f_{П}$, т.е. $\Delta f_{П1} + \Delta f_{П2} = (2f_0 - \Delta f_{П}) + (f_0 + \Delta f_{П}) = f_0$ возникает так же, как и в предыдущем случае, интермодуляция второго порядка на частоте настройки ЦРПрУ. Далее в ЦРПрУ эти составляющие (рис. 1.16 а, б) от ИМ₂ усиливаются в усилительном тракте наравне с полезным сигналом, накладываются на него, снижают отношение «сигнал/шум» и искажают принимаемое сообщение.

Качество ЦРПрУ по ИМ₂ характеризуется относительным уровнем (превышением) интермодулирующих помех $U_{П1}(f_{П1})$ и $U_{П2}(f_{П2})$ над уровнем нормирующего сигнала $E_{A0} = 1$ мкВ при размещении помех на частоте относительно сигнала (рис.1.17). Относительный уровень превышения помех над сигналом называется затуханием интермодулирующих помех или динамическим диапазоном D_2 по ИМ₂

$$D_2 = 20 \cdot \lg \frac{\sqrt{U_1 U_2}}{E_{A0}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \frac{U_{1,2}}{E_{A0}} [\text{дБ}] \text{ при } U_1 = U_2.$$

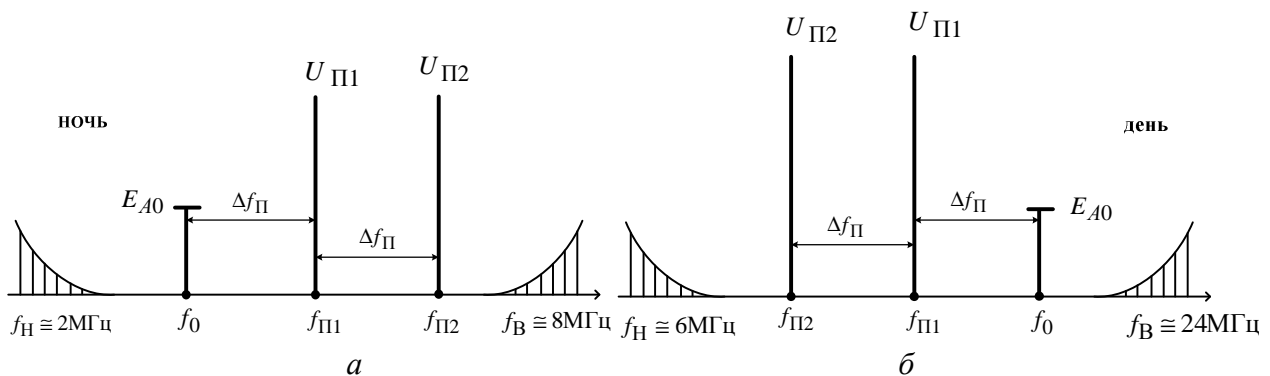


Рис. 1.17. Пример интермодуляции третьего порядка в декаметровом диапазоне для широкополосного тракта

Интермодуляция третьего порядка (ИМ₃) опасна для всех типов радиоприемников, так как может возникать в трактах приема при любых расстройках помех относительно сигнала, если расстройка помех находится в октавном отношении $f_1 - f_0 = \Delta f$, $f_2 - f_0 = 2\Delta f$, $f_2 - f_1 = \Delta f$.

Этот вид интермодуляции рассматривается последовательно по каждому из трактов приема ЦРПрУ.

В преселекторе и широкополосном цифровом тракте оценка проводится на частотах вблизи интенсивно загруженного участка спектра: ночь 2...8 МГц, день 6...24 МГц (см. рис. 1.17).

На рис. 1.17, а, ночью, ИМ₃ возникает на частоте настройки широкополосного тракта

$$2f_{\Pi 1} - f_{\Pi 2} = 2(f_0 + \Delta f_{\Pi}) - (f_0 + 2\Delta f_{\Pi}) = f_0.$$

На рис. 1.17, б, днем, так же, как и в предыдущем случае, ИМ₃ возникает на частоте настройки широкополосного тракта

$$2f_{\Pi 1} - f_{\Pi 2} = 2(f_0 - \Delta f_{\Pi}) - (f_0 - 2\Delta f_{\Pi}) = f_0.$$

В любом из узкополосных трактов ЦРПрУ с расстройкой помех в пределах полосы этих трактов (рис. 1.18) динамический диапазон D_3 по ИМ₃

$$D_3 = 20 \cdot \lg \frac{\sqrt[3]{U_{\Pi 1}^2 U_{\Pi 2}}}{E_{A0}} [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \frac{U_{1,2}}{E_{A0}} [\text{дБ}] \text{ при } U_1 = U_2.$$

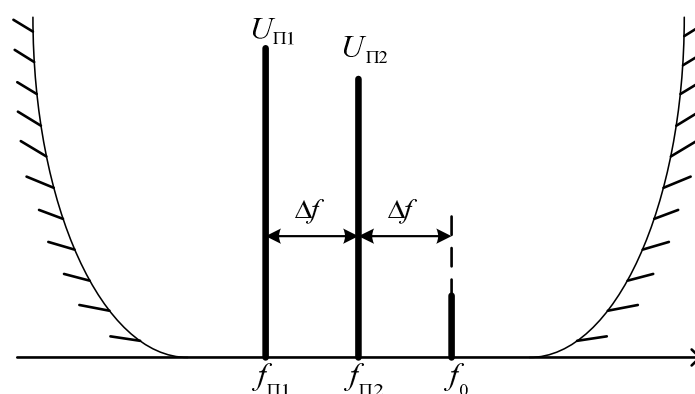


Рис. 1.18. Пример интермодуляции третьего порядка для узкополосного тракта

Требования по динамическому диапазону D_3 ИМ₃ наиболее жесткие для широкополосных трактов, превышают 100 – 110 дБ, для уз-

кополосных трактов достигают 90 – 100 дБ при минимальном уровне нормирующего сигнала $E_{A0} = 1 \text{ мкВ}$.

Существенным отличием цифровых РПрУ от аналоговых является их характеристика многосигнальной избирательности по интермодуляции, которая влияет на такие характеристики, как амплитудная характеристика (АХ), динамический диапазон (ДД) и помехоустойчивость радиоприемника [6].

Если на входе аналогового радиоприемника, нелинейность передаточной функции которого аппроксимируется степенным рядом, присутствуют сигналы двух частот, $f_{П1}$ и $f_{П2}$, комбинация которых $2f_{П1} - f_{П2}$ (ИМ₃) попадает в полосу полезного сигнала (см. рис. 1.17, 1.18), то при увеличении амплитуды одного из этих колебаний на 1 дБ интермодуляционный продукт 3-го порядка возрастает на 3 дБ, т. е. в кубической пропорции. В случае сильного уровня он появляется над остальными шумами, вызывая тем самым уменьшение динамического диапазона радиоприемника (рис. 1.19) с ДД до ДД_{ИМ3}(D_3).

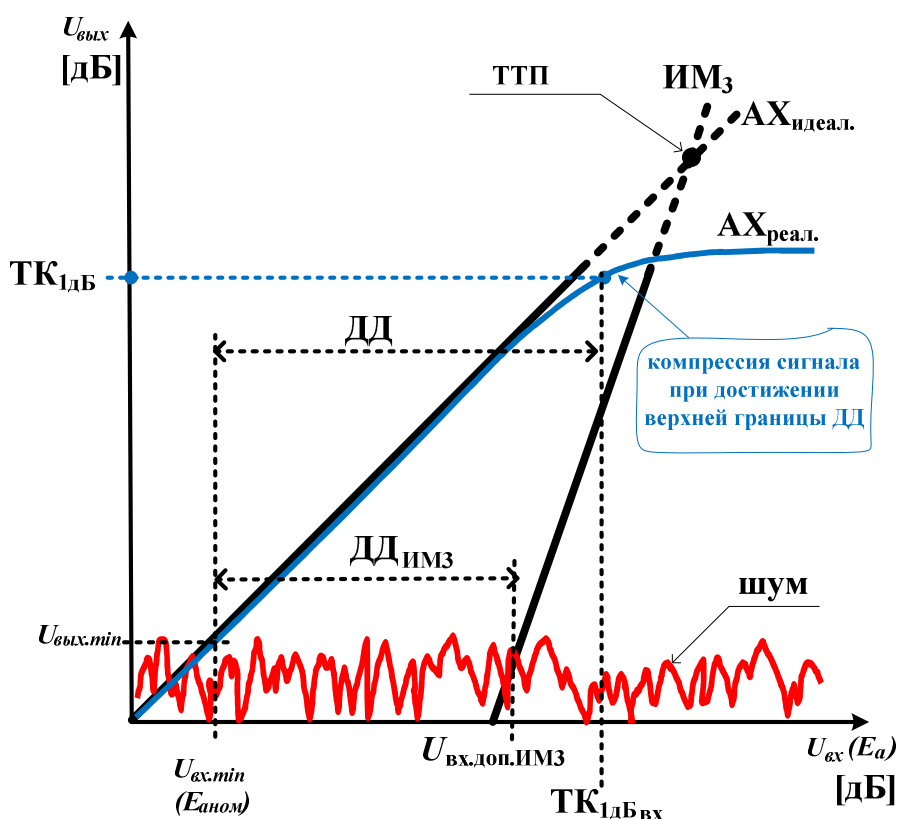


Рис. 1.19. Пример изменения динамического диапазона в аналоговом радиоприемнике при воздействии интермодуляции третьего порядка

При достижении сигналом на входе определенного уровня ($TK_{1дБвх}$) он начинает постепенно ограничиваться по амплитуде. Точка на кривой амплитудной характеристики ($AX_{реал,}$ см. рис. 1.19), в которой реальный выходной сигнал РПрУ отличается на 1 дБ от идеального в случае линейной передачи, называется точкой компрессии в 1 дБ ($TK_{1дБ}$).

Для аналоговых приемников параметр интермодуляции $ИМ_3$ является одним из важнейших, на который разработчик должен обратить внимание в первую очередь. Это точка пересечения прямой роста интермодуляционных искажений ($ИМ_3$, см. рис. 1.19) с прямой идеальной AX (линейного коэффициента передачи). Обычно компрессия сигнала при достижении верхней границы динамического диапазона происходит раньше, чем достигается данная точка пересечения, поэтому она лежит на воображаемом продолжении прямых и является теоретической точкой пересечения (ТТП). Из рис. 1.19 видно, что чем больше в радиоприемнике допустимый уровень интермодуляционной помехи третьего порядка $U_{вх.доп.ИМ_3}$, тем правее пролегает прямая роста интермодуляционных искажений и тем шире (лучше) динамический диапазон РПрУ при интермодуляции третьего порядка $ДД_{ИМ_3}$.

Иная картина наблюдается в цифровых РПрУ. Для АЦП параметр интермодуляции $ИМ_3$ теряет свою актуальность, поскольку интермодуляционные продукты изменяются непредсказуемо (не являются функцией амплитуды сигнала). При достижении сигналом уровня полной шкалы $U_{ПШ}$ (рис. 1.20) не происходит постепенной компрессии, как в аналоговом РПрУ. В АЦП цифрового РПрУ имеет место жесткое ограничение (клиппирование) сигнала, приводящее к резкому росту продуктов искажения. При уровне сигнала ниже полной шкалы интермодуляционные продукты остаются относительно постоянными. Это означает, что при увеличении сигнала на 1 дБ они также возрастают на 1 дБ. *В этом и состоит существенное отличие цифровых РПрУ от аналоговых.*

Увеличение интермодуляции может иметь место только при приближении к уровню полной шкалы, а в качественных АЦП может вообще отсутствовать в пределах всего динамического диапазона. Причиной того, что современные АЦП не подвержены влиянию интермодуляции, является то, что в параллельных преобразователях

(флэш-конвертерах) на ключах в каждый момент времени действует строго фиксированное напряжение, равное единице младшего разряда, благодаря чему ключи работают в линейном режиме.

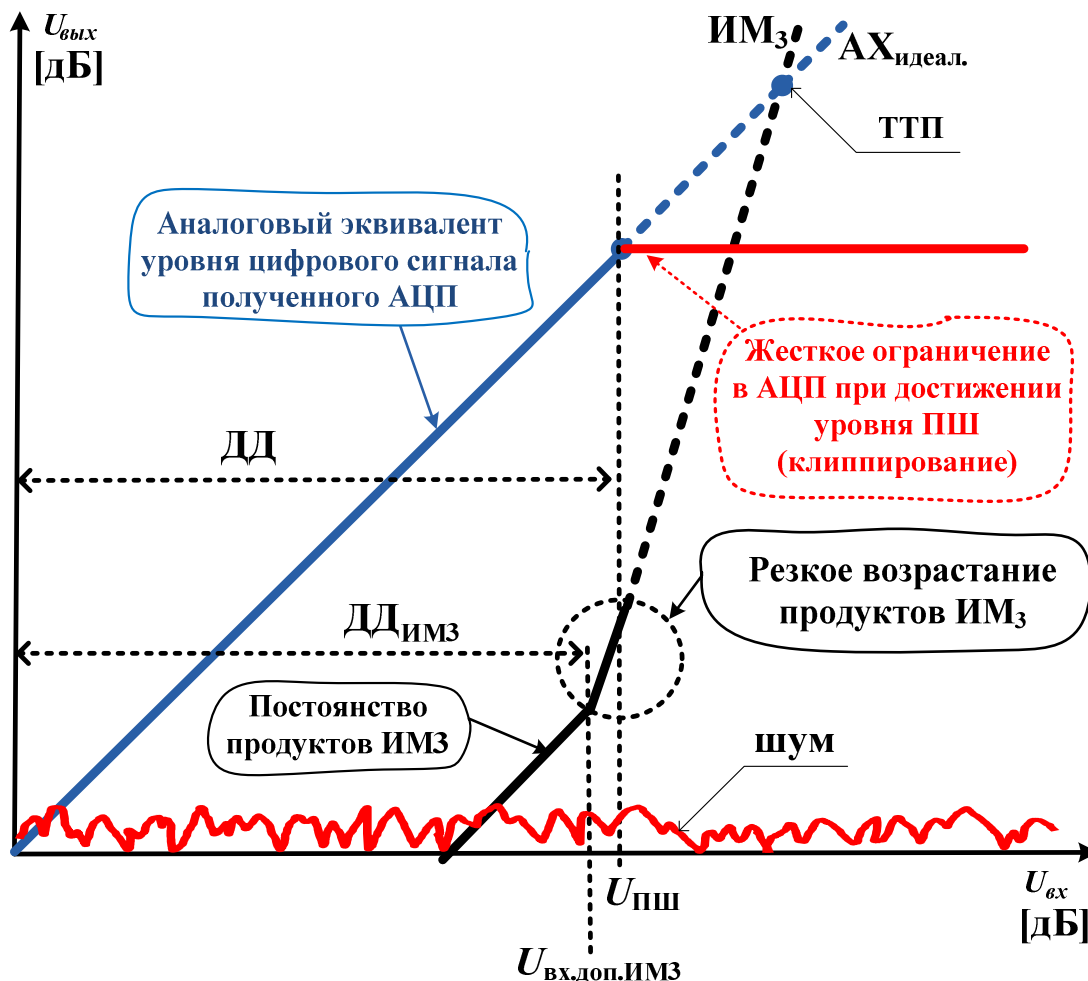


Рис. 1.20. Пример изменения динамического диапазона в АЦП при воздействии интермодуляции третьего порядка

Поскольку интермодуляция в приемниках с АЦП, расположенным близко к антенному входу, практически отсутствует, с увеличением сигнала имеет место рост динамического диапазона, в то время как в аналоговых РПрУ из-за интермодуляции динамический диапазон снижается.

Однако нужно помнить, что этот выигрыш цифровых РПрУ перед аналоговыми возможен, если АЦП расположить непосредственно на входе радиоприемника, а это пока невозможно. В схеме цифрового радиоприемного устройства на входе перед АЦП требуется усилитель радиочастоты, нелинейность АХ которого при больших

уровнях сигналов и помех и приводит к образованию интермодуляции. Поэтому в цифровых радиоприемных устройствах многосигнальная избирательность, а в большей степени – интермодуляция – будет воздействовать на качество обработки сигналов, как и в аналоговых радиоприемниках.

Остальные электрические характеристики цифровых радиоприемников: диапазон рабочих частот, виды принимаемых сигналов, амплитудная характеристика приемника, динамический диапазон приемника, допустимые искажения сигналов, помехоустойчивость, электромагнитная совместимость существенно не отличаются от характеристик и параметров аналогового радиоприемника, и подробно рассмотрены в [2, 3, 6].

Контрольные вопросы

1. Перечислите этапы внедрения ЦОС в технику радиоприёма.
2. Дайте определение термину «цифровое радиоприемное устройство».
3. Изобразите обобщенную схему радиоприемника с цифровой обработкой сигналов.
4. Каковы основные недостатки использования цифровой обработки сигналов перед аналоговой обработкой в радиоприемнике?
5. Перечислите основные преимущества использования цифровой обработки сигналов перед аналоговой обработкой в радиоприемнике.
6. Укажите, по каким причинам АЦП нельзя непосредственно подключить к антенне.
7. Какими путями можно привести в соответствие динамический диапазон входных сигналов радиоприемного устройства к динамическому диапазону АЦП?
8. Запишите аналитическое выражение для определения числа уровней квантования в зависимости от разрядности (числа разрядов) АЦП.
9. Какие условия необходимо выполнить для исключения влияния шума квантования АЦП на качество приёма сигналов в радиоприемнике?
10. Запишите условие, определяющее выбор частоты дискретизации АЦП в зависимости от частоты входного радиосигнала.

11. Какие достоинства и недостатки появляются в радиоприемнике при использовании в аналоговой части супергетеродинной схемы?

12. Какие достоинства и недостатки появляются в радиоприемнике при использовании в аналоговой части схемы прямого преобразования?

2. ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ЦОС В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Одним из основных факторов, определяющих эффективность использования ЦОС в РПрУ, является уровень развития элементной базы для реализации цифровой обработки радиосигналов. Исходя из основных типов структурных схем ЦРПрУ для реализации ЦОС в радиоприемных устройствах, необходимо использовать: усилитель радиочастоты, антиалайзинговый фильтр; аналого-цифровой преобразователь; схемы включения АЦП в аналоговую часть приёмного тракта; цифровой сигнальный процессор – ЦСП (или просто сигнальный процессор), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП); интерфейсы цифрового сигнального процессора к АЦП и ЦАП; схемы согласования с оконечной аппаратурой.

Рассмотрим, как особенности характеристик и параметров технических средств для реализации ЦОС будут влиять на основные характеристики и параметры радиоприемных устройств.

2.1. Аналого-цифровые преобразователи для реализации обработки радиосигналов

Современная тенденция развития АЦП состоит в увеличении скоростей и разрешающих способностей обработки сигналов при уменьшении уровня потребляемой мощности и напряжения питания.

В настоящее время доступны компоненты, которые обладают чрезвычайно высокими разрешающими способностями при низких напряжениях питания и малой потребляемой мощности.

Особенность АЦП для радиоприемного устройства состоит в том, что АЦП совместно с ЦСП должны работать в реальном масштабе времени. Для обеспечения такой работы АЦП должен закончить все преобразования аналогового радиосигнала в цифровой в пределах интервала дискретизации $1/f_{\text{Д}}$ и передать выходной отсчет на вход ЦСП до поступления следующего отсчета на его вход.

Рассмотрим основные разновидности структур АЦП для реализации обработки радиосигналов в РПрУ.

Наиболее популярные АЦП для приложений цифровой обработки радиосигналов базируются на пяти основных архитектурах: АЦП

последовательного приближения, сигма-дельта АЦП, АЦП параллельной обработки (flash), АЦП конвейерной обработки (pipelined) и АЦП последовательного счета (Bit-Per-Stage).

Особенности АЦП для реализации обработки радиосигналов

АЦП последовательного приближения:

- разрядность (разрешение) до 16 бит;
- минимальное время задержки, может работать в режиме однократного преобразования;
- используются в мультиплексированных системах сбора данных.

АЦП последовательного приближения много лет были главным инструментом преобразования сигнала. Недавние усовершенствования разработчиков расширили диапазон частот дискретизации этих АЦП до мегагерц. Использование методов внутренних коммутируемых конденсаторов вместе с методами автокалибровки расширяет разрешающую способность этих АЦП до 16 – ти разрядов на стандартных CMOS-процессах без необходимости в дорогой тонкопленочной лазерной подстройке.

Сигма-Дельта АЦП:

- разрядность (разрешение) до 24 бит;
- превосходная дифференциальная линейность;
- встроенный цифровой фильтр (возможно с линейной фазой);
- большое время задержки (время ожидания выходного сигнала);
- трудно мультиплексировать входы из-за временных затрат на установку цифрового фильтра.

Сигма-Дельта АЦП известны почти тридцать лет, но только недавно появилась технология (цифровые микросхемы с очень высокой степенью интеграции, VLSI) для их производства в виде недорогих монолитных интегральных схем. В настоящее время они используются во многих приложениях, где требуется недорогой, узкополосный, экономичный АЦП с высоким разрешением.

Высокоскоростные архитектуры АЦП:

- параллельный АЦП (Flash);
- субинтервальный (subranging), или конвейерный (pipelined);
- последовательного счета (Bit-Per-Stage).

Параллельные АЦП (Flash АЦП) являются самым быстрым типом АЦП, использующим большое количество компараторов, работающих параллельно.

Приведенные разновидности структур АЦП для реализации обработки радиосигналов в РПрУ обладают следующими характеристиками:

- нелинейные искажения;
- динамический диапазон входных сигналов;
- частота дискретизации (преобразования);
- разрядность;
- шум квантования;
- шаг квантования;
- число уровней квантования;
- гармонические искажения;
- аналоговая полоса пропускания (для полного сигнала и для малого сигнала);
- отношение «сигнал-шум»;
- интермодуляционные искажения и другие.

Рассмотрим возможности использования АЦП для реализации обработки радиосигналов на примере двухканального аналогово-цифрового преобразователя на микросхеме 9008ВГ1Я.

АЦП на микросхеме 9008ВГ1Я (рис. 2.1)

Микросхема 9008ВГ1Я представляет собой двухканальный аналогово-цифровой преобразователь.

9008ВГ1Я оцифровывает внешние сигналы, хранит их в буферной памяти типа FIFO и выводит информационный поток через интерфейс подключения к порту памяти (MPORT) цифровых сигнальных процессоров, а также совместимых по интерфейсу интегральных схем для дальнейшей обработки ЦСП.

Кроме того, цифровой контроллер позволяет выводить данные непосредственно с выходов АЦП (минуя буферную память и интерфейс MPORT), например, в 1288ХК1Т (Digital Down Converter).

Микросхема 9008ВГ1Я предназначена для построения многоканальных систем ввода аналоговых радиосигналов.

9008ВГ1Я может быть использована в качестве обычного двухканального АЦП, а также замены AD9225, AD9235, AD9237, AD9238, AD9240, ADS850 (Analog Devices), LTC2246, LTC2226 (Linear Technology).

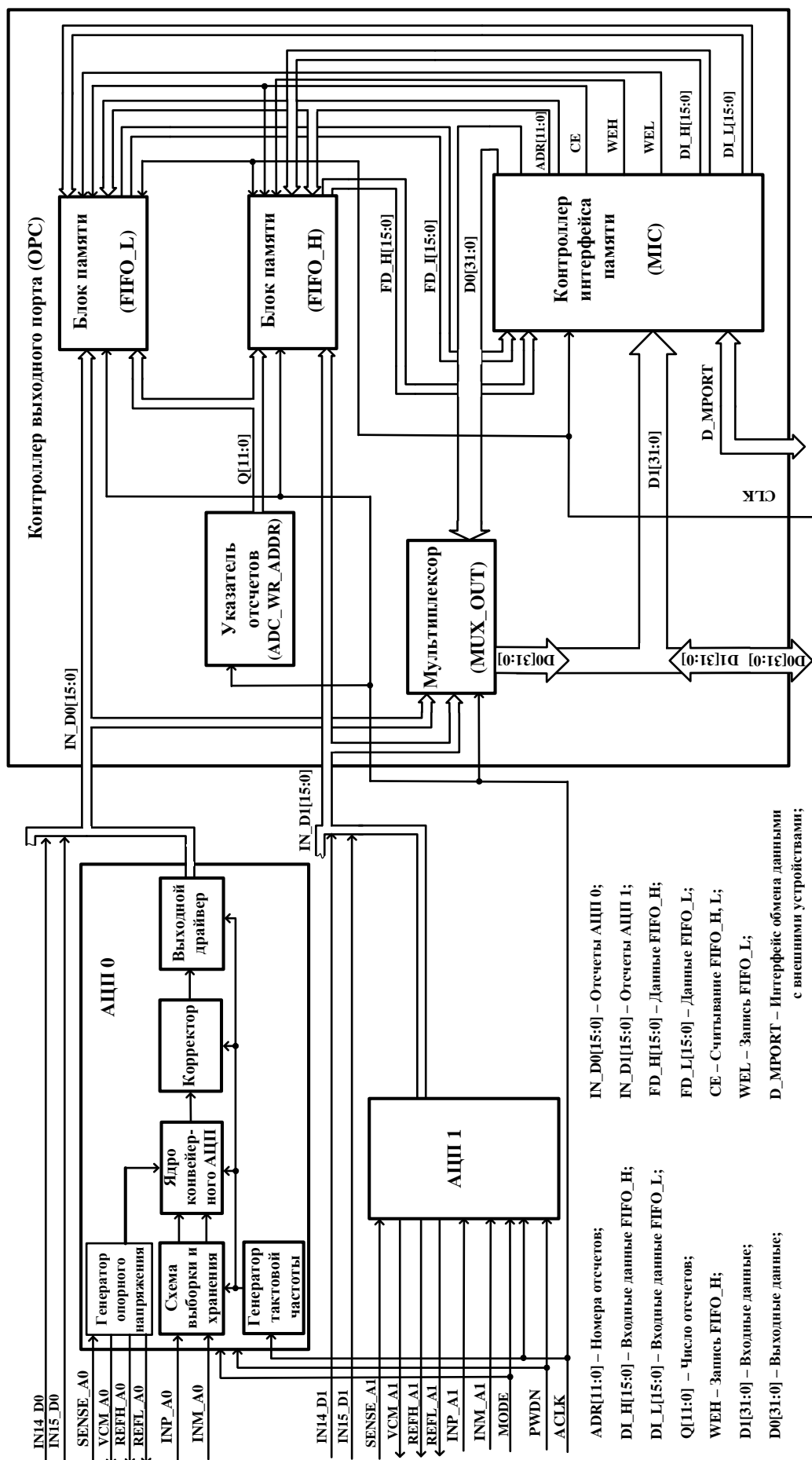


Рис. 2.1. Структурная схема АЦП 9008BG1А

Основные характеристики:

- Максимальная частота преобразования одного АЦП не менее 20 МГц;
- Максимальная частота входного сигнала не менее 140 МГц;
- Буферная память типа FIFO глубиной 4096*2 отсчетов;
- Возможность непосредственного доступа к встроенным АЦП;
- Интерфейс памяти, позволяющий имитировать режимы работы SRAM, SDRAM;
- 32/16-разрядный режимы работы интерфейса памяти MPORT с частотой до 100 МГц;
- Возможность объединения микросхем в группы для совместной работы на одной выходной шине данных до восьми модулей в составе двух групп;
- Потребление не более 350 мВт;
- Питание цифровое: 2,5 В ядро, 3,3 В периферия; аналоговое: 3,0 В; допустимое изменение напряжения $\pm 5\%$;
- Диапазон рабочих температур от минус 60 до плюс 85 °С;
- Корпус BGA-192, 17x17 мм, шаг 1 мм.

Структурная схема АЦП 9008ВГ1Я представлена на рис. 2.1.

Рассмотрит функциональное описание структурной схемы двухканального АЦП 9008ВГ1Я.

В состав двухканального АЦП 9008ВГ1Я входят следующие устройства (см. рис. 2.1):

- два аналого-цифровых преобразователя АЦП0 и АЦП1 разрядностью по 14 бит;
 - контроллер выходного порта (ОРС).
- АЦП0 и АЦП1 включают в себя:
- схему выборки и хранения (СВХ), выполняющую функции запоминания и хранения входного аналогового сигнала;
 - ядро конвейерного АЦП, осуществляющее непосредственное пошаговое преобразование напряжений СВХ в цифровой код;
 - генератор опорного напряжения, формирующий сетку опорных напряжений для внутренних схем АЦП;
 - корректор, обеспечивающий преобразование выходного цифрового кода ядра в 14-разрядный код;
 - выходной драйвер, производящий выдачу 14-разрядного параллельного цифрового кода в контроллер ОРС;
 - генератор тактовой частоты, формирующий по входному сигналу ACLK сигналы синхронизации функциональных узлов АЦП.

Преобразованные АЦП входные аналоговые сигналы в 14-разрядные цифровые коды (отсчеты) выдаются по шинам IN_D0 [13:0] и IN_D1[13:0] синхронно, с тактовой частотой преобразования ACLK. Коды отсчётов АЦП расширяются до 16 – ти разрядов внешними 15 и 16 битами IN_D0 [15:14], IN_D1[15:14]. Сформированные на каждом такте сигнала ACLK двухбайтные расширенные отчёты поступают в контроллер OPC.

Составные части контроллера выходного порта (OPC):

- два блока памяти FIFO_L и FIFO_H размером 4096×16 бит каждый;
- указатель отсчётов ADC_WR_ADDR;
- мультиплексор выходного потока данных MUX_OUT;
- контроллер интерфейса памяти MIC.

Блоки памяти FIFO_L и FIFO_H составляют буферную память типа FIFO для хранения отсчетов АЦП. Каждый блок представляет собой двухпортовую память. На один порт каждого блока памяти поступают оцифрованные данные с АЦП IN_D0[13:0]/ IN_D1 [13:0] и с дополнительных внешних входов IN_D0 14, IN_D0 15 и IN_D1 14, IN_D1 15, которые записываются в память в соответствии со значением указателя отсчётов ADC_WR_ADDR. Значение указателя инкрементируется на 1 после каждой записи отсчета в память. Другой порт каждого блока памяти подключен к контроллеру интерфейса памяти MIC.

Мультиплексор выходного потока данных MUX_OUT позволяет выдавать на выходную шину данных D0[31:0] либо выходные данные контроллера интерфейса памяти MIC (на внешнем выводе ADC0 = 1), либо непосредственно расширенные отсчеты, поступающие с АЦП (ADC0 = 0).

Контроллер интерфейса памяти MIC обеспечивает обмен данными между данной схемой и интегральными схемами серии 1892BMxx (ICM) или микросхемами других серий, имеющими параллельный порт памяти, при этом поддерживает режим работы устройства типа SRAM и устройства типа SDRAM. Также контроллер MIC поддерживает обмен данными с внешней памятью SRAM/SDRAM в режиме Flyby под управлением порта памяти ICM. Обмен данным с внешними устройствами происходит по шине D_MPORT.

При построении многоканальных систем ввода аналоговых сигналов используется возможность разделения микросхем 9008BГ1Я на

две адресные группы, а также возможность объединения от одной до четырех микросхем 9008ВГ1Я в составе одной адресной группы. Таким образом, многоканальная система ввода аналоговых сигналов может состоять максимум из восьми микросхем 9008ВГ1Я, разбитых на две адресные группы – по четыре микросхемы в каждой группе. Объединение микросхем в многоканальные системы происходит по шине D_MPORT.

Полные электрические параметры и динамические характеристики микросхемы 9008ВГ1Я приведены в [13].

2.2. Особенности усилителей радиочастоты для работы с аналого-цифровыми преобразователями

Для буферизации входного сигнала в системах сбора данных обычно используется усилитель, устанавливаемый перед АЦП. Большинство современных АЦП имеют сложные входные характеристики из-за емкостной зарядки и переключения во время дискретизации и преобразования. Это приводит к образованию переходных токов на входах АЦП, которые могут нарушить или исказить прецизионный входной аналоговый радиосигнал. Усилитель радиочастоты (для АЦП – входной усилитель (рис. 2.3)) используется для обеспечения стабильного и точного сигнала при наличии этих переходных токов. Он также может обеспечить усиление, смещение уровня, фильтрацию и другие функции обработки аналогового радиосигнала.

При выборе входного операционного усилителя следует принимать во внимание несколько факторов. Точность по постоянному току может сузить динамический диапазон усилителя радиочастоты. Усилитель должен иметь низкое напряжение смещения, низкий дрейф напряжения смещения, низкий входной ток смещения, низкий шум и т.д., чтобы удовлетворять предъявляемым требованиям к точности.

Однако наибольшие проблемы в процессе выбора зачастую создают динамические рабочие характеристики. Усилитель должен иметь требуемые динамические характеристики обработки сигнала.

Рассмотрим эти характеристики.

Временная область: в некоторых случаях требуется точный отклик усилителя на полномасштабное изменение входного напряже-

ния радиосигнала. Усилитель и АЦП должны среагировать на внезапное изменение радиосигнала во всю полную шкалу (см. рис. 1.4, 1.20) за один период выборки.

Время установления: общая характеристика, описывающая способность усилителя реагировать на большое изменение входного напряжения. Время установления включает период большого сигнала, определяемый скоростью нарастания, и период установления малого сигнала, в основном определяемый полосой пропускания усилителя. Время установления изменяется с величиной дискретного шага. Хотя время установления обычно указывается для определенного шага, значение для другого шага можно получить на основе части установления шага квантования (см. рис. 1.4).

Коэффициент усиления входного усилителя оказывает влияние на часть малого сигнала формы установления сигнала. Если усилитель имеет высокий коэффициент усиления, полоса пропускания радиоприемного устройства уменьшается, пропорционально увеличивая часть малого сигнала формы установления сигнала.

Усилитель радиочастоты подключается к АЦП через определенные схемы.

2.3. Схемы включения АЦП в аналоговую часть приёмного тракта ЦРПрУ

Аналого-цифровой преобразователь, использующийся в РПрУ имеет, как правило, дифференциальный вход (INP_A0, INM_A0 для АЦП0 и INP_A1, INM_A1 (см. рис. 2.1)), а аналоговая часть приемного тракта имеет униполярный выход (несимметричный аналоговый сигнал на радиочастоте между каскадами передается по коаксиальному кабелю с волновым сопротивлением 50 Ом).

Поэтому для подключения аналоговой части приёмного тракта к АЦП необходимо использовать специальную схему согласования.

Для реализации согласования АЧПТ с АЦП могут применяться следующие схемы:

- трансформаторная схема согласования АЦП;
- схема согласования на операционном усилителе;
- униполярная схема включения с емкостной развязкой входа АЦП и др.

Трансформаторная схема согласования АЦП приведена на рис. 2.2. Вариант является типичным примером трансформаторной развязки для АЦП с дифференциальным входом при работе в диапазоне частот входного сигнала от 300 кГц до 140 МГц. В схеме могут использоваться трансформаторы типа ЕТС1-1Т (МАСОМ).

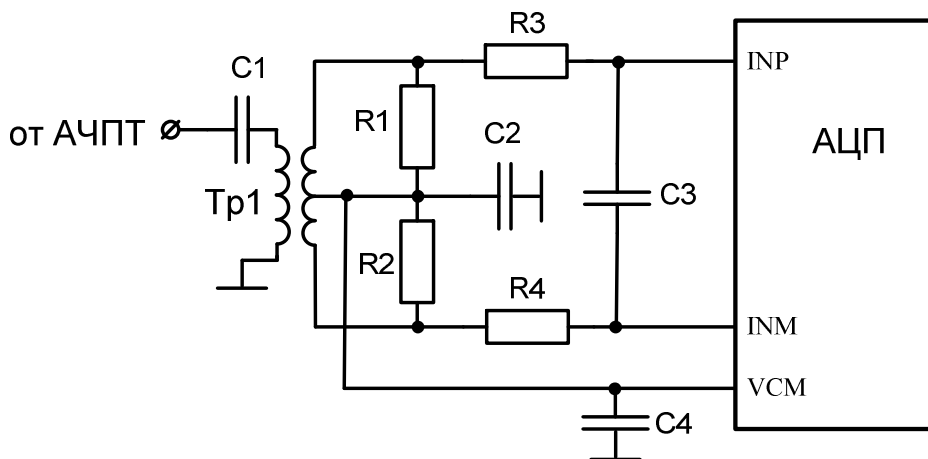


Рис. 2.2. Дифференциальная схема включения входов АЦП модуля к АЧПТ с трансформаторной развязкой

На среднюю точку вторичной обмотки трансформатора подается напряжение смещения VCM от АЦП.

Недостатком данной схемы является отсутствие передачи постоянной составляющей входного сигнала и сильное подавление низкочастотных составляющих.

При необходимости передачи постоянной составляющей возможно применение операционных усилителей (ОУ) для преобразования униполярного входного сигнала в дифференциальный входной сигнал АЦП (рис. 2.3).

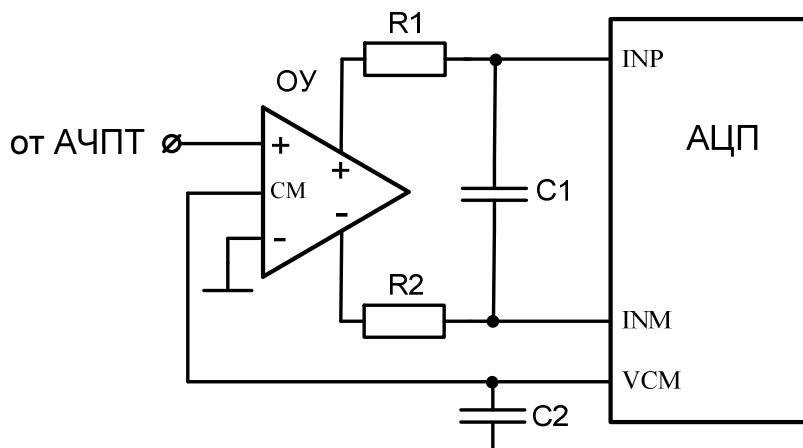


Рис. 2.3. Использование ОУ для согласования входов АЦП модуля с АЧПТ

При использовании ОУ в качестве драйвера дифференциального входа АЦП необходимо уделять внимание его частотным, шумовым характеристикам и характеристикам линейности. При этом необходимо выбирать согласующий усилитель с характеристиками не хуже, чем у АЦП. Такое согласование улучшает амплитудно-частотную характеристику входного тракта на нижних частотах и обеспечивает передачу постоянной составляющей входного сигнала. Однако ограниченная полоса усиления ОУ ухудшает динамический диапазон, свободный от помех, на верхних частотах.

Наиболее простым способом согласования является схема, приведенная на рис. 2.4, не использующая ОУ или трансформаторы.

Рассматриваемый вариант включения, (рис. 2.4) так же как и трансформаторная схема, не предназначен для работы с постоянной составляющей. Схема не рекомендуется для применения в задачах, где требуется низкий уровень шумов.

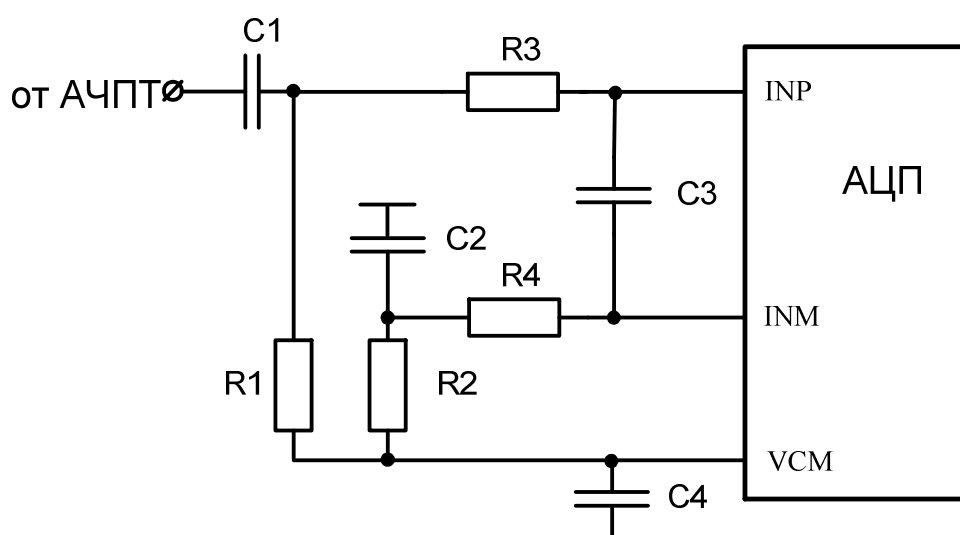


Рис. 2.4. Униполярная схема включения АЧПТ с емкостной развязкой входов АЦП

Вывод модуля VCM является выходом внутреннего опорного источника 1,5 В и выполняет двойную функцию. Он служит для установки оптимального напряжения смещения входов при согласовании, как показано на рис. 2.1 – 2.4, и для формирования внутренних дифференциальных опорных напряжений для АЦП.

При выборе внешнего источника опорного напряжения должен использоваться малошумящий источник напряжения.

При необходимости возможно произвести коррекцию апертury опорного напряжения для АЦП, используя внутренний источник опорного напряжения. Пример коррекции апертury приведен на рис. 2.5.

В приведенном примере для этого используется внешний источник опорного напряжения, в роли которого задействовано деленное напряжение вывода VCM.

В случае, если напряжение на входе SENSE лежит в диапазоне от 0,5 до 1 В, вывод SENSE является входом внешнего источника опорного напряжения. При этом апертюра входного сигнала равна удвоенному значению напряжения на входе SENSE.

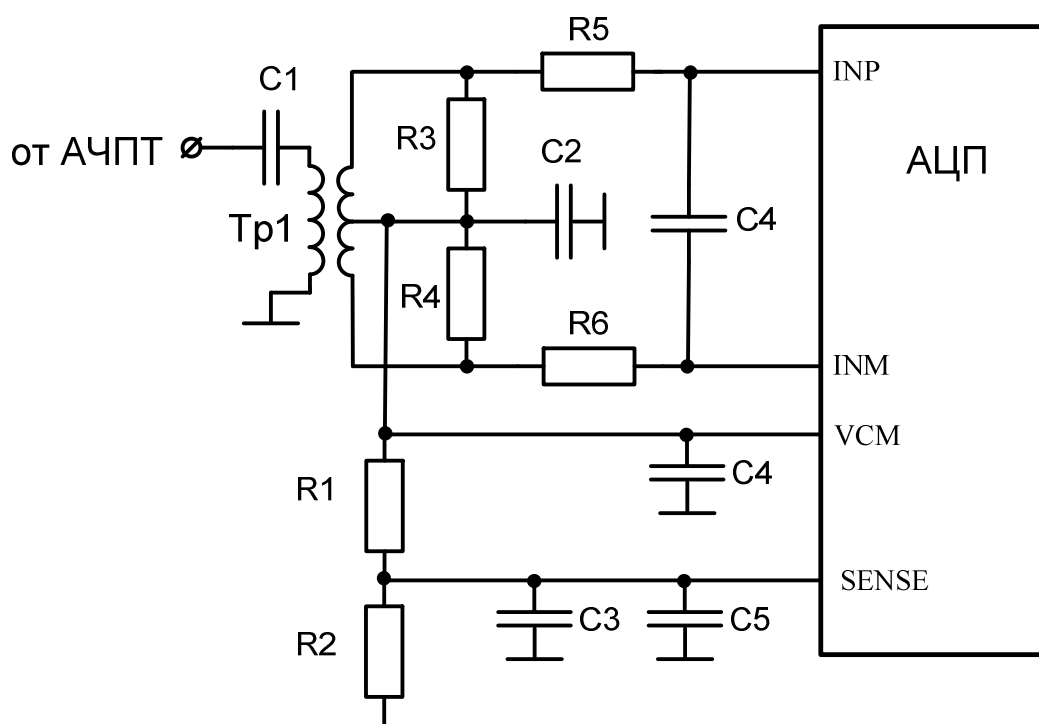


Рис. 2.5. Коррекция апертury АЦП модуля при использовании встроенного источника опорного напряжения

2.4. Особенности структуры антиалайзингового фильтра

Говоря о дискретизации аналогового сигнала (например, радиосигнала) предполагается, что подлежащий дискретизации сигнал находится в первой зоне Котельникова. Важно обратить внимание на то, что без фильтрации на входе идеального дискретизатора любой частотный компонент (сигнал или шум), который находится выше

верхней частоты Котельникова, будет отображаться в полосу частот полезного сигнала. Поэтому при дискретизации низкочастотного сигнала, находящегося в первой зоне Котельникова (Найквиста), на входе АЦП для подавления мешающих сигналов всегда используется аналоговый фильтр нижних частот.

Очень важно правильно предъявить требования к характеристикам аналогового фильтра нижних частот, ограничивающего спектр сигнала на входе дискретизатора АЦП. Сначала определяются характеристики полезного сигнала, подлежащего дискретизации. Обозначим наивысшую из интересующих нас частот f_B . Аналоговый (антиалайзинговый) входной фильтр должен пропускать сигналы, лежащие в полосе частот полезного сигнала от 0 до f_B (рис. 2.6), и подавлять сигналы с частотой выше $f_D - f_B$.

Пусть верхняя частота полосы пропускания антиалайзингового фильтра будет равна f_B . На рис. 2.6 показан случай, когда полоса частот полезного сигнала ограничена первой зоной Котельникова (N_{Z1}), а на выходе дискретизатора в остальных зонах Котельникова появляются образы полезного сигнала (I – изображения интересующего сигнала). На этом рисунке полоса частот полезного сигнала выделена черным цветом, он в приемнике будет основным каналом приема (ОКП).

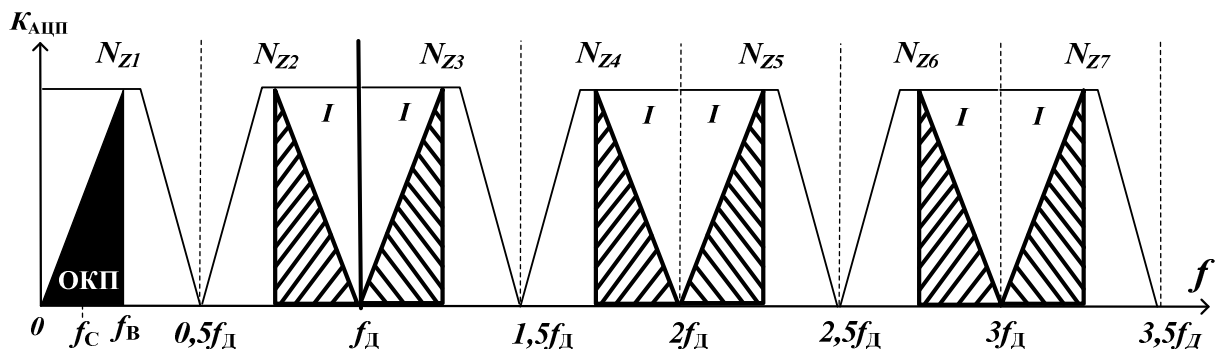


Рис. 2.6. Дискретизация входного радиосигнала при полосе его частот, ограниченной первой зоной Котельникова (Найквиста N_{Z1})

Теперь рассмотрим случай, показанный на рис. 2.7, где полоса полезного радиосигнала полностью находится во второй зоне Котельникова (N_{Z2}). Часто процесс дискретизации сигнала, находящегося вне первой зоны Котельникова, называется субдискретизацией,

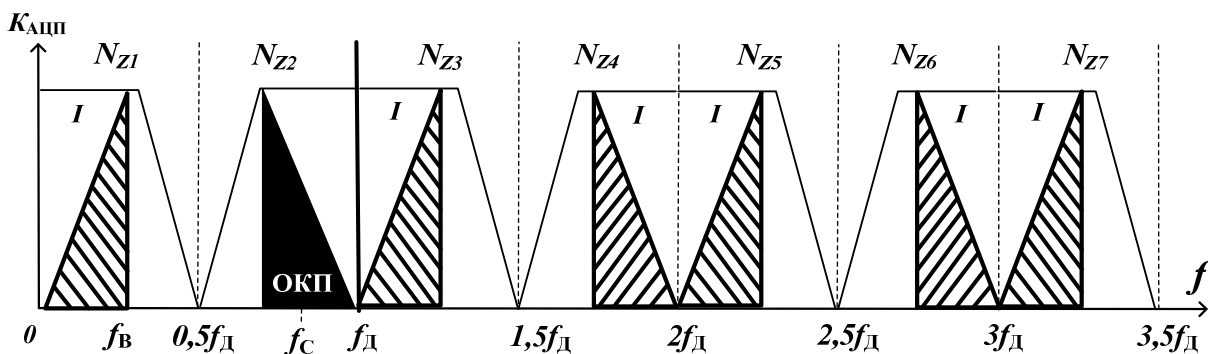


Рис. 2.7. Субдискретизация сигнала, находящегося во второй зоне Котельникова (входной радиосигнал подается во вторую зону N_{Z2})

Такая ситуация часто возникает при обработке радиосигнала в АЦП на промежуточной частоте. При этом гарантируется, что сигнал за пределами полосы пропускания фильтра промежуточной частоты отсутствует.

Итак, частоты подлежащих дискретизации радиосигналов могут лежать в любой зоне Котельникова, и сигнал в первой зоне Котельникова является точным образом исходного сигнала (за исключением обращения частот, которое происходит, когда сигналы расположены в четных зонах Котельникова: $N_{Z2}, N_{Z4}, N_{Z6}, \dots$). Для исключения каналов наложения спектра помех на спектры дискретизации радиосигнала, находящегося во второй (рис. 2.7) или в третьей (рис. 2.8) зонах Котельникова, на входе АЦП требуется антиалайзинговый фильтр, структура которого представляет собой полосовой фильтр с полосой пропускания, равной спектру принимаемого радиосигнала и с серединой на частоте f_C .

Сейчас мы можем уточнить сформулированный ранее критерий преобразования сигнала в цифровую форму по Котельникову:

Сигнал должен быть дискретизирован со скоростью, равной или большей удвоенной полосы частот полезного сигнала, для того чтобы сохранить всю информацию об исходном сигнале.

Стоит обратить внимание, что в этой формулировке нет никакого упоминания об абсолютном местоположении дискретизируемого

сигнала в частотном спектре относительно частоты дискретизации. Единственное ограничение заключается в том, что полоса подлежащих дискретизации сигналов должна быть ограничена одной зоной Котельникова (Найквиста N_Z). Частотные компоненты дискретизируемых сигналов не должны пересекать частоту $f_D/2$ с любым коэффициентом.

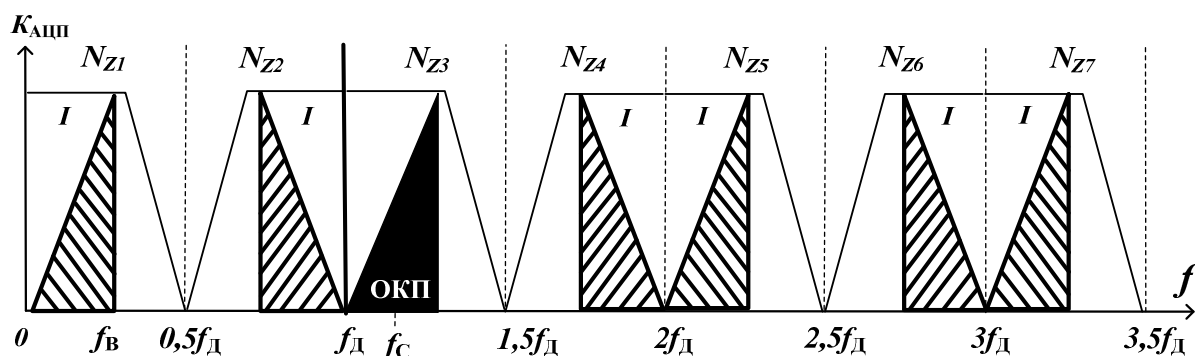


Рис. 2.8. Субдискретизация сигнала, находящегося в третьей зоне Котельникова (входной радиосигнал подается в третью зону N_{Z3})

Выполнение этого требования и является основной задачей антиаллазингового фильтра, размещаемого на входе аналого-цифрового преобразователя радиоприемника.

Дискретизация сигналов, лежащих выше первой зоны Котельникова, стала популярной в аппаратуре связи, так как этот процесс эквивалентен аналоговой демодуляции. Обычным становится дискретизация сигналов ПЧ с последующим использованием цифровых методов для обработки сигнала. Таким способом исчезает необходимость использования демодулятора ПЧ. Ясно, что с ростом ПЧ растут и требования к производительности АЦП. Ширина полосы частот на входах АЦП и характеристики, связанные с допустимыми искажениями сигналов, должны быть адекватны скорее ПЧ, чем основной полосе частот. Это является проблемой для большинства АЦП, предназначенных для обработки радиосигналов в первой зоне Котельникова, поэтому для субдискретизации требуется АЦП, который может обрабатывать сигналы в более высокочастотных зонах Котельникова.

2.5. Цифровые сигнальные процессоры для РПрУ

Цифровой сигнальный процессор (ЦСП) – это процессор, предназначенный для выполнения обработки данных и решения задач анализа и управления (реализации алгоритмов ЦОС) в реальном масштабе времени с использованием цифровых потоков, образованных оцифровкой аналоговых сигналов [14].

Реальный масштаб времени, как правило, предполагает, что время выполнения алгоритма вычисления не превышает периода дискретизации (в случае обособленной обработки каждого отсчета исходного сигнала) или длительности обрабатываемого кадра (при блочной обработке исходного сигнала), при этом расчет текущего отсчета (текущего блока отсчетов) выходного сигнала радиоприемного устройства опережает по времени поступление следующего отсчета (следующего блока отсчетов) входной последовательности.

К ЦСП предъявляются специфические требования:

- максимальное быстродействие;
- легкая стыковка с аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями;
- большая разрядность обрабатываемых данных;
- небольшой набор математических операций;
- обязательно включение операции умножения-накопления и аппаратной организации циклов.

В этих процессорах также важны такие параметры как стоимость, габариты и потребляемая мощность, но здесь приходится мириться с большими значениями этих характеристик по сравнению с микроконтроллерами.

Главное отличие ЦСП от микропроцессоров (МП) и микроконтроллеров (МК) заключается в особенности архитектуры ориентированной на максимально быстрое выполнение операции умножение с накоплением над массивом чисел.

Для реализации этого отличия в ЦСП необходимо:

- введение специальных МАС (multiply and accumulate – умножение с накоплением) команд, которые за один такт выполняют действия $Y := X + A \times B$, равнозначные двум – пяти обычным командам МП и МК.
- использование оптимизации доступа к элементам массива – как аргументам МАС команды.

Оцифрованные отсчёты входного сигнала записываются в аппаратно организованные кольцевые буферы. Кольцевой буфер похож на стек, но, в отличие от стека, он никогда не переполняется. Изменение указателей в кольцевом буфере на запись в буфер (стирание старых записей, добавление новых) и чтение может выполняться аппаратным формирователем массива, поддерживающим кольцевые буфера. Элементы кольцевого буфера могут быть аргументами МАС команды, причём переход к следующему элементу кольцевого буфера происходит автоматически, как автоинкрементирование указателей при выполнении текущей МАС команды. При работе с данными во внешней памяти применяется прямой доступ к памяти (ПДП или англоязычная аббревиатура DMA), используя контроллер ПДП или контроллер кольцевого буфера с ПДП. Для асинхронной записи и чтения в буфер часто используется двухпортовая память.

МАС команды присутствуют в мультимедийных расширениях набора инструкций современных МП от Intel (MMX, SSE, SSE2, SSE3) и AMD (3DNow, 3DNow2). Но в эти процессоры они были добавлены как расширение команд MISC процессора и в результате выполняются намного медленнее, чем в ЦСП. В ЦСП МАС команды изначально входят в состав RISC процессора.

Архитектура цифровых сигнальных процессоров, по сравнению с микропроцессорами и микроконтроллерами, имеет некоторые особенности:

- ЦСП имеют встроенную оперативную память, из которой может осуществляться выборка нескольких машинных слов одновременно. Нередко встроено сразу несколько видов оперативной памяти, например, в силу гарвардской архитектуры бывает отдельная память для инструкций и отдельная – для данных;

- некоторые сигнальные процессоры обладают одним или даже несколькими встроенными постоянными запоминающими устройствами с наиболее употребительными подпрограммами, таблицами и т.п.;

- аппаратное ускорение сложных вычислительных инструкций, то есть быстрое выполнение операций, характерных для цифровой обработки сигналов, например, операция МАС «умножение с накоплением» ($Y := X + A \times B$) выполняется за один такт. Процедуры умножения и основных функций (синуса, косинуса, логарифма и т.п.) выполняются чтением готового результата из таблиц значений;

– «бесплатные» по времени циклы с заранее известной длиной. Поддержка векторно-конвейерной обработки с помощью генераторов адресных последовательностей;

– детерминированная работа с известными временами выполнения команд, что позволяет выполнять планирование работы в реальном масштабе времени;

– сравнительно небольшая длина конвейера, так что незапланированные условные переходы могут занимать меньше время, чем в универсальных процессорах;

– экзотический набор регистров и инструкций, часто сложных для компиляторов;

– по сравнению с микроконтроллерами – ограниченный набор периферийных устройств, впрочем, существуют «переходные» ЦСП, сочетающие в себе свойства ЦСП и широкую периферию микроконтроллеров.

Рассмотрим архитектурное построение ЦСП более подробно.

Архитектура цифрового сигнального процессора

Одним из наиболее критичных для скорости выполнения алгоритмов ЦОС факторов является передача информации в память и из памяти. Сюда входят не только данные, такие как выборки входного сигнала и коэффициенты фильтра, но и команды программы, т. е. двоичные коды, поступающие в программный автомат.

Предположим, например, что нам нужно умножить два числа, которые находятся где-то в памяти. Чтобы сделать это, мы должны извлечь три двоичных значения из памяти: числа, которые нужно умножить, плюс команду программы, указывающую, что нужно сделать.

Рисунок 2.9 иллюстрирует, как эта простая на вид задача выполняется в традиционном микропроцессоре. Используемая в данном случае архитектура обычно называется фоннеймановской, по имени американского математика Джона фон Неймана.



Рис. 2.9. Архитектура фон Неймана (один модуль памяти)

Как показано на рис. 2.9, архитектура фон Неймана содержит единственный модуль памяти и единственную шину для обмена данными с центральным процессором (ЦП). Умножение двух чисел в этом случае требует по крайней мере трёх тактов: по одному на пересылку каждого из двух чисел и кода команды по шине данных из памяти в ЦП. Здесь не учитывается время на пересылку результата обратно в память, потому что предполагается что он остаётся в ЦП для последующих преобразований (таких, как суммирование произведений в КИХ-фильтре). Фоннеймановская архитектура вполне подходит в том случае, когда речь идёт о последовательном выполнении всех команд. Большинство современных компьютеров построено фактически по архитектуре фон Неймана. Иная архитектура требуется только тогда, когда необходима очень быстрая обработка, и мы готовы заплатить за неё увеличением сложности устройства.

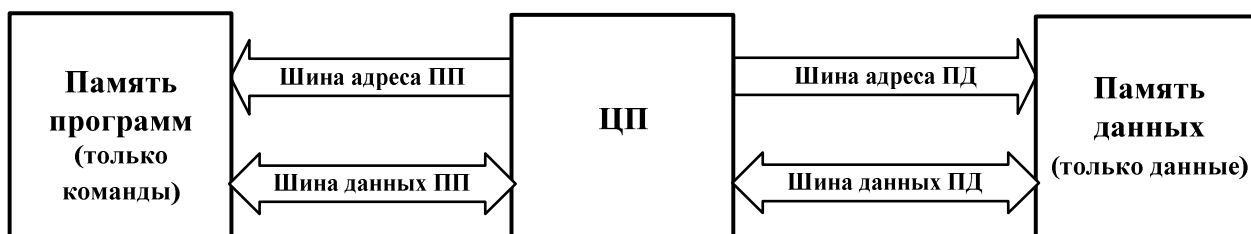


Рис. 2.10. Гарвардская архитектура (два модуля памяти)

Таким требованиям отвечает гарвардская архитектура, проиллюстрированная на рис. 2.10. В гарвардской архитектуре происходит разделение памяти на два блока: память данных и память программ с выделением отдельных шин для каждой из них. Так как шины работают независимо, то и команды, и данные могут выбираться из памяти и загружаться в ЦП одновременно, повышая тем самым скорость обработки. Большинство современных ЦСП используют эту двухшинную архитектуру.

При выполнении программы обмен с двумя блоками памяти ведется параллельно, что ускоряет работу ЦП, хотя и требует дополнительных затрат из-за усложнения системы. Этим объясняется соотношение параметров систем – объем памяти и тактовые частоты сигнальных процессоров меньше, чем в универсальных МП.

На рис. 2.11 показан следующий уровень сложности организации обмена с памятью – супергарвардская архитектура. Этот термин был введен фирмой «Analog Devices» для описания работы цифровых

сигнальных процессоров семейств ADSP-2106х и ADSP-211хх, выпускаемых компанией. ЦСП, построенные по такой архитектуре, называли SHARC (сокращение от слов Super Harvard ARChitecture). Идея состояла в том, чтобы модернизировать гарвардскую архитектуру, наделив её дополнительными свойствами, улучшающими производительность. Архитектура ЦСП семейства SHARC оптимизирована по десяткам направлений, однако два из них играют особую роль – это наличие кэш-памяти команд и контроллера ввода/вывода (рис. 2.11).

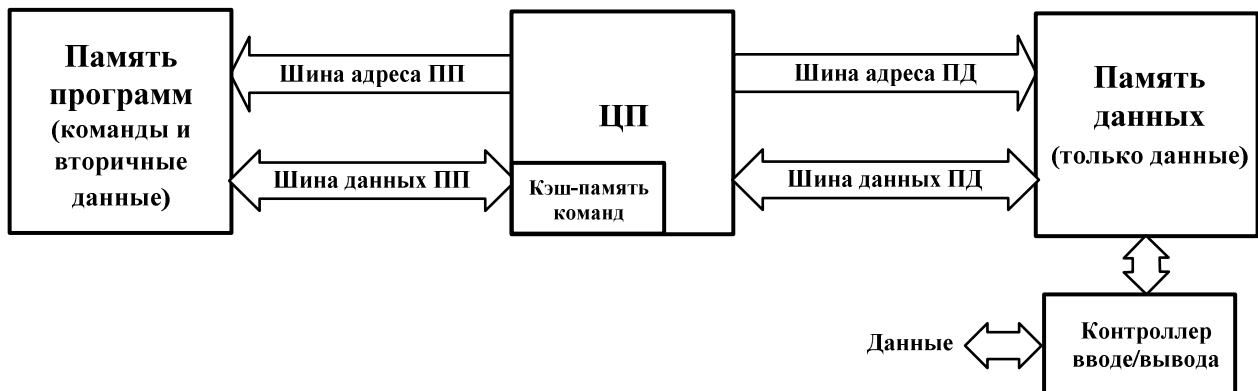


Рис. 2.11. Супергарвардская архитектура
(два блока памяти, кэш-память команд, контроллер ввода/вывода)

В первую очередь рассмотрим, как наличие кэш-памяти команд усовершенствует гарвардскую архитектуру. Недостатком базовой гарвардской архитектуры является то, что шина памяти данных занята больше, чем шина памяти программ. При перемножении двух чисел два двоичных значения (числа) должны поступить в ЦП по шине данных, и только одно двоичное значение (команда) загружается по шине программ. Чтобы улучшить ситуацию, мы начнём с того, что переместим часть данных (чисел) в память программ. Например, мы можем разместить в памяти программ коэффициенты фильтра, а отсчёты входного сигнала записывать по-прежнему в память данных (перемещённые данные на рис. 2.11 названы вторичными). На первый взгляд, ситуация несколько не улучшилась. Теперь мы должны передавать одно значение по шине данных (отсчёт входного сигнала) и два значения – по шине команд (команду и коэффициент). Если бы мы выполняли случайную последовательность команд, то это действительно было бы так.

Однако известно, что алгоритмы ЦОС в общем случае основное время обработки тратят на выполнение циклов, таких как команды.

Но цикл подразумевает, что из памяти программ в ЦП поступают одни и те же команды. Сеупергарвардская архитектура использует этот факт, дополняя ЦП кэш-памятью программ. Это память малого объёма, которая запоминает около 32 последних выполненных команд. При первой итерации цикла команды загружаются в ЦП по шине программ. Это приводит к замедлению работы из-за конфликта с коэффициентами фильтра, которые тоже должны пересылаться по этой шине. Однако при дальнейшем выполнении цикла команды могут выбираться из кэш-памяти. А это означает, что вся информация может загружаться из памяти в ЦП за один такт: отсчёт входного сигнала приходит по шине данных, коэффициент фильтра поступает по шине программ, а команда выбирается из кэш-памяти. На языке ЦОС о такой эффективной передаче данных говорят «высокая пропускная способность интерфейса с памятью».

На рис. 2.12 представлена типовая архитектура ЦСП, являющаяся усовершенствованной архитектурой процессоров SHARC. Архитектура таких процессоров содержит контроллер ввода/вывода, соединённый с памятью данных и организующий ввод сигналов в систему, и вывод из неё. В частности, для обмена данными с внешними устройствами ЦСП семейства SHARC содержат и параллельный, и последовательный порты, обеспечивающие очень высокую скорость передачи. Например, если тактовая частота процессора 40 МГц, то два последовательных порта обеспечивают скорость передачи 40 Мбит/с каждый, а шесть параллельных портов – 40 МБ/с каждый. Когда все шесть параллельных портов используются вместе, скорость передачи данных становится равной 240 МБ/с.

Очень важным является то, что специальные аппаратные средства позволяют передавать эти потоки данных непосредственно в память (прямой доступ в память – ПДП, или DMA) без задействования регистров ЦП. Другими словами, часть шагов реализации алгоритма ЦОС (получение отсчетов с АЦП, передача отсчетов в ЦАП) выполняются независимо и одновременно с остальными шагами, не требуя от ЦП никаких временных затрат. Главные шины (шина программ и шина данных) являются доступными для внешних устройств, обеспечивая дополнительный интерфейс с внешней памятью и периферией. Это позволяет ЦСП семейства SHARC использовать до 4 Гслов (16 ГБ) памяти со скоростью доступа 40 Мслов/с (160 МБ/с) при передаче 32-битных данных.

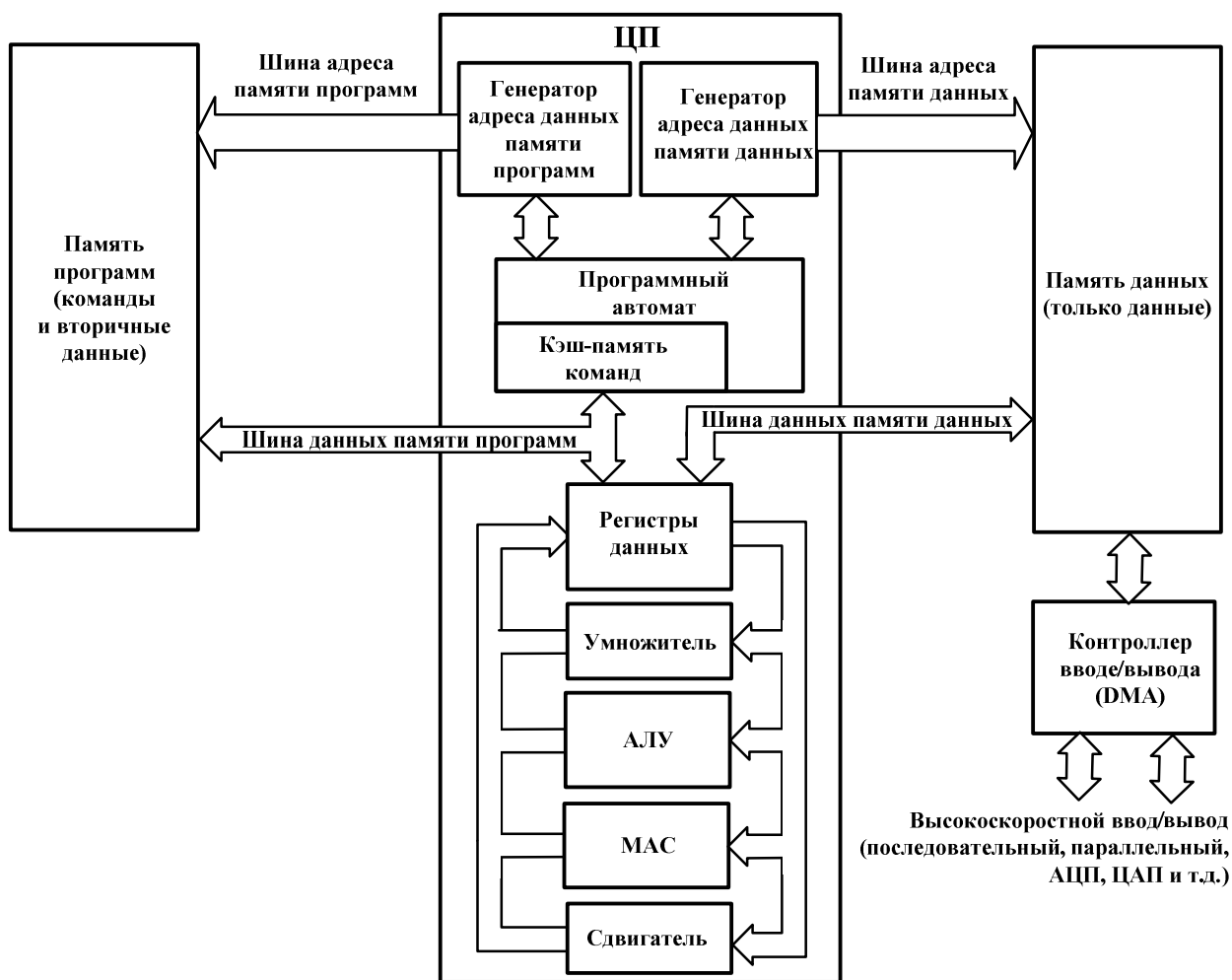


Рис. 2.12. Типовая архитектура ЦСП. Цифровые сигнальные процессоры, спроектированные для выполнения параллельных задач

Способность поддерживать высокоскоростной интерфейс ввода/вывода является ключевой особенностью ЦСП. Ведь главная задача ЦСП – загрузить входные данные, выполнить необходимые математические преобразования и вывести результат, прежде чем на входе системы появится следующий отсчёт. Всё остальное вторично. Некоторые ЦСП имеют на кристалле встроенные аналого-цифровой или цифро-аналоговый преобразователи. Такие процессоры называются смешанными (mixed-signal), т. е. совмещающими сигналы разных типов – аналоговые и цифровые. Однако все ЦСП имеют возможность взаимодействовать с внешними АЦП и ЦАП через последовательные или параллельные порты.

Теперь заглянем внутрь ЦП. В верхней части схемы (см. рис. 2.12) мы видим два блока, называемых генераторами адреса данных, по одному на каждый модуль памяти. Эти блоки управляют адресами, направляемыми в память программ и память данных и указы-

вающими, из какой ячейки памяти должна быть прочитана информация или в какую ячейку её необходимо записать. В более простых микропроцессорах решение этой задачи возлагается на программный автомат и является совершенно очевидным для программиста. Однако ЦСП спроектированы для работы с циклическими буферами и используют дополнительные схемные решения, позволяющие делать это эффективно. Такие устройства освобождают ЦП от необходимости тратить драгоценные такты на то, чтобы отслеживать, куда записывать или откуда считывать данные. Каждый из двух генераторов адреса процессора SHARC может управлять восемью циклическими буферами. Это означает, что каждый генератор адреса должен хранить 32 значения (по четыре на каждый буфер) и обеспечивать необходимую логику работы.

Зачем нужно так много циклических буферов? Ряд алгоритмов цифровой обработки реализуется эффективнее, если разбивается на несколько этапов. Например, БИХ-фильтры оказываются более устойчивыми, если реализуются в виде последовательного соединения нескольких биквадратных фильтров (т. е. фильтров, имеющих два полюса и не более двух нулей). Наличие нескольких этапов обработки требует наличия такого же числа циклических буферов, чтобы обеспечить возможность максимально быстрого выполнения алгоритма. Кроме возможности поддерживать большое число циклических буферов, генераторы адреса данных процессоров SHARC оптимизированы также для эффективного выполнения алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Они позволяют адресовать циклические буферы в режиме бит-реверсной адресации, которая необходима для реализации БПФ. Отметим, что большое число циклических буферов существенно упрощает процесс генерации программного кода, как в случае его разработки вручную (программистом), так и при автоматическом создании кода средствами компилятора языков программирования высокого уровня, например, языка Си.

Набор регистров данных ЦП используется так же, как и в обычных микропроцессорах. ЦСП семейства ADSP-2106x SHARC включают шестнадцать 40-битных регистров общего назначения. Они предназначены для хранения промежуточных результатов вычислений, загрузки входных операндов математических процедур, а также служат как буферы при пересылке данных, выступают в качестве флагов, управляющих программой, и т. д. При необходимости эти ре-

гистры могут также использоваться для управления циклами и выступать в качестве счётчиков, однако в ЦСП SHARC предусмотрен специальный набор регистров, предназначенных для подобных задач.

Математическая обработка в процессоре осуществляется в четырех вычислительных блоках: умножителе, арифметико-логическом устройстве (АЛУ), умножителе-накопителе (МАС) и параллельном сдвигателе.

Умножитель загружает из регистров два операнда, находит их произведение и результат записывает в регистр.

АЛУ служит для выполнения операций сложения, вычитания, вычисления модуля, логических операций (И, ИЛИ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, НЕ), преобразования чисел в формате с фиксированной точкой в формат с плавающей точкой или наоборот и других функций.

Одной из наиболее распространенных операций в цифровой обработке сигналов является дискретная свертка, представляющая собой многократно выполняемое умножение двух чисел и сложение результата с уже накопленной суммой (умножение с накоплением). МАС производит операции умножения с накоплением за один такт $Y := X + A \times B$, с указанным в команде правилом изменения индекса элементов массивов. МАС является базовой операцией ЦСП. Поэтому в состав большинства ЦСП входит узел, называемый суммирующим умножителем, или накапливающим сумматором, который реализует указанную операцию за один командный цикл (период времени, необходимый для выполнения короткой команды).

Элементарные двоичные операции выполняются параллельным сдвигателем. К ним относятся: сдвиг, циклический сдвиг, извлечение или запись фрагментов слова данных и др.

Важным свойством процессоров SHARC, делающим их архитектуру действительно мощной, является возможность параллельной (одновременной и независимой) работы умножителя и АЛУ. За один такт умножителем могут быть обработаны операнды из регистров 0...7, а АЛУ – операнды из регистров 8...15, и два полученных результата записаны в любой из 16 – ти регистров.

Развитием базовой архитектуры SHARC ADSP-2106х является семейство процессоров SHARC ADSP-2116х, а также платформа ADSP-TS101 TigerSHARC. Эти процессоры построены по так называемой SIMD-архитектуре (Single Instruction Multiple Data: одна ко-

манда – много данных). Принцип SIMD состоит в том, что одни и те же инструкции выполняются одновременно для разных наборов данных.

Там, где процессор семейства ADSP-2106х включал один элемент обработки, процессоры ADSP-2116х и ADSP-TS101 имеют два элемента, обозначаемые PE x и PE y в 2116х и просто X и Y в TS 101. Элемент PE x функционирует обычным образом, так же как тот же элемент в процессоре 2106х, но в режиме SIMD одни и те же команды выполняются и элементом PE x (над данными в регистрах R0...R15), и элементом PE y (над данными в регистрах S0...S15).

Дальнейшим усовершенствованием архитектуры является поддержка режима MIMD – Multiple Instructions Multiple Data (много команд – много данных). В этом режиме вычислительные блоки выполняют различные потоки команд над разными наборами данных в пределах одного такта. Этот режим характерен только для процессоров ADSP-TS101 TigerSHARC фирмы «Analog Devices» (SIMD-режим ими также поддерживается как частный случай MIMD-режима).

Другое высокопроизводительное семейство ЦСП фирмы «Analog Devices» – семейство Blackfin – спроектировано так, чтобы за один такт выполнять параллельно как можно больше математических операций. Сердцем архитектуры Blackfin является блок арифметических операций над данными (Data Arithmetic Unit), который включает два 16-битных умножителя-накопителя (MAC), два 40-битных АЛУ, четыре 8-битных видео-АЛУ и один 40-битный параллельный сдвигатель. С помощью такой архитектуры обработка 8-, 16- или 32-битных данных производится с максимальной эффективностью.

Сравнивая эти разные архитектуры, можно сделать определённые важные выводы.

Известно, что большинство алгоритмов ЦОС требует для выполнения 4...400 команд, что для процессоров SHARC эквивалентно 4 ..400 тактам выполнения обработки одного отсчёта входного сигнала. Тогда для второго поколения ЦСП SHARC ADSP-2116х, работающего на частоте 100 МГц, будет характерна скорость обработки от 250 тысяч до 25 миллионов отсчётов в секунду (в зависимости от сложности алгоритма). Аналогично для ЦСП ADSP-TS101 на частоте 250 МГц данные будут обрабатываться со скоростью от 625 тысяч до 62.5 миллиона отсчётов в секунду (в зависимости от сложности алгоритма). Здесь не принималась во внимание возможность функциони-

рования в режиме SIMD, позволяющем вдвое сократить время обработки, т. е. повысить в 2 раза скорость обработки входного потока данных.

Выбор ЦСП для разработки цифрового радиоприемного устройства может осуществляться в трёх формах: ядро, процессор или встраиваемый продукт.

Термин «ядро» применительно к ЦСП обозначает часть процессора, в которой выполняются основные задачи. В него входят регистры данных, умножитель, АЛУ, генераторы адреса и счётчик команд.

Процессор объединяет ядро с памятью и блоками периферии, обеспечивающими интерфейс с внешним миром. Ядро процессора и его периферия разрабатываются отдельно, но в результате они выполняются на одном кристалле кремния и образуют одну микросхему.

Предположим, мы собираемся спроектировать цифровое радиоприемное устройство и, соответственно, будем включить ЦСП в его конструкцию. Наиболее вероятно, что мы приобретем ЦСП в виде процессора – микросхемы, которая содержит ядро, память и другие блоки. Например, процессор ADSP-21060 семейства SHARC представляет собой микросхему в 240-выводном корпусе типа PQFP размером 35x35x4 мм. Чтобы включить эту микросхему в наш радиоприемник, необходимо спроектировать печатную плату, на которой она будет размещаться наряду с другими необходимыми нам компонентами.

Это наиболее распространённый вариант использования ЦСП.

Теперь предположим, что мы работаем в компании, которая производит свои собственные интегральные схемы. В этом случае нам может оказаться интересен не весь процессор, а только архитектура его ядра. После заключения соответствующего лицензионного соглашения мы сможем начать изготовление микросхем, которые оптимальны для нашего конкретного приложения. Мы получаем свободу в выборе размеров внутренней памяти, способов приёма и передачи данных, типа корпуса и т. д. Такие заказные устройства образуют сегмент, играющий все большую роль на рынке ЦСП.

И наконец, существуют несколько десятков компаний, у которых можно приобрести ЦСП, уже размещенный на некоторой печатной плате. Здесь мы сразу получаем возможность использования дополнительных компонентов, таких как внешние микросхемы памяти,

АЦП и ЦАП, разъёмы перепрограммируемых ПЗУ, другие процессоры на той же плате и т. д. Некоторые из таких плат предназначены для использования в качестве автономных модулей, но большинство встраивается в хост-систему, например, персональный компьютер.

Компании, которые производят такие типы плат, называются разработчиками третьей стороны (third party developers). Узнать о таких компаниях лучше всего у производителя того ЦСП, который мы собираемся использовать.

На сегодняшний день на рынке цифровых сигнальных процессоров доминируют две компании – «Analog Devices» и «Texas Instruments».

Основные характеристики ЦСП (значимые для РПрУ)

1. *Технология производства.* КМОП от 0,5 до 0,02 мкм. Технология определяет производительность и быстродействие ЦСП.

2. *Формы представления чисел (тип арифметики).* ЦСП делятся на процессоры, обрабатывающие данные с фиксированной точкой, и обрабатывающие данные с плавающей точкой. Устройства с плавающей точкой удобнее в применении, но заметно сложнее по устройству и более дороги.

3. *Разрядность данных. Форматы представления чисел.* Большинство ЦСП с фиксированной точкой обрабатывают данные с разрядностью 16 бит, процессоры с плавающей точкой – 32 бита. Многие модели могут обрабатывать данные с двойной точностью. Число разрядов процессора определяет точность вычислений и динамический диапазон чисел (сигналов).

4. *Быстродействие (производительность).* Быстродействие как интегральную характеристику определить достаточно сложно, поэтому производительность работы ЦСП характеризуют несколькими параметрами, а также временем решения некоторых реальных задач. Быстродействие оценивается количеством выборок в секунду (мега-выборок в секунду – MSPS).

5. *Тактовая частота.* Для современных ЦСП тактовая внутренняя частота может отличаться от внешней, поэтому могут указываться два значения.

Следует отметить, что тактовая частота процессора должна превышать внешнюю частоту дискретизации обрабатываемого сигнала примерно на порядок, поскольку за время между двумя вводимыми

отсчетами сигнала процессор должен выполнить несколько операций (команд) по обработке первого отсчета. Это обстоятельство нужно учитывать при выборе типа процессора.

6. *Время командного цикла.* Время командного цикла указывает на время выполнения одного этапа команды, то есть время одного цикла конвейера команд. Так как команды могут исполняться за разное количество циклов, а также с учетом возможности одновременного исполнения нескольких команд, этот параметр может характеризовать быстродействие ЦСП достаточно приближенно.

7. *Количество команд, выполняемых за единицу времени.* Различное время исполнения команд, а также исполнение нескольких команд одновременно не позволяют использовать этот параметр для надежной характеристики быстродействия.

8. *Количество операций, выполняемых за единицу времени (MIPS).* Данный параметр учитывает одновременную обработку нескольких команд и наличие параллельных вычислительных модулей, поэтому достаточно хорошо может указывать на быстродействие ЦСП. Некоторой проблемой здесь остается то, что понятие «операции» четко не формализовано.

9. *Объем и разновидность внутренней памяти.* Объем внутренней оперативной памяти показывает, сколько данных ЦСП может обработать без обращения к внешней памяти, что может характеризовать общее быстродействие системы, а также возможность работать «в реальном времени». Тип ПЗУ определяет возможности по программированию устройства. Модели с обычным ПЗУ подходят для крупносерийного производства, ППЗУ (однократно программируемое) удобно для небольших тиражей, а применение Flash-памяти позволяет менять программу устройства многократно во время эксплуатации. На данный момент не очень мощные ЦСП чаще всего снабжены достаточно большой Flash-памятью (ее цена неуклонно снижается) и заметным объемом RAM и поэтому могут являться самодостаточными без добавления внешней памяти и на этапе разработки, и на этапе производства, что повышает конкурентоспособность таких ЦСП в ряде сегментов рынка.

Мощные ЦСП, как правило, полагаются на внешнюю память, подключенную по достаточно быстрым шинам, а размещение там Flash-памяти может быть технически проблематичным, например, из-за заметного выделения тепла.

10. *Адресуемый объем памяти.* Объем адресуемой внешней памяти характеризуется шириной внешней шины адреса.

11. *Количество и параметры портов ввода – вывода.* Данный параметр показывает возможности ЦСП по взаимодействию с внешними по отношению к нему устройствами.

12. *Состав внутренних дополнительных устройств.* В число внутренних могут входить разнообразные по назначению устройства, например, общего применения – таймеры, контроллеры ПДП и т. д., а также проблемно-ориентированные – АЦП, кодеки, компрессоры данных и другие.

13. *Напряжение питания и потребляемая мощность.* Данная характеристика особенно важна для ЦСП, встраиваемых в переносные устройства. Обычно предпочтительнее низковольтные устройства (1,8 – 3,3В), которые имеют быстроедействие аналогично 5В процессорам, но заметно экономнее в плане потребления энергии. Многие устройства имеют режимы экономии при простое либо позволяют программно отключать часть своих устройств.

14. *Состав и функциональность средств разработки и поддержки:*

- перечень языков программирования, для которых есть компиляторы под данную систему;
- наличие и возможности средств отладки готовых программ;
- доступность документации и технической поддержки;
- наличие библиотек стандартных подпрограмм и математических функций;
- наличие, доступность и возможности совместимых устройств – АЦП, ЦАП, контроллеров питания и т. д.

15. *Количество и параметры портов ввода – вывода.*

16. *Язык программирования.* Язык программирования – Макро-ассемблер. К сожалению, для ЦСП разных фирм аббревиатуры команд разные. В настоящее время ведущие фирмы разработали трансляторы с языка высокого уровня С + на языки конкретных процессоров, что существенно облегчает задачи программистов. Процессор с ограниченным набором команд называется RISC-процессором, если число команд неограниченно, то это CISC-процессор.

Особенность ЦСП для радиоприемного устройства состоит в том, что ЦСП совместно с АЦП должны работать в реальном масштабе времени. Для обеспечения работы в реальном масштабе време-

ни ЦСП должен закончить все вычисления в пределах интервала дискретизации $1/f_D$ и передать выходной отсчет на выход радиоприемника или вход ЦАП до поступления следующего отсчета с АЦП.

В случае использования алгоритма БПФ блок данных загружается в память ЦСП. Пока работает алгоритм БПФ, тем временем новый блок данных загружается в память для обеспечения работы в реальном масштабе времени. ЦСП должен вычислить БПФ в течение интервала передачи данных, чтобы быть готовым к процессу обработки следующего блока данных.

Следует обратить внимание, что ЦАП требуется только в том случае, когда данные необходимо преобразовать обратно в аналоговый сигнал (например, в случае голосового или звукового приложения). Во многих приложениях после первоначального аналого-цифрового преобразования сигнал остается в цифровом формате. Кроме того, существуют радиоприемные устройства, в которых ЦСП отвечает исключительно за формирование сигнала на ЦАП. В случае использования ЦАП на его выходе для подавления нежелательных гармоник необходимо применять фильтр.

2.6. Организация интерфейса цифрового сигнального процессора к АЦП и ЦАП в радиоприемном устройстве

В связи с быстрым развитием технологии смешанной аналогово-цифровой обработки сигналов устройства на базе ЦСП с высокой степенью интеграции, появляющиеся на рынке в настоящее время (например ADSP-21ESP202), имеют помимо ЦСП-ядра интегрированные АЦП/ЦАП, что снимает проблему организации интерфейса между отдельными компонентами. Дискретные АЦП и ЦАП теперь оснащаются интерфейсами, специально предназначенными для связи с ЦСП, и тем самым минимизируют или устраняют необходимость внешней поддержки интерфейса или применения интерфейсной логики. Высокопроизводительные сигма-дельта-АЦП и ЦАП в настоящее время выпускаются в одном корпусе (такое комбинированное решение называется КОДЕК или КОдер/ДЕКОдер), например, AD73311 и AD73322. Данные устройства также разработаны с учетом минимальных требований к интерфейсной логике при работе с наиболее распространенными ЦСП-процессорами. В настоящем пункте

рассматриваются проблемы, связанные с передачей и синхронизацией данных при организации различных интерфейсов.

Организация параллельного интерфейса с ЦСП

Подключение АЦП или ЦАП через быстрый параллельный интерфейс к ЦСП-процессору требует понимания специфики процессов чтения данных ЦСП-процессором из периферийных устройств (АЦП), а также записи данных процессором в периферийные устройства (ЦАП) при подключении данных устройств в адресное пространство памяти. Вначале рассмотрим некоторые основные требования к временным параметрам сигналов, используемых для чтения и записи данных. Необходимо отметить, что принципы, представленные здесь на примере доступа к АЦП и ЦАП, применимы также при чтении и записи в/из внешней памяти.

Блок-схема типичного параллельного интерфейса ЦСП с внешним АЦП показана на рис. 2.13. Эта диаграмма сильно упрощена и показывает только сигналы, используемые для чтения данных из внешнего устройства, подключенного в адресное пространство памяти. Временная диаграмма цикла чтения для процессоров семейства ADSP-21XX показана на рис. 2.14.

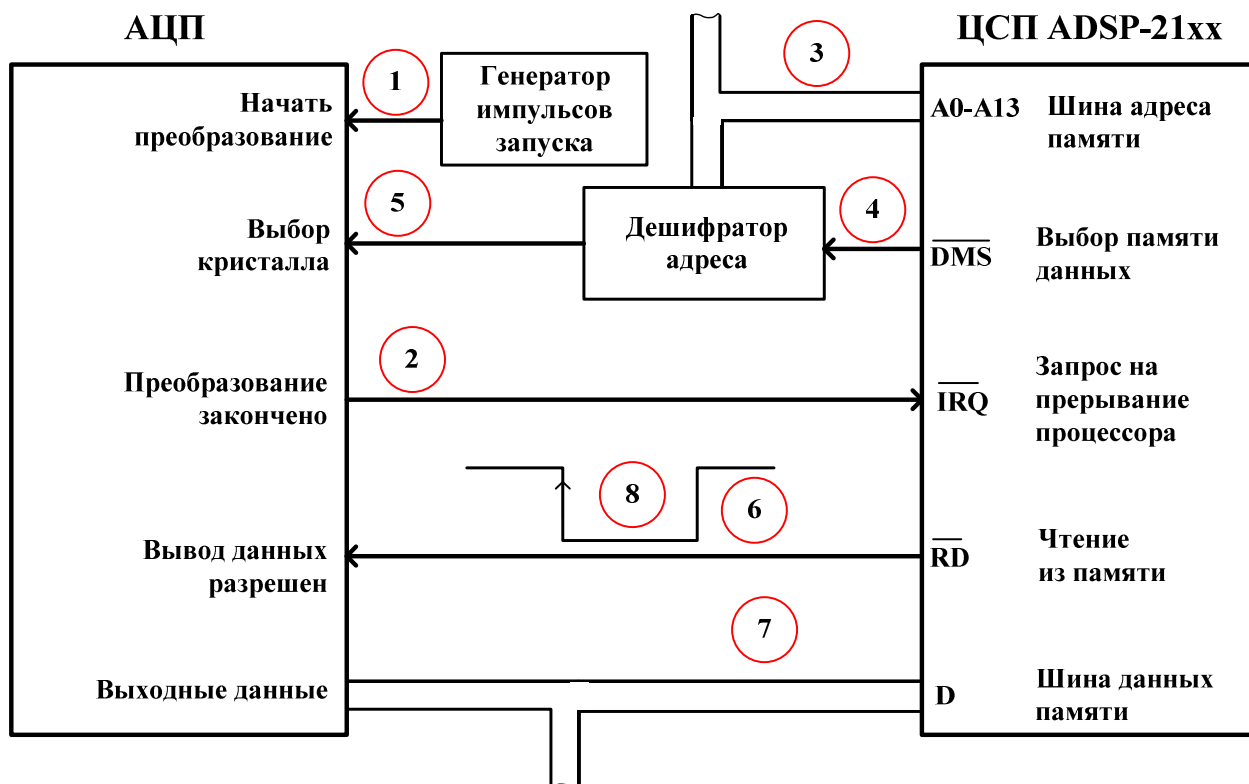


Рис. 2.13. Подключение АЦП к ЦСП семейства ADSP-21xx через параллельный интерфейс

В этом примере подразумевается, что АЦП производит выборку с постоянной частотой, которая задается внешним тактовым генератором, асинхронно по отношению к внутренней тактовой синхронизации ЦСП-процессора. Использование отдельного задающего генератора для АЦП является предпочтительным, поскольку сигнал внутреннего генератора ЦСП-процессора может иметь высокий уровень помех и фазовый шум, который в процессе аналого-цифрового преобразования приведет к увеличению уровня шумов АЦП.

Тактовый импульс задающего генератора на входе «Начать преобразование» (convert start) АЦП инициирует процесс преобразования входных данных (шаг 1-й). По переднему фронту этого импульса внутренняя схема выборки-хранения АЦП переключается из режима выборки в режим хранения и таким образом начинается процесс преобразования. После выполнения преобразования на выходе АЦП выставляется строб «Преобразование закончено» (шаг 2-й). Когда этот сигнал поступает на вход «Запрос на прерывание процессора» (\overline{IRQ}), начинается процесс чтения данных из АЦП. Далее процессор выставляет на шине адрес периферийного устройства, инициировавшего запрос на прерывание (шаг 3-й). В то же самое время процессор переводит в активное состояние сигнал доступа к памяти \overline{DMS} (шаг 4-й).

Две внутренние шины адреса в процессоре ADSP-21XX (шина адреса памяти программ и шина адреса памяти данных) совместно используют внешнюю шину адреса, а две внутренние шины данных (шина данных памяти программ и шина данных памяти данных) совместно используют одну внешнюю шину данных. Сигналы выбора памяти начальной загрузки \overline{BMS} , выбора памяти данных \overline{DMS} , выбора памяти программ \overline{PMS} и выбора памяти устройств ввода – вывода \overline{IOMS} указывают, для какой памяти в данный момент используются внешние шины. Эти сигналы обычно используются для разрешения внешней дешифрации адреса (см. рис. 2.13). Выходной сигнал блока дешифратора адреса подается на вход «Выбор кристалла» (chip select) выбора периферийного устройства (шаг 5-й).

Сигнал чтения памяти (memory read, \overline{RD}) выставляется через промежуток времени t_{ASR} после активации сигнала \overline{DMS} (шаг 6-й). Чтобы полностью использовать преимущество высокой скорости ЦСП-процессора, сумма времени задержки дешифрации адреса и времени включения периферийного устройства после подачи

сигнала выбора кристалла (chip select) не должна превышать время t_{ASR} . Сигнал чтения памяти \overline{RD} остается активным (низкий логический уровень) в течение времени t_{RP} . Этот сигнал используется для перевода в активное состояние параллельного выхода данных периферийного устройства (шаг 7-й). Сигнал RD обычно подключается к соответствующему выводу периферийного устройства, называемому сигналом разрешения выхода или чтения (output enable или read). Восходящий (задний) фронт сигнала RD используется для ввода данных с шины в ЦСП-процессор (шаг 8-й). После появления восходящего (заднего) фронта сигнала RD данные на шине должны удерживаться периферийным устройством в течение времени t_{RDH} , называемого временем удержания данных. Для большинства процессоров семейства ADSP-21XX это время равно нулю.

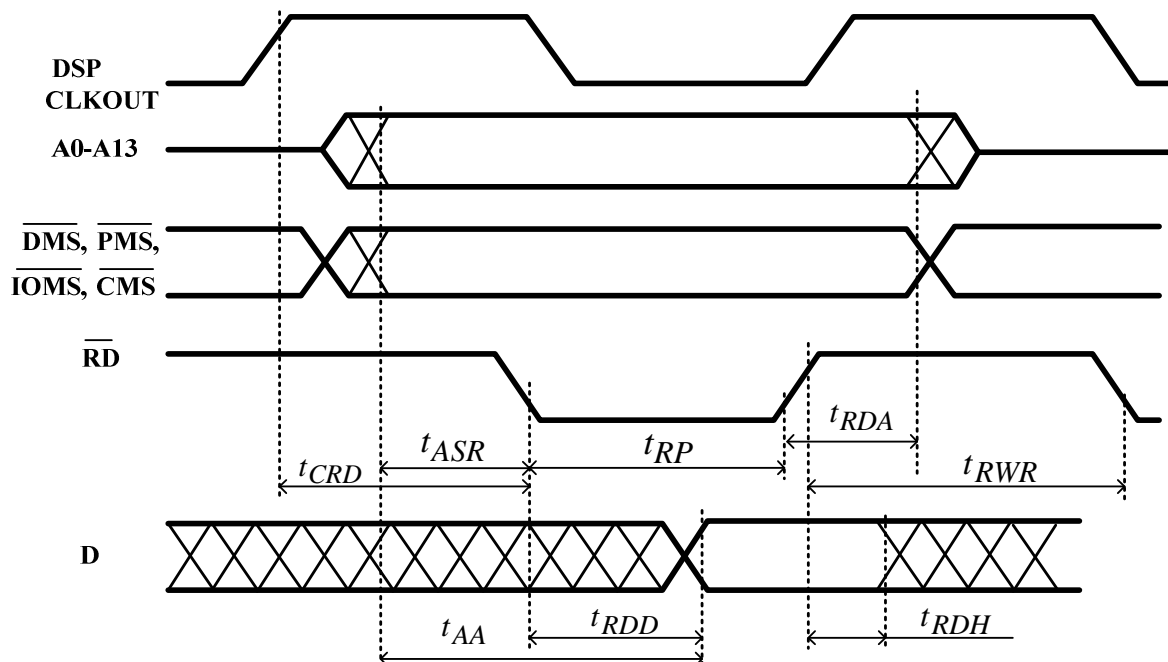


Рис. 2.14. Временная диаграмма чтения данных из АЦП в ЦСП семейства ADSP-21xx

Опишем основные требования к временным параметрам АЦП при чтении ЦСП через параллельный интерфейс:

1. Шина данных АЦП должна поддерживать высокоимпедансное Z-состояние.
2. Время декодирования адреса и время включения АЦП не должно превышать время t_{ASR} установки процессором адреса и сигнала выбора памяти.

3. Для того чтобы осуществить доступ без режима ожидания, время от спадающего (переднего) фронта сигнала чтения \overline{RD} до момента достоверного установления данных не должно превышать t_{RDD} , иначе необходимо программно обеспечить режим ожидания или снизить частоту работы процессора.

4. На выходе АЦП должны поддерживаться достоверные данные в течение времени t_{RDH} после восходящего (заднего) фронта сигнала чтения \overline{RD} .

5. АЦП должен работать при как можно меньшей длительности строба t_{RP} , иначе необходимо программно обеспечить режим ожидания или снизить частоту работы ЦСП.

Параметр t_{RDD} определяет время, требуемое для доступа к данным периферийного устройства. В случае процессора ADSP-2189M минимальная длительность t_{RDD} составляет минимум 1.65 нс на частоте 75 МГц. Если требуемое время доступа к периферийному устройству больше, необходимо использовать циклы ожидания или уменьшить тактовую частоту процессора. Это довольно обычная ситуация при подключении внешней памяти или АЦП к быстрым ЦСП-процессорам. Соотношения между этими временными параметрами для ADSP-2189M показаны в [21]. Эти характеристики зависят от тактовой частоты процессора ЦСП.

Запись данных с ЦСП в ЦАП, подключенный с отображением в адресное пространство памяти

Упрощенная блок-схема стандартного интерфейса между ЦСП и параллельным периферийным устройством ЦАП показана на рис. 2.15.

Диаграммы цикла записи в память для семейства ADSP-21xx показаны на рис. 2.16.

В большинстве приложений реального времени ЦАП функционирует непрерывно, с постоянной тактовой частотой. Большинство ЦАП, используемых для этих приложений в радиоприемниках, осуществляет двойную буферизацию данных. Имеется входной регистр для фиксации данных, поступающих через асинхронный интерфейс с ЦСП, и далее – регистр (называемый регистром хранения ЦАП), который управляет токовыми ключами ЦАП.

Регистр хранения ЦАП синхронизируется внешним стабильным генератором, задающим частоту дискретизации. Кроме тактирования

регистра хранения ЦАП данный сигнал используется также для генерации сигнала прерывания ЦСП, который указывает на готовность ЦАП к приему новых входных данных.

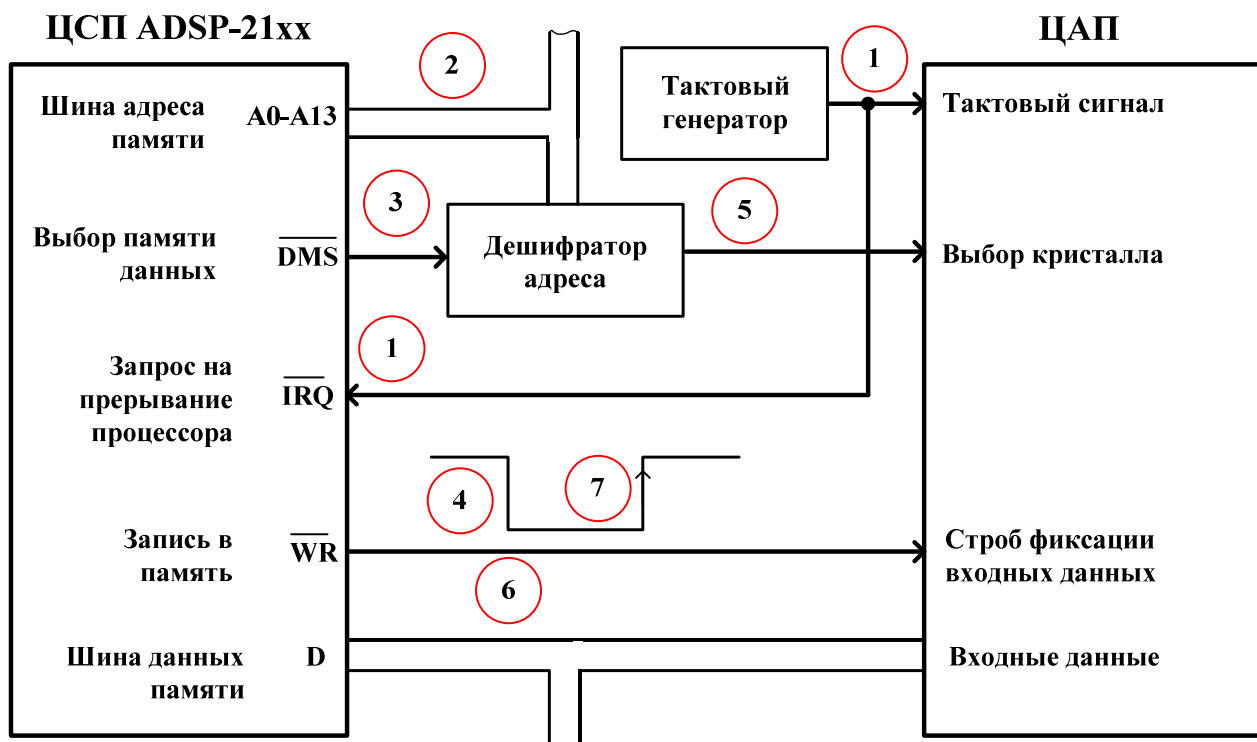


Рис. 2.15. Подключение ЦСП семейства ADSP-21xx к ЦАП через параллельный интерфейс

Таким образом, процесс записи инициируется периферийным устройством посредством установления сигнала запроса прерывания ЦСП, указывающего, что периферийное устройство готово (рис. 2.15) к приему новых данных (шаг 1-й). Далее процессор выставляет адрес периферийного устройства на адресной шине (шаг 2-й) и переводит в активное состояние сигнал выбора памяти \overline{DMS} (шаг 3-й). Это приводит к тому, что дешифратор адреса выдает сигнал «Выбор кристалла» (chip select) на периферийное устройство (шаг 5-й). После спадающего (переднего) фронта сигнала \overline{DMS} через промежуток времени t_{ASW} процессор переводит в активное нулевое состояние сигнал записи \overline{WR} (шаг 4-й).

Длительность импульса \overline{WR} составляет t_{WP} нс. Данные помещаются на шину данных (D) и удерживаются в течение времени t_{DW} , до перехода сигнала \overline{WR} в неактивное единичное состоя-

ние (шаг 6-й). Восходящий (задний) фронт сигнала \overline{WR} (рис. 2.16) используется для фиксации присутствующих на шине данных (D) во внешнюю параллельную память (шаг 7-й). Данные на шине остаются достоверными еще в течение времени t_{DH} после прохождения положительного фронта сигнала \overline{WR} .

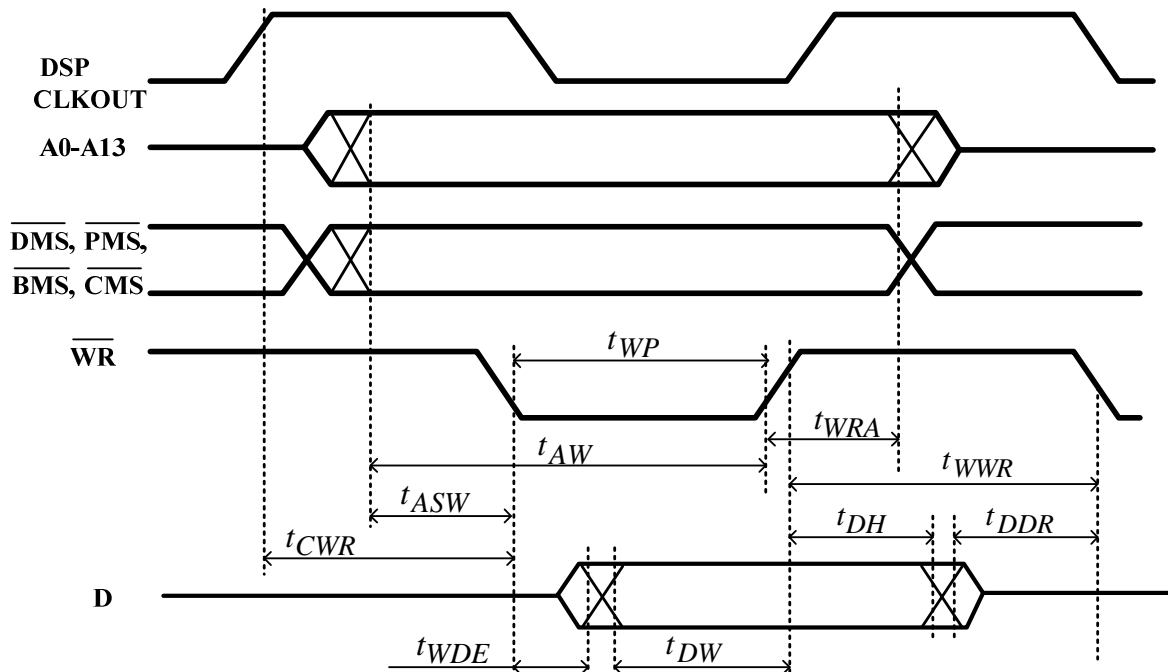


Рис. 2.16. Временная диаграмма записи данных с ЦСП в ЦАП, подключенный с отображением в адресное пространство памяти

Основные требования по временным параметрам при записи данных в ЦАП из ЦСП через параллельный интерфейс:

1. Время декодирования адреса и время включения ЦАП не должно превышать время t_{ASW} установки процессором адреса и сигнала выбора памяти.

2. Для того чтобы осуществить доступ без режима ожидания, время установления данных не должно превышать t_{DW} , иначе необходимо программно обеспечить режим ожидания или снизить частоту работы процессора.

3. Время удержания входных данных не должно превышать t_{DH} .

4. ЦАП должен работать при длительности строба \overline{WR} составляющей t_{WP} , иначе необходимо программно обеспечить режим ожидания или снизить частоту работы процессора.

Следует обратить внимание на то, что все временные параметры чтения данных из АЦП и записи данных в ЦАП зависят от тактовой частоты цифрового сигнального процессора.

Цифровые сигнальные процессоры, имеющие последовательные порты (например, семейство ADSP-21XX), позволяют организовать простой интерфейс с такими периферийными устройствами, как АЦП и ЦАП. Наличие последовательного порта устраняет необходимость использования больших параллельных шин для подключения АЦП и ЦАП к ЦСП. Принцип последовательной передачи данных подробно рассмотрен в [22].

Организация высокоскоростного интерфейса цифрового сигнального процессора с АЦП и ЦАП

С появлением ЦСП с высокими тактовыми частотами и новыми архитектурными решениями стали возможны анализ и обработка весьма широкополосных радиосигналов. Программируемость цифровых сигнальных процессоров делает возможным выполнение различных алгоритмов на тех же самых аппаратных средствах, обеспечивая расширение функциональных возможностей радиоприемных устройств. Показанная на рис. 2.17 упрощенная система обеспечивает взаимодействие процессора ADSP-21065L с быстродействующими АЦП и ЦАП посредством использования параллельного интерфейса и внешнего порта ЦСП. Семейство цифровых сигнальных процессоров SHARC позволяет использовать несколько вариантов взаимодействия АЦП и ЦАП с внешним портом процессора. Данное взаимодействие может быть реализовано с использованием контроллера прямого доступа к памяти (ПДП) ЦСП или программно, с использованием ядра процессора.

Использование ПДП не загружает ядро ЦСП, что дает возможность ядру продолжать работу (выполнять инструкции программы), в то время как данные читаются и записываются из/во внутреннюю память.

Микросхема AD9201 представляет собой двухканальный 10-разрядный АЦП, работающий с частотой дискретизации 20 МГц, с однополярным питанием в диапазоне от +2.7 В до +5.5 В и рассеиваемой мощностью 215 мВт (при напряжении питания +3В).

Параметры прибора AD9201 удовлетворяют требованиям к АЦП, необходимым для многих приложений, например, для реали-

зации радиоприемного устройства с высокоскоростной обработкой квадратурных каналов (см. рис. 1.9). Наличие входных буферов, внутреннего источника опорного напряжения и мультиплексированных цифровых выходных буферов делает очень простой организацию интерфейса с АЦП AD9201.

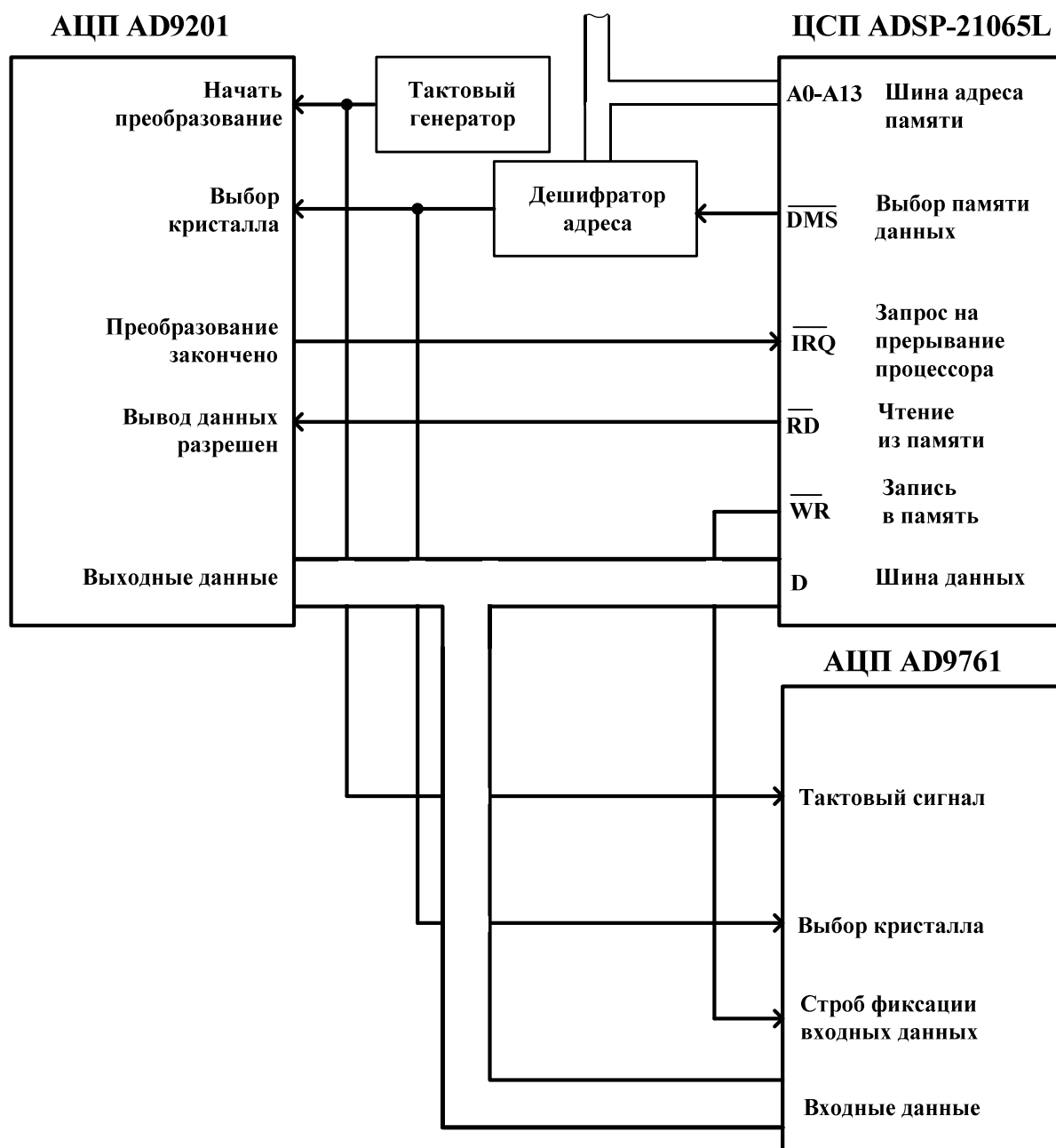


Рис. 2.17. Организация высокоскоростного интерфейса ЦСП

ЦАП AD9761 (см. рис. 2.17) предназначен для совместной работы с АЦП AD9201. Данная микросхема представляет собой двухканальный 10-разрядный ЦАП с частотой дискретизации 20 МГц

на канал, работающий от однополярного источника питания с напряжением в диапазоне от +2.7 В до +5.5 В и рассеиваемой мощностью 200 мВт (при напряжении питания +3 В). Встроенный источник опорного напряжения, наличие цифровых буферов и двукратная интерполяция делают ЦАП AD9761 весьма полезным при высокоскоростной обработке в ЦСП и обеспечении многоканальных аналоговых сигналов на выходе радиоприемника.

2.7. Устройства ЦОС на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) для РПрУ

В последнее время в устройствах цифровой обработки сигналов широкое распространение получили программируемые логические интегральные схемы. ПЛИС представляет собой интегральную схему сверхвысокой степени интеграции, содержащую на кристалле порядка одного миллиона логических вентилях, которые могут быть программным путем соединены в логическую структуру, реализующую заданный алгоритм цифровой обработки сигналов аппаратным способом. Таким образом, ПЛИС сочетают в себе преимущества аппаратной реализации алгоритмов (главное из которых – быстроедействие) с достоинствами программируемых устройств.

Программируемые логические интегральные схемы – это матричные большие интегральные схемы, обладающие характерным отличительным признаком – «гибкостью» архитектуры. Такое технологическое решение обеспечивает разработчику возможность самостоятельно конфигурировать СБИС, создавая вычислительную архитектуру, наиболее оптимальную (рациональную) для разрабатываемого приложения.

По сравнению с другими микроэлектронными технологиями технология ПЛИС обеспечивает рекордно короткий проектно-технологический цикл, минимальные затраты на проектирование, максимальную гибкость при необходимости модификации аппаратуры.

Основные преимущества использования ПЛИС по сравнению с цифровыми сигнальными процессорами в РПрУ:

1. Настоящая параллельность. Выполнение параллельных задач и конвейеризация.

2. Перенастраиваемость. Возможность создания новых и переписывание существующих систем для решения новых задач.

3. Высокая надежность. Алгоритм зашивается в аппаратную схему.

4. Высокий детерминизм и быстродействие. Алгоритмы выполняются в жестком наносекундном масштабе.

Основные недостатки использования ПЛИС по сравнению с цифровыми сигнальными процессорами в РПрУ:

- однажды сконфигурированная ПЛИС обладает меньшей гибкостью, нежели ЦСП;
- высокое энергопотребление;
- большая стоимость.

Классификацию ПЛИС по виду, количеству и способам соединения (коммутации) элементов можно найти в [27].

Программируемые логические матрицы (ПЛИМ) (в зарубежной литературе называемые FPLA – Field Programmable Logic Array или FPLS – Field Programmable Logic Sequencer) – наиболее традиционный вид ПЛИС – представляют собой массивы логических элементов типа «И» и «ИЛИ». Дальнейшее развитие эта архитектура получила в микросхемах программируемой матричной логики (ПМЛ) (PAL – Programmable Array Logic), имеющих программируемую матрицу элементов «И» и фиксированную матрицу элементов «ИЛИ», а иногда – только программируемую матрицу элементов «И». Следующая ступень в развитии этого типа ПЛИС – программируемая макрологика, для которой характерно наличие единственной матрицы элементов «И-НЕ» или «ИЛИ-НЕ», позволяющей реализовать сложные логические функции за счет многочисленных обратных связей. Все эти типы ПЛИС в настоящее время морально устарели [27] и применяются в основном для реализации в устройствах тех функций, для которых отсутствуют серийные микросхемы средней степени интеграции.

Программируемые коммутируемые матричные блоки (ПКМБ) содержат несколько матричных логических блоков (МЛБ), соединенных коммутационной матрицей. В состав МЛБ входят программируемые матрицы элементов «И», фиксированные матрицы элементов «ИЛИ» и макроячейки. Степень интеграции таких ПЛИС достигает до 10 000 эквивалентных вентилях. В зарубежной литературе они имеют название CPLD – Complex Programmable Logic Devices.

Программируемые вентильные матрицы (ПВМ) (FPGA – Field Programmable Gate Array) состоят из логических блоков и программируемых коммутирующих путей. Логический блок может включать таблицы перекодировки, мультиплексоры, триггеры, элементы управления и т. п. Таким образом, каждый блок может реализовать операции типа перемножения, умножения на константу, задержки, а наличие во многих ПЛИС этого типа реконфигурируемых модулей памяти делает их удобным средством реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов, особенно цифровой фильтрации.

Общие свойства ПЛИС:

1. Высокое быстродействие (тактовые частоты от 100 МГц до гигагерц).
2. Высокая степень интеграции, технология КМОП – десятки долей микрон, на кристалле находятся от сотен тысяч до нескольких миллионов вентилях.
3. Функциональная полнота, позволяющая реализовать законченное устройство на одной ПЛИС.
4. Универсальность: на одном кристалле реализуются разные устройства; многократность перепрограммирования.
5. Высокий процент выхода годных изделий и высокая надежность.
6. Защита от считывания.
7. Сброс регистров в ноль при включении питания.
8. Буферизация входных данных.
9. Совместимость с TTL логикой.

Дальнейшее развитие архитектур ПЛИС идет в направлении введения двух уровней матриц соединений: локальных, которые соединяют логические элементы в логические блоки, и глобальных, соединяющих блоки между собой и с портами ввода-вывода. Такие ПЛИС пригодны для реализации «систем на кристалле» (System on Chip, SOC), представляющих серьезную альтернативу сигнальным процессорам.

Что особенно важно, фирмы-производители ПЛИС выпускают программное обеспечение, позволяющее выполнять сквозное проектирование устройств цифровой обработки сигналов. Примером может служить система проектирования MAX+PLUS фирмы «ALTERA» [27]). Система проектирования версии MAX+PLUS II включает графический редактор для задания электрической принципиальной схе-

мы, текстовый редактор для описания проекта, сигнальный редактор для задания временных диаграмм, поуровневый планировщик для размещения узлов проектируемой системы по логическим блокам. Для испытания и отладки полученной конфигурации служат симулятор, сигнальный редактор и временной анализатор. Компилятор выполняет логический синтез, трассировку соединений и формирует файл программирования или загрузки. Программатор выполняет с помощью соответствующего оборудования программирование ПЛИС, обеспечивая реализацию разработанного проекта на кристалле. В целом подобное программное обеспечение представляет собой незаменимый инструмент автоматизированного проектирования систем цифровой обработки сигналов на элементной базе ПЛИС.

Характеристики ПЛИС основных производителей:

1. Технология производства.
2. Число входов (30...250).
3. Число выводов (250...780).
4. Минимальное число эквивалентных вентилях ($2,63 \cdot 10^5 \dots 2,67 \cdot 10^6$).
5. Число логических элементов ($4 \cdot 10^3 \dots 4 \cdot 10^4$).
6. Встроенные блоки памяти (26 ... 264).
7. Максимальный объем памяти ($5,3 \cdot 10^4 \dots 5,3 \cdot 10^5$).
8. Число макроячеек (400...4000).
9. Быстродействие (производительность). Быстродействие оценивается количеством выборок в секунду (мегавыборок в секунду – MSPS).
10. Разрядность данных. Форматы представления чисел (данные с фиксированной точкой).
11. Тактовые частоты (100... 300 МГц).
12. Время задержки вх/вых (3...5 нс).

Сравнительный анализ ведущих фирм-производителей ПЛИС показывает, что они используют практически одинаковые технологии производства, и характеристики сопоставимых по цене семейств ПЛИС примерно равны.

Наличие в составе современных ПЛИС с архитектурой FPGA встроенных аппаратных модулей памяти, умножителей с накоплением, синтезаторов частоты, контроллеров PCI, Ethernet и других интерфейсов позволяет достигать характеристик специализированных ASIC при выполнении стандартных функций.

Производительные семейства ПЛИС фирмы «Altera» и фирмы «Xilinx» имеют также в своем составе процессорные ядра, позволяющие ПЛИС достигать уровня ЦСП при выполнении различных алгоритмов цифровой обработки сигналов.

Третьей характерной особенностью современных ПЛИС, отличающей их ЦСП, является наличие огромного потенциала логики, программируемой по желанию разработчика [28].

По сравнению с другими микроэлектронными технологиями технология ПЛИС обеспечивает рекордно короткий проектно-технологический цикл (несколько часов/дней), минимальные затраты на проектирование, максимальную гибкость при модификации аппаратуры. При этом весь проектно-технологический цикл выполняется разработчиком на одном рабочем месте. Пример реализации ЦОС в радиоприемном тракте на ПЛИС фирмы Xilinx показан на рис. 2.18.

2.8. Прототипирование программно-определяемых блоков радиоприемников

Прототипирование программно-определяемых блоков радиоприемников – это область радиоинженерии, которая относится к программно-определяемым радиосистемам SDR. Использование идеологии SDR (Software-Defined Radio – радиосредства, алгоритмы работы которых определяются программным обеспечением) позволяет наращивать функциональность радиосредств без изменения аппаратной части.

Организация Wireless Innovation Forum определяет программно-определяемое радио (ПОР) как «Радиосистема, в которой функции физического уровня частично или полностью задаются программно».

Комбинация оборудования NI USRP и LabVIEW для достижения высокой функциональности и гибкости дает платформу для быстрого прототипирования, включая разработку физического уровня, записи и воспроизведения радиосигнала, радиомониторинга, валидации алгоритмов и многое другое.

Актуальность данного направления с точки зрения разработки радиоприемных устройств определяется возможностью реализовать и анализировать прототипы блоков радиоприемников с использова-

нием потенциала универсального периферийного устройства программного радио (USRP – Universal Software Radio Peripheral).

Общие сведения об универсальном периферийном устройстве программного радио (USRP)

NI USRP-29xx представляет собой платформу программно-управляемого радио (SDR), которая может формировать, передавать, принимать и обрабатывать сигналы для решения задач в области радиосвязи. Данное устройство поставляется с приборным драйвером NI-USRP, который можно использовать для его программирования в LabVIEW.

Для создания коммуникационных приложений для NI USRP-29xx используется приборный драйвер NI-USRP.

Приборный драйвер NI-USRP имеет набор виртуальных приборов (ВП) и свойств, которые поддерживают функциональность универсального периферийного устройства программного радио, включая конфигурирование, управление и другие специальные функции.

Платформа NI USRP позволяет пользователю проводить эксперименты и создавать на компьютере алгоритмы физического уровня разнообразных протоколов связи. Например, таких, как GSM, GPS, ГЛОНАСС, UMTS, IEEE 802.11, Zigbee, IEEE 802.16, LTE, а также многих других открытых и закрытых протоколов связи. Представленные функциональные возможности NI USRP позволяют повысить усвояемость обучающимися материала, вместе с тем в кратчайшие сроки создавать прототипы и сравнивать экспериментальные результаты с теоретическими данными.

Основные возможности платформы NI USRP:

- гибкая программно конфигурируемая платформа с интуитивно понятным инструментом для графического и текстового программирования в LabVIEW;
- предлагает разработчикам систем радиосвязи доступную программно-определяемую радиосистему с многообразной функциональностью, позволяющей разрабатывать системы пятого поколения;
- имеет на борту 2x2 многоканальных входа и выхода, радиотрансивер, АЦП, ЦАП, ПЛИС Kintex7, управляемые через LabVIEW;
- ориентирован на цифровую обработку сигналов, в факторе 1U половинной ширины;

- совмещает два дуплексных радиоканала с мгновенной полосой до 40 МГц, каждый из которых оборудован переключателем, позволяющим переключаться с дуплексной работы с разделением по времени на дуплексную работу с разделением по частоте;
- доступное решение для преподавания основных направлений в радиосвязи (с готовыми к использованию учебными курсами);
- настраиваемый рабочий диапазон частот от 50 МГц до 6 ГГц;
- мгновенная полоса I/Q до 40 МГц потоковая передача данных до 40 МГц для удаленной обработки данных в среде LabVIEW;
- дает платформу для быстрого прототипирования, включая разработку физического уровня, записи и воспроизведения радиосигнала, радиоэлектронной разведки, валидации алгоритмов и многое другое;
- NI USRP совместим с ОС Windows 7/ 10.

Архитектура NI USRP RIO

NI USRP RIO предлагает разработчикам беспроводных систем доступную программно-определяемую радиосистему с функциональностью, позволяющей разрабатывать радиосистемы связи пятого поколения. USRP RIO имеет на борту великолепный 2x2 многоканальный вход (RX1, RX2), многоканальный выход (TX1, TX2), два радиоблока (трансивера), оборудованный управляемым через LabVIEW ПЛИС Kintex-7.

Использование LabVIEW унифицирует процесс разработки, значительно ускоряя и упрощая его.

USRP RIO позволяет расширить платформу USRP, делая её более гибкой. Она идеальна для широкого круга задач, в том числе радиосетей пятого поколения, систем с многоканальным входом и выходом MIMO и Massive MIMO, спектрального мониторинга.

Архитектура NI USRP RIO показана на рис. 2.18.

USRP RIO совмещает два дуплексных канала с мгновенной полосой в 40 МГц и ПЛИС Kintex-7 (фирмы «Xilinx»), ориентированную на цифровую обработку сигналов, в форм-факторе 1U половинной ширины. Радиочастотный аналоговый входной интерфейс, ПЛИС, АЦП и ЦАП работают на частоте до 120 МГц. Каждый радиоблок оборудован переключателем, позволяющим переключаться с дуплексной работы с разделением по времени на дуплексную работу с разделением по частоте.

Можно выбирать между шестью разными устройствами USRP RIO, покрывающими частотный диапазон от 50 МГц до 6 ГГц и имеющими управляемые пользователем линии ввода/вывода для взаимодействия с другими устройствами. ПЛИС, программируемая с помощью модуля LabVIEW FPGA обеспечивает совместную обработку для приложений с высокой скоростью обмена данными и малыми временами задержки. Шина PCI Express x 4 позволяет вести обмен данными с ПЭВМ или PXI-шасси на скорости до 800 МБ/сек и до 200 МБ/с при работе с ноутбуком. Можно подключать вплоть до 17 – ти устройств USRP RIO к одному шасси PXI Express, которое, в свою очередь, можно соединить с другими шасси для построения многоканальной системы.

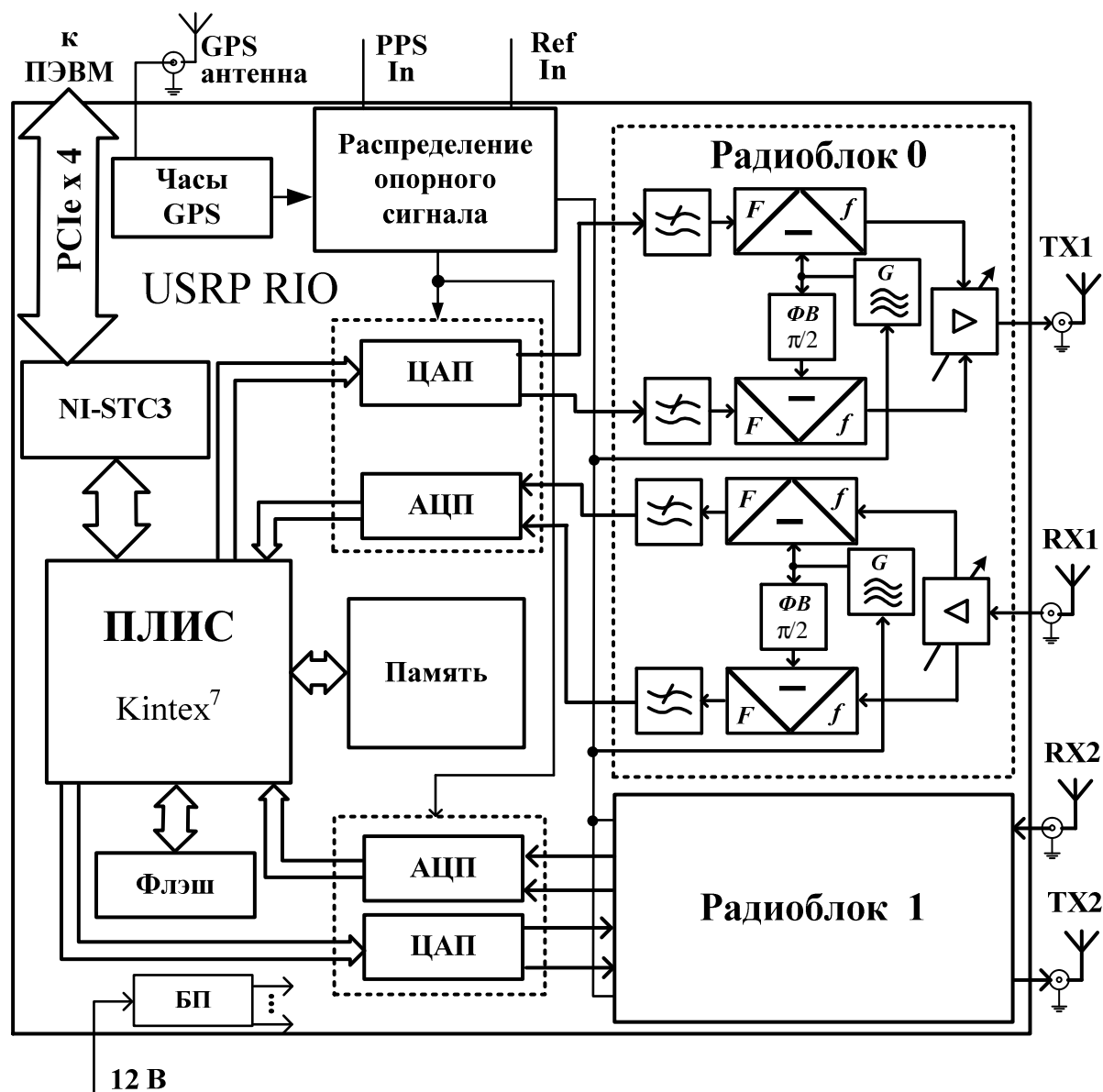


Рис. 2.18. Архитектура NI USRP RIO

Главная интерфейсная шина в USRP RIO – это PCI Express x 4, обеспечивающая эффективное соединение для приложений с высокой пропускной способностью и малыми задержками для таких приложений, как разработка физического или MAC уровней. С помощью шины PXI Express x 4, можно передавать данные на скорости до 800 МБ/с и настраивать ПЛИС через модуль LabVIEW FPGA. Интерфейс обладает обратной совместимостью с программами, написанными для устройств NI USRP- 292x и USRP-293x. Оборудование USRP RIO содержит несколько портов для дальнейшего расширения через обновления программного обеспечения. В их число входят двойные разъемы SFP+ на задней панели и отладочный порт USB JTAG на передней панели.

Устройства USRP-295xR содержат высокоточный термостатированный кварцевый генератор (OCXO) с GPS-коррекцией, который позволяет повысить точность частоты даже без использования GPS. Если же GPS используется для коррекции частоты, точность возрастает ещё более значительно.

Все модули USRP RIO позволяют использовать внутренний или внешний опорный генератор и экспортировать используемый опорный сигнал во внешние устройства. Разъем «Ref In» способен принимать опорный сигнал до 10 МГц, из которого можно извлечь опорные сигналы для АЦП/ЦАП и встроенного генератора. Можно использовать разъем «PPS In» в качестве стандартного порта для входного импульса PPS или триггера общего назначения. С помощью портов «Ref Out» и «PPS Out» можно экспортировать эти сигналы в другие устройства для создания многоканальной системы. Благодаря 8-канальной системе распределения опорного сигнала OctoClock от Ettus Research можно построить большие синхронизированные системы. Для этого необходимо подключить устройства USRP RIO в разъемы «Ref In» и «PPS In» с помощью нескольких OctoClocks и в результате построить системы, размер которых превышает 100 каналов.

Интерфейс прикладного программирования (API)

Устройство USRP RIO позволяет воспользоваться сразу двумя методами программирования, основанными на использовании LabVIEW, – драйвер для работы с хост-компьютером (NI-USRP) и с полностью открытой и настраиваемой ПЛИС (NI-USRP RIO). Оба поддерживают подключение через шину PCI Express, позволяя легко переносить ваш проект с хост-компьютера на ПЛИС.

Драйвер NI-USRP

NI выпускает оборудование USRP RIO с драйвером NI-USRP 1.3, чтобы обеспечить бесперебойный, основанный на хост-компьютере интерфейс, с полной обратной совместимостью с устройствами USRP-292x и USRP-293x. С помощью ПЛИС, конфигурируемой с хост-API, можно разработать алгоритм в LabVIEW и беспрепятственно перемещать его между драйвером USRP и устройством NI USRP RIO.

Драйвер NI-USRP RIO

Для повышения производительности приложения можно воспользоваться преимуществами ПЛИС Kintex-7, переведя исполнение кода на нее с помощью драйвера NI-USRP RIO. Этот драйвер предлагает шаблон потокового проекта, включающий в себя код для хост-процессора и код для ПЛИС, написанные в LabVIEW и LabVIEW FPGA соответственно. Проект можно настроить таким образом, чтобы код выполнялся только на хосте и/или модифицировать ПЛИС, чтобы добавить пользовательскую обработку. Хотя весь код для ПЛИС можно изменять, чаще всего потребуется вставлять свой код в цепь рядом с каналом прямого доступа к буферу памяти.

Контрольные вопросы

1. Перечислите технические средства для реализации ЦОС в радиоприёмных устройствах.
2. Перечислите основные характеристики АЦП.
3. Каково назначение антиалайзингового фильтра в ЦРПрУ?
4. Перечислите основные типы схем включения АЦП в аналоговую часть приемного тракта. Назовите достоинства, недостатки и область применения этих схемных решений.
5. Как бороться в ЦРПрУ с каналами наложения спектров АЦП?
6. Нарисуйте шесть зон Котельникова с указанием значимых частотных диапазонов, на них изобразите АЧХ антиалайзингового фильтра с учетом подачи аналогового сигнала в первую зону.
7. Перечислите основные особенности УРЧ для работы с АЦП.
8. Каково влияние архитектуры на скорость выполнения операций ЦСП?
9. Какие операции в ЦСП выполняют АЛУ и МАС?

10. Назовите способы повышения быстродействия ЦСП.
11. Перечислите основные характеристики ЦСП.
12. Каково назначение циклов ожидания при организации интерфейса ЦСП с АЦП?
13. Изобразите типовую архитектуру ЦСП, раскройте назначение элементов.
14. Назовите основные отличия ПЛИС от ЦСП.
15. Перечислите основные характеристики ПЛИС.

3. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫМ РАДИОПРИЕМНЫМ УСТРОЙСТВОМ

3.1. Общие сведения о системе управления профессиональным радиоприемным устройством

На реальных радиолиниях радиоприемные устройства работают в сложных условиях. Условия работы РПрУ могут изменяться вследствие влияния следующих факторов:

- различия уровней радиосигналов от разных источников;
- нестабильности уровня сигнала от данного передатчика из-за изменений условий распространения радиоволн;
- изменения частоты радиосигналов вследствие нестабильности частоты передатчика или эффекта Доплера;
- изменения частоты сигнала в общем тракте приема из-за нестабильности частот гетеродинов (в аналоговых преобразователях частоты и в АЦП);
- наличия различного рода помех, оказывающих влияние на параметры принимаемого радиосигнала и характеристики радиоприемника.

В подобных случаях возникает необходимость в регулировке характеристик цепей и узлов радиоприемника для получения оптимального режима приема. Для этих целей в современных РПрУ предусмотрены различные системы управления.

Система управления РПрУ – это совокупность блока управления и органов управления, предназначенных для управления радиоприемным устройством, параметры которого варьируются (непрерывно или дискретно) таким образом, чтобы поддерживать требуемое качество сигнала на выходе [12].

Каково место системы управления в профессиональном радиоприемном устройстве?

В упрощенной обобщенной структурной схеме современного профессионального РПрУ (рис. 3.1) система управления выделена в отдельный тракт. В схеме РПрУ на рис. 3.1 крупно можно выделить два тракта: сигнальный и тракт управления.

Сигнальный тракт, согласно общей теории радиоприема, состоит из общего тракта приема (ОТП) и частных трактов приема (ЧТП). Назначение, состав и принципы работы этих трактов подробно рассмотрены в [1, 2, 4...8].

Тракт управления представляет собой автономную систему управления, принципы работы которой описываются теорией систем управления и технических средств автоматики. С точки зрения автономности – это система управления, а с точки зрения системного подхода к построению радиоприемных устройств как части системы радиосвязи – эта структурная единица РПрУ называется трактом управления.

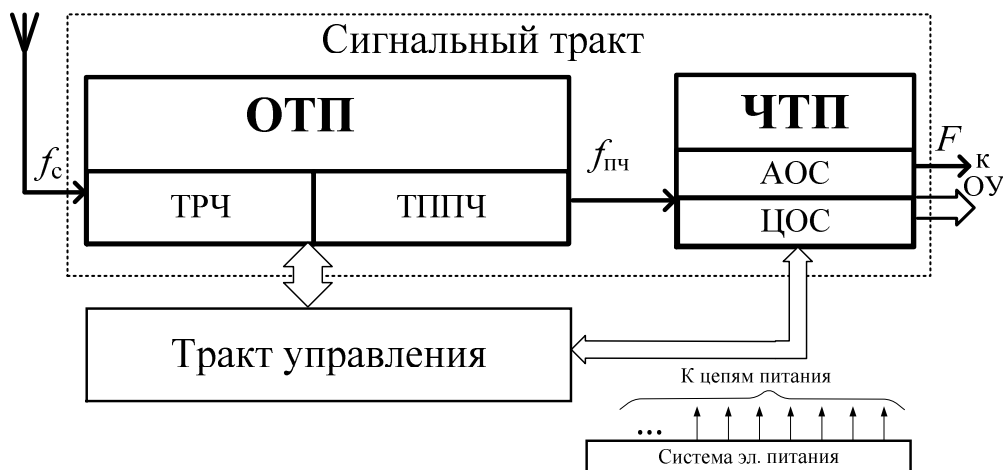


Рис. 3.1. Упрощенная обобщенная структурная схема профессионального РПрУ

Тракт управления по сложности и быстродействию должен быть на порядок лучше сигнального тракта РПрУ, так как при прохождении принимаемого радиосигнала по сигнальному тракту от антенны до выхода радиоприемника тракт управления должен успеть проанализировать изменения условий работы РПрУ вследствие влияния перечисленных в начале главы факторов и принять решение о перестройке каскадов радиоприемника с целью поддержания заданного качества сигнала на выходе.

В этой главе учебного пособия подробно рассмотрим роль, место и состав системы (тракта) управления профессиональным радиоприемным устройством.

3.2. Системы управления, настройки и регулировки профессионального радиоприемного устройства

В процессе эксплуатации профессионального радиоприемного устройства (РПрУ) для реализации наилучшего качества приема

производится управление, настройка и регулировка его параметров. За эти функции отвечает система управления РРПрУ.

Система (тракт) управления профессиональным радиоприемным устройством (рис. 3.2) базируется на блоке управления, который является одним из важнейших блоков современного радиоприемника.

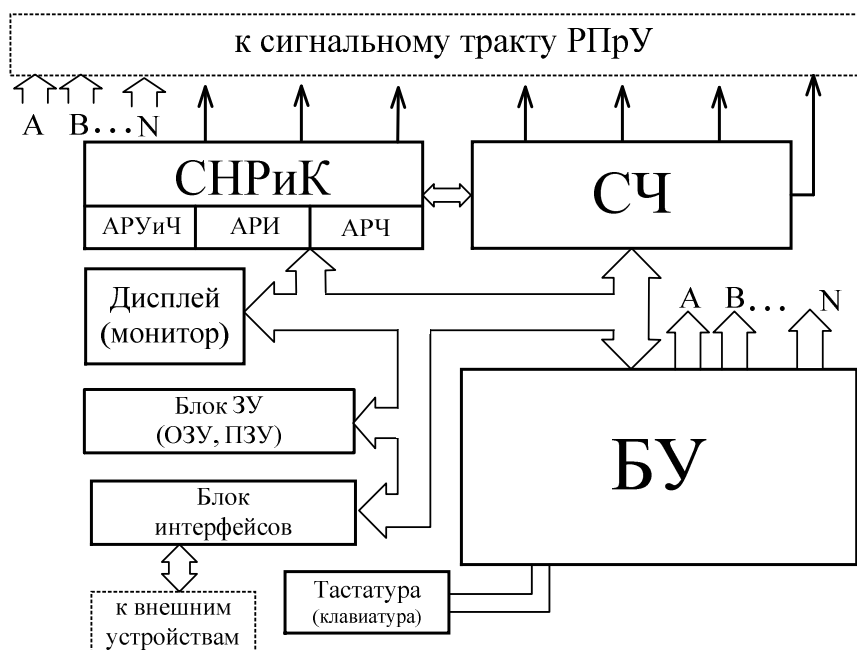


Рис. 3.2. Система (тракт) управления профессионального РРПрУ

Блок управления осуществляет функции контроля и управления РРПрУ как с местного пульта (клавиатуры), так и дистанционно. Под его наблюдением слаженно и синхронно работают практически все узлы РРПрУ. Всю информацию о состоянии приемного устройства БУ выводит на дисплей, расположенный на передней панели РРПрУ.

Широкое внедрение больших интегральных схем (БИС) и цифровых методов обработки сигналов позволило создать БУ современного РРПрУ на базе микропроцессорных систем, основы которых составляют МП.

Функции микропроцессорной системы, входящей в состав РРПрУ, в основном включают в себя: автоматизацию процессов управления РРПрУ, определение параметров состояния данного узла, изменение его состояния, коммутацию отдельных блоков по программе МП. Независимо от функционального назначения узла определение параметров его состояния сводится к сбору и обработке информации, поступающей от различных блоков, составляющих дан-

ный узел. При этом для различных по структуре и функциям узлов МП обрабатывает различное число информационных сигналов. Для изменения состояния любого узла требуется определенное число управляющих сигналов, соответствующее данной структуре.

Использование МП в качестве центрального управляющего устройства позволяет реализовать цифровой контроль и управление фактически всеми функциями радиоприемника.

Основное преимущество микропроцессорного управления – его большая гибкость. При внесении изменений в радиоприемник необходимо лишь незначительное изменение его схемы, так как значительно модифицироваться может лишь программное обеспечение МП. Часто можно обойтись вообще без изменения аппаратной части. В ПРПрУ с помощью МП можно выполнять не только такие очевидные для применения цифровых методов операции, как синтез частот или управление дисплеями, но и осуществлять выбор параметров приемника, таких, как полоса пропускания фильтров, коэффициент усиления тракта ПЧ, постоянная времени цепи АРУ и т.д.

Таким образом, блок управления, построенный с применением МП, позволяет реализовать в основном следующие функции:

- набор на тастатуре (клавиатуре) требуемой частоты принимаемого сигнала, вида радиоизлучения;
- управление синтезатором частот (вычисление коэффициентов деления ДПКД);
- управление поддиапазонами (фильтрами в преселекторе);
- регулировка полосы пропускания ПРПрУ;
- подключение нужного демодулятора (выбора программы демодуляции);
- вывод служебной информации на дисплей (монитор);
- запоминание значений частоты каналов и их последующий выбор;
- осуществление режима поиска;
- оценка качества принимаемого радиосигнала;
- тестирование основных узлов ПРПрУ;
- дистанционный контроль и управление работой ПРПрУ.

Микрокомпьютерное (микропроцессорное) управление радиоприемником

Современные радиоприемники имеют, как правило, микрокомпьютерное управление. Компьютер, прежде всего, управляет процессом настройки. Он включает в себя автоматический обзор принимае-

мых частотных диапазонов с фиксацией попавшихся станций, запоминание назначенных оператором настроек и их тастатурное управление, управление автоматическими регулировками приемника (в том числе интеллектуальное, обеспечивающее наивысшее качество приема).

Применение микрокомпьютера уменьшает число регулировок в радиоприемниках.

Отметим основные из них для ПРПрУ:

- включение и выключение питания приемника;
- переключение диапазонов принимаемых волн;
- плавная настройка на станцию;
- дискретная настройка на заранее выбранные станции;
- поворот магнитной антенны;
- регулировка усиления (громкости);
- регулировка чувствительности;
- регулировка полосы принимаемых частот;
- включение/выключение системы бесшумной настройки;
- включение заданного вида работы (радиоизлучения);
- управление дополнительными системами (RDS и др.);
- отключение всех ранее сделанных установок (кроме настройки на заданную станцию) и др.

Итак, современный радиоприемник может иметь до полутора-двух десятков органов управления. Манипуляции с ними требуют определенного профессионального опыта работы.

Применение микрокомпьютера позволяет свести все органы управления в достаточно простой пульт управления, содержащий всего несколько кнопок и индикатор, при этом используется та или иная система меню – как правило, настолько простая, что даже начинающий пользователь интуитивно управляет ими без изучения инструкций. Как отмечалось, многие регулировки выполняются автоматически. Поэтому передняя панель современных радиоприемников выглядит интуитивно просто.

В целом, система управления профессиональным радиоприемным устройством (см. рис. 3.2) состоит из блока управления (БУ), синтезатора частот (СЧ), систем настройки, регулировок и контроля (СНРиК), тастатуры (клавиатуры), блока запоминающих устройств (ПЗУ и ОЗУ), блока интерфейсов, устройства отображения (дисплея, монитора).

Состав системы управления профессиональным радиоприемным устройством частично представлен в обобщенной структурной схеме цифрового радиоприемного устройства.

В данном подпункте подробно рассмотрим систему настройки, регулировок и контроля (СНРиК). Остальные составляющие системы управления профессиональным радиоприемным устройством: синтезатор частот, блок ЗУ, блок интерфейсов, устройство отображения подробно рассмотрены в [28, 29,32].

Система настройки, регулировок и контроля

Состав системы настройки, регулировок и контроля (рис. 3.3) СНРиК состоит:

- из системы автоматической регулировки усиления и чувствительности (АРУиЧ);
- системы автоматической регулировки избирательности (АРИ);
- системы автоматической регулировки частоты (АРЧ);
- подсистемы слежения за настройкой и регулировкой;
- подсистемы бесшумной настройки;
- подсистемы извлечения ДВИ (дополнительных видов информации) из принимаемого сигнала;
- подсистемы контроля и др.

СНРиК						Подсистемы			
АРУиЧ		АРИ		АРЧ		Слежения за настройкой и регулировкой	Бесшумной настройки	Извлечения ДВИ	Контроля
АР и РР усилен.	АР и РР чувств.	Настр.	Подстр.	Настр.	Подстр.				
УТ ОТП		Изб.сист. ОТП и ЧТП		СЧ и ОТП					

Рис. 3.3. Настройки, регулировки и контроль РПрУ.
Подсистемы РПрУ

Система автоматической регулировки усиления и чувствительности, в свою очередь, имеет две подсистемы автоматической и ручной регулировок (АР и РР) усиления и чувствительности, которые управляют усилительным трактом общего тракта приема (УТ ОТП).

Системы автоматической регулировки избирательности и частоты имеют подсистемы настройки и подстройки. Подсистемы настройки и подстройки системы АРИ управляют избирательными системами ОТП и ЧТП. Подсистемы настройки и подстройки системы АРЧ управляют гетеродинами СЧ и ОТП.

Настройки радиоприемника

Настройка радиоприемника – это управление электрическими параметрами частотно-селективных цепей приемника, обеспечивающее демодуляцию и обработку полезного сигнала с требуемым качеством [24].

Системы настройки профессиональным приемником – это автоматические системы. Они в общем случае обеспечивают настройку ПРПРУ на рабочую частоту. Для этого система настройки при переходе ПРПРУ с одной частоты на другую перестраивает все элементы настройки, включая элементы связи.

Настройки бывают:

- электромеханическими;
- электронными (аналоговыми и цифровыми);
- комбинированными.

Электромеханические системы настройки приемников используют механические контакты для коммутации в высокочастотных цепях ПРПРУ, обладающие целым рядом недостатков:

- невысокой надежностью из-за окисления, загрязнения и механического износа;
- сравнительно большой паразитной емкостью контактных пар;
- громоздкостью и необходимостью существенных усилий при переключении (например, барабанные переключатели);
- сложностью устройства управления механическими контактами, особенно в полностью автоматизированных приемниках;
- значительным обеспечением малого времени настройки.

По этим причинам механические контакты и соответственно электромеханические системы настройки находят крайне ограниченное применение.

Наибольшее применение для коммутации в высокочастотных цепях приемников находят герконы и полупроводниковые коммутационные диоды, а в качестве коммутирующих элементов в высоко-

частотных избирательных цепях РПрУ – полупроводниковые коммутационные диоды с электронным управлением. Они имеют большое сопротивление и малую емкость при напряжении обратного смещения и малое дифференциальное сопротивление при токе прямого смещения. На частотах более 10 МГц целесообразно использовать рпн-диоды, у которых меньше емкость при обратном смещении и она очень слабо зависит от обратного смещения.

Для коммутации применимы и ртутные переключатели, обладающие переходным сопротивлением не более 0,2 Ом при частоте не выше 30 МГц, емкостью между контактами не более 0,4 пФ и временем срабатывания не более 60 мс.

Использование в системах настройки приемника коммутирующих элементов герконов и полупроводниковых диодов обеспечивает высокую надежность, малые габариты и массу, достаточно простую схему управления и позволяет создавать РПрУ с электронной настройкой.

Выпускается целый ряд профессиональных приемников с электронной варакторной настройкой.

Варактор – это полупроводниковый диод, по принципу действия аналогичный варикапу. Используется преимущественно как нелинейный элемент в умножителях частоты, а также для усиления колебания в параметрических усилителях сверхвысокочастотного диапазона.

К достоинствам электронного способа настройки можно отнести:

- малые габариты и массу;
- практическую безынерционность изменения емкости варактора, что сводит к минимуму время настройки;
- малую мощность источника управляющего напряжения, что определяет экономичность такого способа настройки;
- сравнительно высокую стабильность параметров варактора при изменении температуры окружающей среды и нечувствительность к вибрациям;
- большой реализуемый коэффициент перекрытия емкости.

Одним из основных недостатков электронной настройки является значительная нелинейность варактора, особенно заметная при сильных сигналах и малых смещениях. Поэтому применение варакторов в резонансных цепях, например, преселектора, приводит к некоторому ухудшению селективности приемника. Для устранения

нелинейных эффектов варакторов используются различные решения [23]. Более подробно способы настройки и элементы коммутации описаны в [24].

Регулировки радиоприемника

Регулировка радиоприемника – это направленное воздействие на элементы приемника с целью обеспечения оптимальных условий приема полезного сигнала.

Регулировки в РПРУ предназначены:

- для регулировки частоты принимаемого сигнала;
- регулировки усиления в соответствии с уровнем приходящего сигнала;
- изменения полосы пропускания с целью обеспечения неискаженного воспроизведения сигнала и максимального подавления помех, т.е. согласования полосы пропускания со спектром сигнала;
- поддержания точной настройки на частоту принимаемого сигнала при всех отклонениях частоты принимаемого сигнала и расстройке приемника под влиянием дестабилизирующих факторов.

Требования к регулировкам:

- они должны быть целенаправленными, т.е. изменение одного из параметров при регулировании не должно приводить к существенному изменению других параметров (особенно не должно ухудшаться соотношение сигнал/шум на выходе РПРУ);
- обладать большим диапазоном регулирования, так как параметры принимаемых радиосигналов могут изменяться в широких пределах (80 ...100 дБ);
- обладать достаточно высокой скоростью регулирования, так как в некоторых случаях скорость изменения параметров сигнала может быть очень большой (0,1 ...10 Гц).

Существует два вида регулировок:

1. Непосредственные (местные) и дистанционные. В случае дистанционного управления оператор или управляющее устройство находятся на расстоянии от РПРУ и связаны с ним средствами телеуправления и телесигнализации (ТУ-ТС).

2. Ручные и автоматические. Ручные регулировки служат для первоначальной настройки РПРУ, первоначальной установки усиления и полосы пропускания. Последующие регулировки могут быть как ручными, так и автоматическими. Ручная регулировка, например,

усиления (РРУ), используются в тех случаях, когда ЭДС сигнала в антенне изменяется сравнительно медленно, переходя с одного уровня на другой и задерживаясь некоторое время на каждом из них. Обычно РРУ используется в тракте НЧ, реже .– в трактах ТРЧ и ТППЧ совместно с АРУ.

Применение ручной регулировки допускает применение электромеханических устройств – вариометров, КПЕ, а в радиоприемниках четвертого и пятого поколений – варикапов, варакторов и т.п.

Необходимость в автоматической регулировке возникает при большой скорости изменения параметров сигнала, когда оператор не в состоянии уследить за этими изменениями.

При дистанционном и автоматическом регулировании используются электронные устройства. Электронные автоматические регуляторы современных РПрУ основаны на применении быстродействующих микропроцессоров.

К наиболее распространенным типам автоматических регулировок относятся: автоматическая регулировка усиления (АРУ), автоматическая подстройка частоты (АПЧ) и автоматическая регулировка избирательности (АРИ).

3.3. Автоматическая регулировка усиления

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания на выходе радиоприемника уровня сигнала, достаточно высокого и стабильного, при котором обеспечивается нормальная работа оконечной аппаратуры (ОА).

В радиосвязи уровень сигнала на входе радиоприёмника (рис. 3.4) может изменяться в $10^4 \dots 10^6$ раз и более, т.е. динамический диапазон входного сигнала равен:

$$\alpha = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх. max}}}{U_{\text{вх. min}}} \right) [\text{дБ}] = 60 \dots 120 [\text{дБ}]. \quad (3.1)$$

Выходное напряжение радиоприемника, при котором обеспечивается нормальная работа оконечной аппаратуры, не должно изменяться более чем в 1, 2 ... 3 раза, т.е. динамический диапазон выходного сигнала радиоприемника равен:

$$\beta = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вых. max}}}{U_{\text{вых. min}}} \right) [\text{дБ}] = 1,6 \dots 9,6 [\text{дБ}]. \quad (3.2)$$

Таким образом, задача АРУ – изменять коэффициент усиления K_0 усилительного тракта радиоприемника в зависимости от уровня входного сигнала. Под усилительным трактом радиоприемника (см. рис. 3.4) в данном случае будем понимать собирательно все усилительные каскады радиоприемника: усилители радиочастоты (УРЧ), промежуточной частоты (УПЧ) и низких частот (УНЧ). Как правило, это многокаскадные усилители, т.е. число каскадов $1, 2, \dots n$.

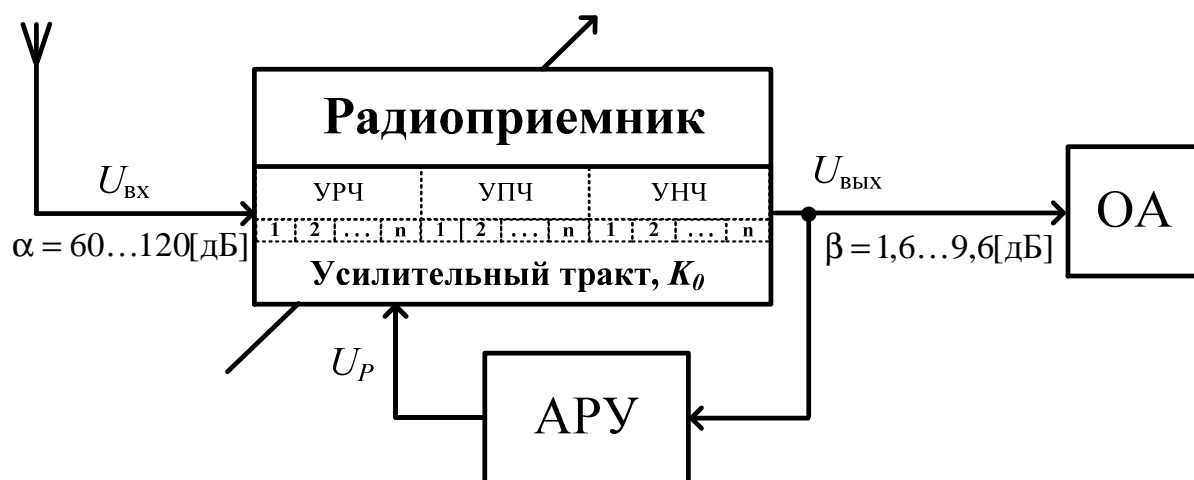


Рис. 3.4. Обобщенная схема подключения системы АРУ к радиоприемнику

Основные требования к системам АРУ:

1. Большая глубина регулирования. Система АРУ должна обладать глубиной регулировки, позволяющей принимать сигналы в заданном динамическом диапазоне радиоприемника.
2. Устойчивость. Система АРУ должна обеспечивать неизменность выходного напряжения РПрУ (идеальный случай) после достижения последним некоторого значения $U_{\text{вых. min}}$ (рис. 3.5, б), обеспечивающего нормальную работу оконечной аппаратуры.
3. Система АРУ не должна вызывать чрезмерных искажений огибающей сигнала или приводить к появлению паразитной АМ.
4. Инерционность системы АРУ должна позволять поддерживать заданный уровень выходного сигнала радиоприемника при быстрых изменениях среднего уровня сигнала на входе без существенных искажений принимаемой информации.
5. Система АРУ не должна повышать коэффициент шума радиоприемника при слабых сигналах.

6. Система АРУ должна быть целенаправленной, не приводить к существенному изменению параметров сигнала и значимо не влиять на характеристики радиоприемника.

Основные характеристики системы АРУ

Работу системы АРУ оценивают в статическом и динамическом режимах. В статическом режиме инерционные свойства АРУ не проявляются, параметры системы измеряются в установившемся режиме, предполагающем медленные изменения амплитуды несущего колебания. Динамический режим работы связан с инерционностью системы АРУ и имеет место при приеме сигналов с быстро меняющейся амплитудой колебаний несущей частоты. В соответствии с режимом работы различают статические и динамические характеристики системы АРУ.

Эффективность системы АРУ в статическом режиме оценивается динамическими диапазонами изменений амплитуд сигналов на входе и выходе регулируемого усилительного канала или всего радиоприемника.

Динамический диапазон входных сигналов радиоприемника оценивается выражением (3.1) и определяется отношением максимальной амплитуды сигнала на входе радиоприемника (усилительного канала) к минимальной амплитуде сигнала на входе, которая соответствует чувствительности радиоприемника (рис. 3.5, б).

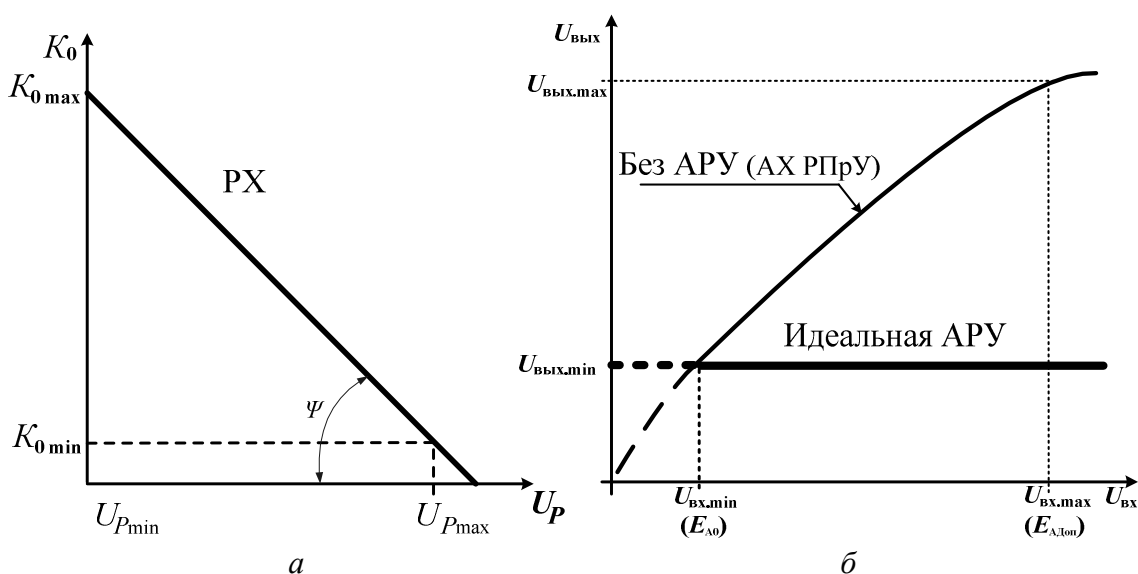


Рис. 3.5. Амплитудная характеристика радиоприемника (без АРУ):

а – регулировочная характеристика системы АРУ;
б – идеальная амплитудная характеристика системы АРУ

Динамический диапазон выходных сигналов радиоприемника оценивается выражением (3.2) и определяется отношением максимальной амплитуды сигнала на выходе радиоприемника (усилительного канала) к минимальной амплитуде сигнала на выходе, которая считается допустимой для работы оконечной аппаратуры. Обычно под величиной минимальной амплитуды сигнала на выходе радиоприемника понимается амплитуда выходного сигнала, достаточная для работы ОА и обеспечивающая заданное качество.

Динамический диапазон регулировки (D_P), или максимальная глубина регулировки коэффициента усиления:

$$D_P[\text{раз}] = \frac{K_{0\max}}{K_{0\min}} = \frac{\alpha}{\beta}; \quad D_P[\text{дБ}] = \alpha[\text{дБ}] - \beta[\text{дБ}]; \quad (3.3)$$

где $K_{0\max}, K_{0\min}$ – максимальный и минимальный коэффициенты усиления усилительного тракта радиоприёмника. Максимальный коэффициент усиления $K_{0\max} = U_{\text{вых. min}} / U_{\text{вх. min}}$ соответствует минимальному уровню напряжения регулировки U_P (см. рис. 3.5, б). Минимальный коэффициент усиления $K_{0\min} = U_{\text{вых. max}} / U_{\text{вх. max}}$ соответствует наибольшему входному сигналу и, значит, наибольшему уровню напряжения регулировки U_P (рис. 3.5, б).

Исходя из значений α и β динамический диапазон АРУ современных РПрУ должен составлять 60...120[дБ].

Амплитудная характеристика регулируемого усилительного тракта радиоприемника характеризует зависимость амплитуды выходного напряжения радиоприемника от амплитуды входного сигнала в статическом режиме при включенной системе АРУ. Идеальная амплитудная характеристика системы АРУ показана совместно с амплитудной характеристикой радиоприемника на рис. 3.5.

Регулировочная характеристика системы АРУ – $K_0 = f(U_P)$, т.е. зависимость коэффициента усиления K_0 усилительного тракта радиоприемника от напряжения регулирования U_P , вырабатываемого цепью АРУ. Регулировочная характеристика системы АРУ показана на рис. 3.5, а.

Переходные процессы в системе АРУ оцениваются *динамическими параметрами*. Прежде всего, к ним относится постоянная времени системы АРУ.

Постоянная времени системы АРУ (τ_{APY}) характеризует инерционность системы АРУ и определяется из условия

$$\tau_{APY} \geq (5...10)T_{c \max} = \frac{(5...10)}{F_{c \min}}, \quad (3.4)$$

где $T_{c \max}$ ($F_{c \min}$) – максимальная (минимальная) длительность периода (частоты) полезного сигнала.

Причем постоянная времени системы АРУ должна быть соизмерима с длительностью медленных замираний сигнала:

$$\tau_{APY} \leq \tau_{зам}, \quad (3.5)$$

где $\tau_{зам} = 0,1...1с$ – длительность периода медленных замираний радиосигнала [24].

В системах радиосвязи при приёме радиоизлучений амплитудной модуляции (АЗЕ) $\tau_{APY} = 0,05...0,1с$, а при слуховом приёме радиоизлучений амплитудной телеграфии (А1А) $\tau_{APY} = 0,5...1с$.

3.3.1. Методы регулирования коэффициента усиления

Из известных методов регулирования усиления в профессиональных радиоприёмниках применяют в основном режимные регулировки и регулировки с помощью межкаскадных высокочастотных аттенюаторов (делителей).

Однако в профессиональной радиоаппаратуре режимные регулировки практически используются редко вследствие недопустимого возрастания нелинейных эффектов при смещении рабочей точки в процессе регулирования и разброса параметров транзисторов, ведущего к нестабильности системы регулирования и самого усилительного каскада. Поэтому режимные регулировки рассматривать не будем.

Регулировки с помощью межкаскадных высокочастотных аттенюаторов (делителей) применимы в многокаскадных усилителях, к которым и относятся УРЧ, УПЧ.

В таких схемах появляется возможность регулировки усиления без изменения режима УЭ по постоянному току, без нарушения режима, оптимального с точки зрения нелинейных явлений и шумовых свойств каскадов.

Принцип регулирования коэффициента усиления с помощью межкаскадных высокочастотных аттенюаторов (делителей) показан на рис. 3.6.

При таком способе регулировки в многокаскадных усилителях между усилительными каскадами через согласующие трансформаторы или без них включают управляемый аттенюатор (делитель) с переменным коэффициентом передачи, т.е. изменяется величина напряжения сигнала, передаваемого от одного каскада к другому. Управляемые аттенюаторы (делители) для простоты описания назовем регулируемым элементом (РЭ, рис. 3.6).

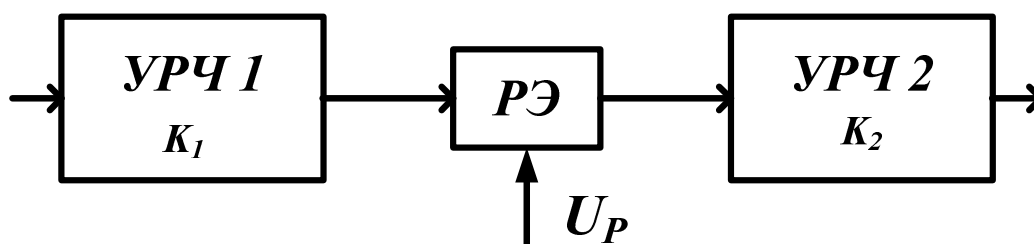


Рис. 3.6. Обобщенная схема регулировки коэффициента усиления с помощью межкаскадных высокочастотных аттенюаторов (делителей)

В качестве управляемых аттенюаторов (РЭ) в основном используются:

- схемы диодных (диодно-резистивных) делителей;
- схемы транзисторных управляемых аттенюаторов;
- схемы аттенюаторов на $p-i-n$ – диодах.

Наибольшее распространение получили схемы с диодно-резистивными делителями, в которых используется зависимость сопротивления диода R_d от подаваемого на него напряжения. Достоинство этих схем состоит в том, что они дают возможность регулировки в относительно больших пределах и вносят небольшие нелинейные искажения.

В схеме однозвенного диодно-резисторного делителя (рис. 3.7) регулирующая цепочка (сопротивление R и диод VD) включается в выходную цепь 1-го каскада (УРЧ 1) и входную цепь 2-го каскада (УРЧ 2) через трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$ соответственно. Подбором коэффициентов трансформации можно обеспечить необходимую нагрузку каскада и степень влияния R_{BX} на делитель напряжения.

При этом коэффициент передачи делителя K_D зависит от элементов схемы следующим образом:

$$K_D = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R'}{R + R'}, \text{ где } R' = \frac{R_{BX} R_d}{R_{BX} + R_d}. \quad (3.6)$$

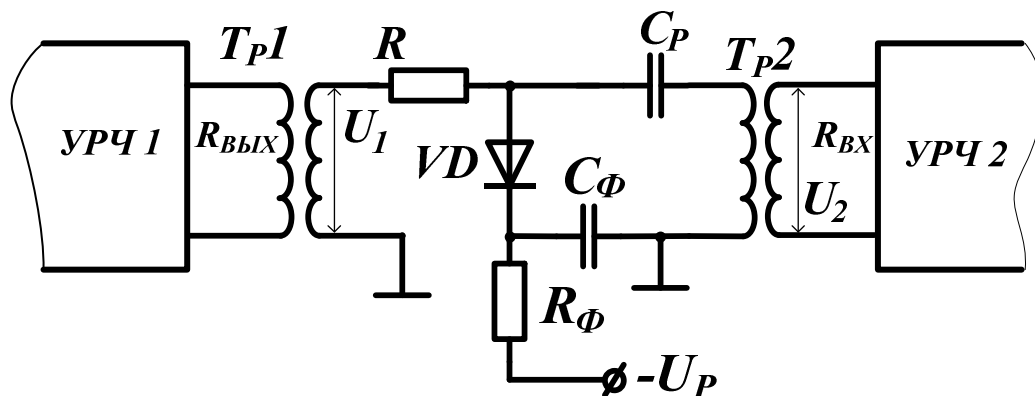


Рис. 3.7. Схема однозвенного диодно-резисторного делителя напряжения сигнала

При нормальном уровне сигнала диод закрыт, обладает большим R_d и практически все напряжение сигнала передается на вход следующего каскада. Для уменьшения K_D надо уменьшить абсолютную величину $|-U_P|$, диод открывается и R_d при этом уменьшается, уменьшается напряжение сигнала U_2 , передаваемое на вход следующего каскада.

Диапазон регулирования D_P такой схемы обычно невелик и не превышает 10...20 раз.

Для увеличения D_P в два раза применяется схема с двумя ступенями деления, в которой сигнал последовательно делится на первой ступени и далее – на второй.

Достоинства указанных схем с диодно-резистивными делителями реализуются лишь тогда, когда сама цепь деления не вносит нелинейных искажений. Это приводит к ограничению пределов использования ВАХ диодов. При сильных сигналах диоды работают в области большой кривизны их характеристик и нелинейные искажения могут достигать недопустимых значений. С учётом этого не рекомендуется изменять коэффициент передачи одной ячейки такого делителя более чем в 60...70 раз.

В рассмотренных ранее схемах делителей вместо диодов могут использоваться транзисторы, управляемые по цепи входа управляющим напряжением U_P . На рис. 3.8 представлена схема управляемого аттенюатора на полевом транзисторе.

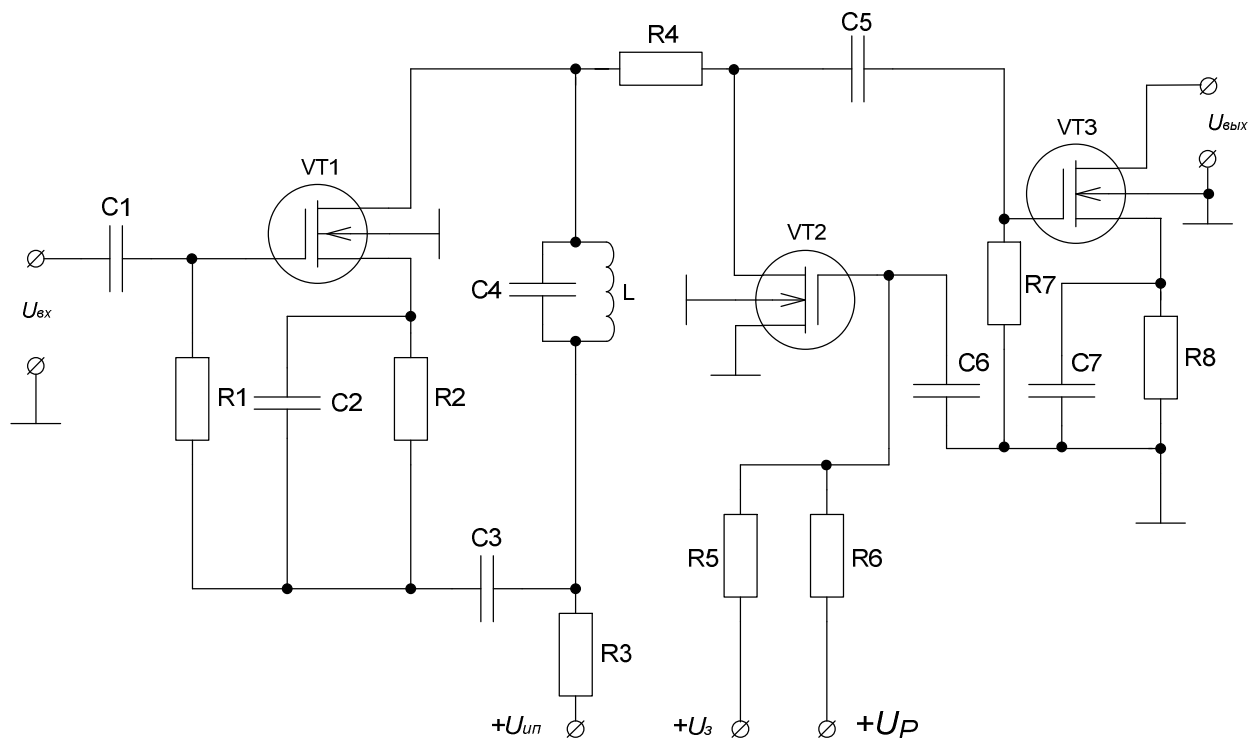


Рис. 3.8. Схема управляемого аттенюатора на полевом транзисторе

Регулируемый ПТ (TV2) устанавливается в режим малого напряжения на стоке и работает на участке выходной характеристики, расположенной до точки перегиба. В этом режиме ПТ обладает внутренним сопротивлением $R_{вн}$, зависящим от U_3 . При слабом сигнале $U_P = 0$ и ПТ заперт. Коэффициент передачи схемы аттенюатора при этом максимален. По мере увеличения сигнала регулирующее напряжение $|-U_P|$ повышается (по абсолютной величине) и ПТ отпирается, снижая свое $R_{вн}$. Перепад сопротивлений, даваемый ПТ с изолированным затвором, может быть очень большим ($R_{вн} = 700 \text{ кОм} \dots 500 \text{ Ом}$). При этом D_P для одного звена может достигать $10^3 \dots 3 \cdot 10^3$ при сравнительно небольших нелинейных искажениях, так как ПТ именно при больших сигналах работает в области наивысшей линейности характеристики.

Мостовые схемы управляемых аттенюаторов на варикапах нашли ограниченное применение в схемах АРУ, хотя и обеспечивают изменение коэффициента передачи на 4...50 дБ и более.

В современных РПрУ широко используются аттенюаторы на $p-i-n$ -диодах (рис. 3.9), обладающих большим диапазоном изменения сопротивления и малой емкостью. В схеме на рис. 3.9 работой $p-i-n$ -диодов управляют изменением смещения на базе транзистора VT1 с помощью резистора $R_{\text{рег}}$. При нулевом напряжении регулировки диоды VD1 и VD3 закрыты, а VD2 открыт и затухание аттенюатора минимально. При максимальном напряжении регулировки диоды VD1 и VD3 открыты, а VD2 закрыт и затухание аттенюатора максимально.

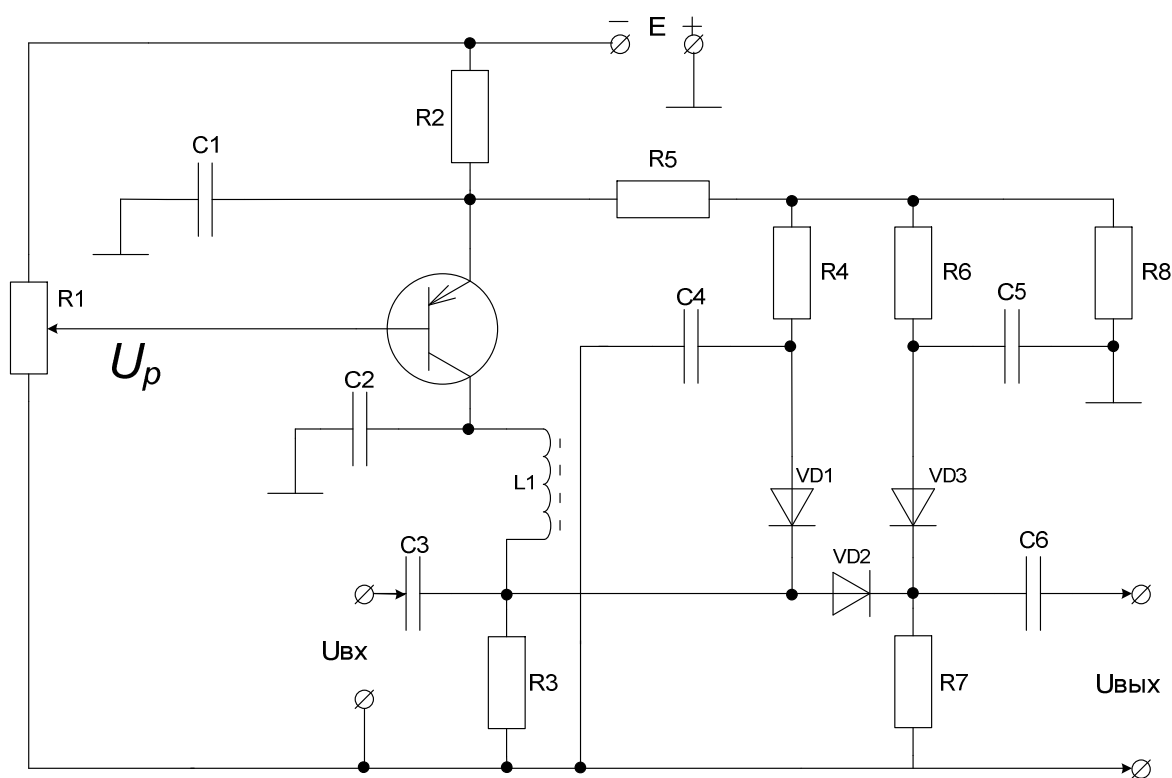


Рис. 3.9. Схема управляемого аттенюатора на $p-i-n$ -диодах

3.3.2. Разновидности систем АРУ и их характеристика

В современных РПрУ применяются несколько разновидностей систем АРУ:

- обратные, прямые и комбинированные;
- задержанные и незадержанные (простые);

- усиленные и неусиленные;
- бесшумные;
- инерционные и быстродействующие;
- цифровые (ЦАРУ).

Каждая из указанных систем может включать в себя следующие элементы: регулируемые каскады усиления и цепь АРУ.

Цепь АРУ, как правило, состоит из усилителя, детектора и фильтра. Примеры цепей АРУ показаны на рис. 3.10 – 3.12.

Регулируемые каскады усиления – это каскады ТУ РПрУ, к которым прикладывается напряжение регулировки U_P цепи АРУ (рис. 3.10 – 3.12): усилители радиочастоты (УРЧ), усилители промежуточной частоты (УПЧ) и усилители низких частот (УНЧ).

Ниже рассмотрены принципы построения схем основных систем АРУ.

Обратные системы АРУ

Обобщенная схема обратной системы АРУ показана на рис. 3.10. Обратные системы АРУ являются системами с обратной связью. В них точка съема напряжения для формирования регулирующего воздействия (РВ) расположена дальше от входа радиоприемника, чем точка приложения регулирующего воздействия (РВ), т. е. это системы с регулировкой «назад» [21]. Обратные системы включают в себя: цепь АРУ (детектор АРУ – ДАРУ, фильтр АРУ – ФАРУ и усилитель ПЧ – УАРУ) и все каскады РПрУ, расположенные между точкой ввода регулирующего напряжения U_{P1} и выходом общего тракта приема (ОТП) (регулируемые элементы).

Особенности амплитудных характеристик РПрУ при действии обратных систем АРУ показаны на рис. 3.13, график 3 (простая АРУ).

Обратные АРУ обладают определенными достоинствами: ее элементы защищают от перегрузок все каскады РПрУ, расположенные дальше от входа, чем точка приложения РВ; в то же время сами они находятся под воздействием сигнала со сжатым динамическим диапазоном и таким образом не подвержены перегрузкам. Однако такие системы не могут дать полного постоянства выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, так как оно является входным для системы АРУ и должно содержать информацию для соответствующего изменения РВ; они не позволяют обеспечить одновременно большую глубину регулиро-

вания ($U_{\text{ВЫХ}} \approx \text{const}$) и высокое быстродействие по соображениям устойчивости.

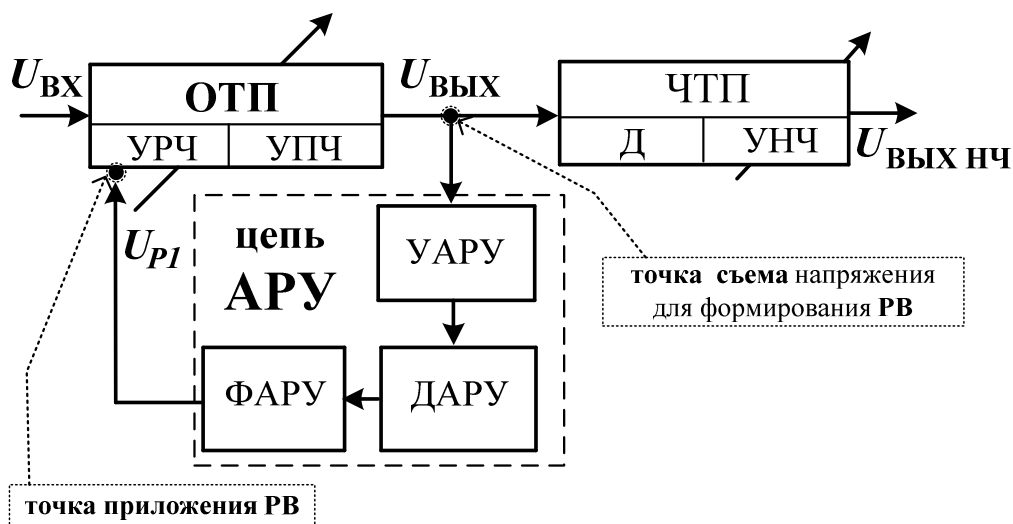


Рис. 3.10. Обобщенная схема обратной системы АРУ в радиоприемнике

Прямые системы АРУ

Обобщенная схема прямой системы АРУ показана на рис. 3.11. В прямых системах АРУ точка съема напряжения для запуска схемы АРУ расположена ближе к входу РПрУ, чем точка приложения РВ. Эти системы не образуют петли обратной связи и являются системами с регулировкой «вперед». Их цепь АРУ включает в себя: детектор – ДАРУ, фильтр – ФАРУ и усилитель АРУ – УАРУ. Регулирующее U_{P2} вводится в ОТП (УРЧ, УПЧ) и в УНЧ.

Особенности амплитудных характеристик РПрУ при действии прямых систем АРУ показаны на рис. 3.13, график 3.

Прямые системы АРУ имеют следующие достоинства: теоретически могут обеспечивать идеальное регулирование, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} \approx \text{const}$ при $U_{\text{ВЫХ}} \geq U_{\text{ВЫХ.min}}$, и обеспечивают сколь угодно высокое быстродействие. Практически указанные достоинства не реализуются из-за режимных и временных изменений параметров элементов цепи АРУ. Кроме того, такая АРУ защищает от перегрузок только те каскады, которые расположены дальше точки приложения РВ, и сама находится под воздействием сигнала с широким ДД (т. е. должна содержать внутренние обратные системы АРУ, а это повышает ее сложность).

Вышеуказанные причины способствовали тому, что в настоящее время чаще используются обратные системы АРУ, а также *комбини-*

рованные, включающие в себя цепи обратной и прямой АРУ с определяющим влиянием первой (рис. 3.12).

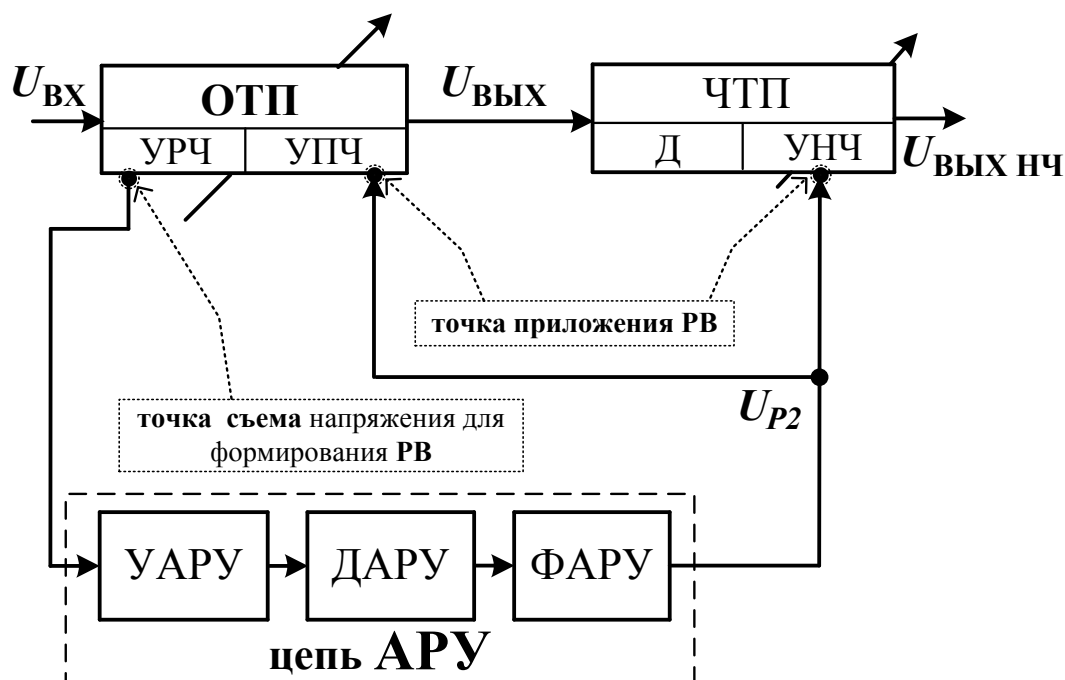


Рис. 3.11. Обобщенная схема прямой системы АРУ в радиоприемнике

Задержанная и простая системы АРУ (рис. 3.12)

Обычно нет необходимости снижать усиление слабых сигналов $U_{ВХ} \leq U_{ВХ.min}$, как это делается в простой АРУ (рис. 3.13, график 3), не создающих перегрузок РПрУ и не обеспечивающих $U_{ВЫХ.min}$ даже при максимальном усилении в ОТП и УНЧ. Обычно $U_{ВХ.min} = E_{A0}$, т.е. соответствует чувствительности радиоприемника. Для придания цепям АРУ пороговых свойств, т.е. включения их только при определенной амплитуде сигнала, цепи АРУ запирают принудительным смещением E_3 и отпирают только после превышения $U_{ВЫХ}$ напряжения запираения (задержки).

Обычно напряжения отпираения и запираения подают на детекторы АРУ (E_{31}) или усилители АРУ (E_{32}). Такие системы АРУ называются *задержанными*. Задержка может быть введена по среднему значению сигнала (E_{32}) или по максимуму сигнала (E_{31}). Например, в системе, обратной АРУ детектор ДАРУ1 отпирается, если $U_{ВЫХ} > E_{31}$. В противном случае детектор (диод) заперт напря-

жением E_{31} . После фильтрации в ФАРУ1 вырабатывается U_{P1} пропорционально амплитуде максимального сигнала, т. е. эта АРУ стремится поддерживать постоянным максимальное значение $U_{\text{ВЫХ}}$.

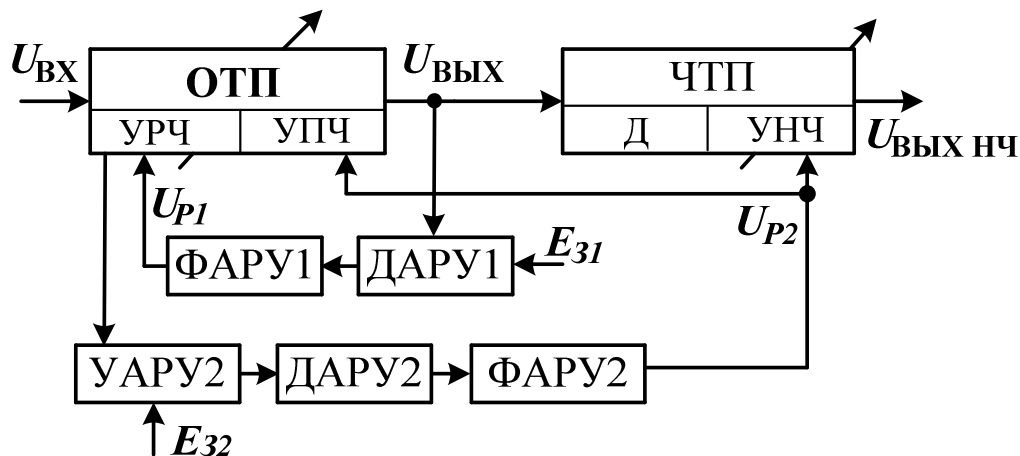


Рис. 3.12. Обобщенные схемы разных систем АРУ в радиоприемнике

Неусиленная и усиленная системы АРУ (рис. 3.12)

В цепи АРУ может не быть специального усилителя в цепях ВЧ – это неусиленная система АРУ. Система прямой АРУ (рис. 3.12) – усиленная, так как содержит усилитель УАРУ2, усиливающий напряжение U_{P2} в цепи прямой АРУ. Усиленная с задержкой АРУ (рис. 3.13, график 4) обладает большей глубиной регулирования и способна обеспечивать большой динамический диапазон входных сигналов и маленький ДД выходных сигналов.

Рассмотрим особенности амплитудных характеристик РПрУ при действии различных типов систем АРУ. Данные характеристики (рис. 3.13) являются статистическими и сняты при медленном изменении $U_{\text{ВХ}}$, т. е. при замкнутой системе АРУ. При отсутствии системы АРУ (рис. 3.13, график 1) начиная с некоторого значения $U_{\text{ВЫХ.max}}$ появляется перегрузка усилителей РПрУ, а их способность передавать приращение $U_{\text{ВХ}}$ теряется. При этом динамический диапазон входных сигналов маленький, а ДД выходных сигналов – большой, при приеме радиоизлучений АЗЕ амплитудная модуляция входного сигнала искажается или устраняется совсем.

При наличии простой АРУ (рис. 3.13, график 3) коэффициент усиления начинает уменьшаться с появлением $U_{\text{вх}}$, однако искривление АХ еще не свидетельствует об искажении радиоизлучений АЗЕ (АМ), если АРУ инерционна.

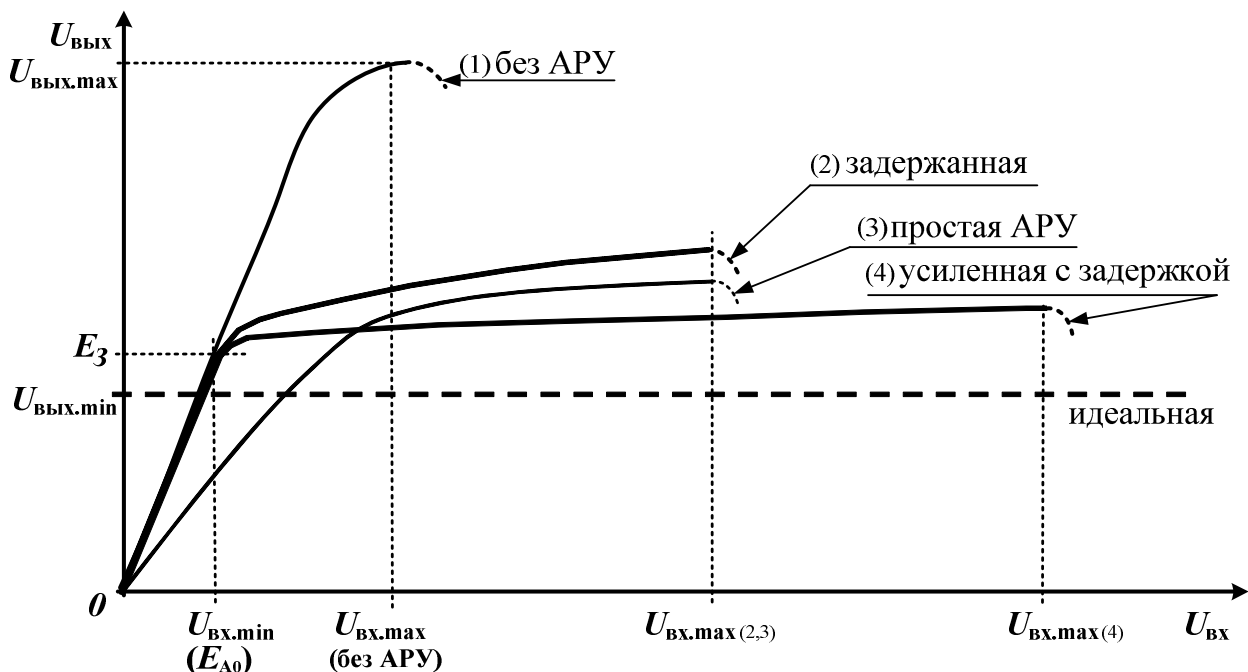


Рис. 3.13. Особенности амплитудных характеристик РПРУ при работе различных типов систем АРУ

При задержанной (рис. 3.13, график 2) или усиленной с задержкой (рис. 3.13, график 4) АРУ коэффициент усиления слабых сигналов ($U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх.min}}$) не снижается и АХ без АРУ и с АРУ совпадают при условии $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх.min}}$. Система АРУ в этом случае включается, когда $U_{\text{вых}} > E_3$.

Начиная с некоторого значения $U_{\text{вх.max}(2,3)}$ ($U_{\text{вх.max}(4)}$) сама цепь АРУ начинает перегружаться и ее стабилизирующее действие ослабляется.

3.3.3. Работа элементов РПРУ совместно с цепью обратной усиленной АРУ с задержкой

Обратная АРУ находит самое широкое применение в профессиональных радиоприемных устройствах.

В общем случае такая АРУ (рис. 3.14) включает в себя регулируемые элементы (регуляторы), АД с принудительным смещением E_3 (задержкой) ДАРУ, фильтр (ФАРУ), дополнительные усилители цепи АРУ (доп. УПЧ, УПТ), цепи, обеспечивающие пороговое напряжение E_3 .

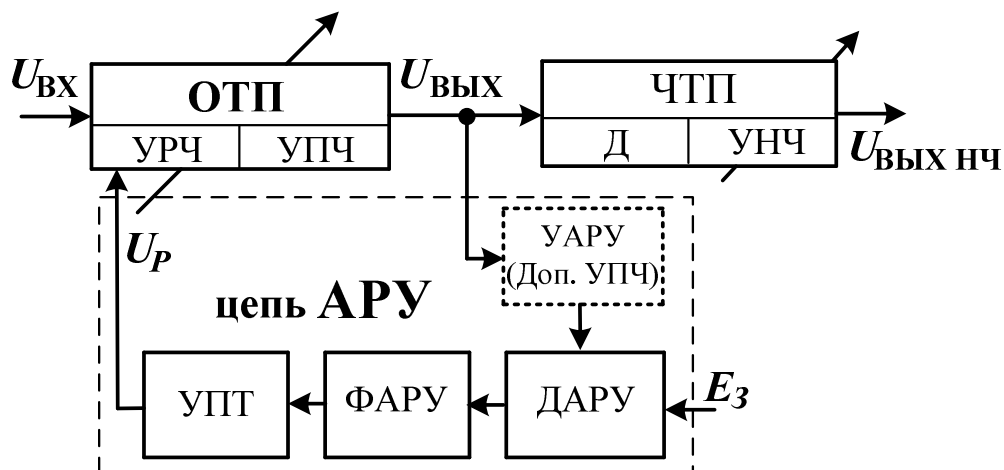


Рис. 3.14. Схема обратной усиленной АРУ с задержкой

Назначение и особенности элементов системы АРУ

Регулируемые элементы (РУ) являются специфическими элементами систем АРУ и РРУ (подробно рассмотрены в подп. 3.3.1). Обычно число регулируемых каскадов в РПрУ составляет 2...5.

Фильтр цепи АРУ (ФАРУ) предназначен для подавления продуктов модуляции сигнала в цепях, регулирующих напряжение. От вида фильтра, его свойств во многом зависят переходные процессы, искажения огибающей сигнала при действии АРУ. В основном используются однозвенные, реже – двухзвенные RC -фильтры НЧ. Первые дают апериодический процесс установления усиления и обеспечивают устойчивость системы, если являются единственным инерционным звеном, вторые – апериодический процесс установления только при определенном соотношении постоянных времени звеньев и не обеспечивают абсолютной устойчивости системы АРУ. Однако они смогут обеспечить большую скорость переходных процессов.

Таким образом, ФАРУ должен устранять изменения амплитуды сигнала за счет замираний, но не должен реагировать на полезные изменения амплитуды сигнала с АМ, т. е. не искажать его. Поэтому постоянная времени фильтра $\tau_{\phi} = R_{\phi}C_{\phi}$ должна быть достаточно

большой. Так, для цепей АРУ радиовещательных и связных радиоприемников амплитудно-модулированных сигналов (АМС) $\tau_{\phi} \approx 0,2 \dots 0,02$ с, а для связных приемников РПрУ телеграфных сигналов $\tau_{\phi} \approx 0,1 \dots 0,5$ с.

Постоянная времени системы АРУ ($\tau_{\text{АРУ}}$) отличается от $\tau_{\phi} \approx 0,1 \dots 0,5$ с, а именно $\tau_{\text{АРУ}} = \tau_{\phi} / K_{\text{АРУ}} \approx R_{\phi} C_{\phi} / K_{\text{АРУ}}$ (где $K_{\text{АРУ}}$ – коэффициент усиления цепи АРУ).

Детектор цепи АРУ (ДАРУ) обеспечивает получение регулирующего напряжения путем выпрямления сигнала (детектирование колебаний ВЧ или ПЧ). Так как U_p должно быть пропорционально амплитуде несущей, то

$$U_p = K_d \cdot U_{\text{ВЫХ}}, \quad (3.7)$$

где K_d – коэффициент передачи детектора АРУ. В частности, в качестве детектора АРУ может использоваться сигнальный демодулятор с добавлением цепи $R_{\phi} C_{\phi}$ (рис. 3.15).

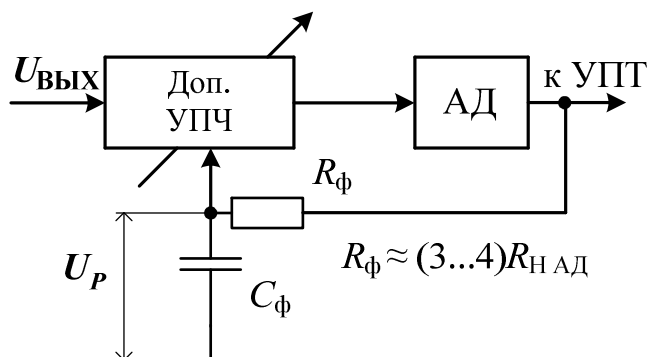


Рис. 3.15. Детекторы АРУ

Усилители цепи АРУ необходимы для увеличения U_p при необходимости повышения эффективности системы АРУ. Они могут ставиться в цепи АРУ как до детектора (доп. УПЧ), так и после фильтра АРУ (усилители постоянного тока). УПТ имеют верхнюю граничную частоту $F_B < F_M$ (F_M – частота модуляции) и поэтому могут обладать высоким K_0 . Питание УПТ должно осуществляться так, чтобы получилось U_p требуемой полярности. $R_{\text{ВЫХ}}$ УПТ желательно иметь воз-

можно малым (для исключения дополнительного инерционного звена), поэтому иногда в качестве каскада УПТ используется эмиттерный повторитель или каскад с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению.

Работа элементов РПрУ совместно с цепью обратной усиленной АРУ с задержкой описывается АХ радиоприемника (см. рис. 3.13, график 4). Основными характеристиками обратной системы АРУ являются регулировочная характеристика системы усиленной АРУ с задержкой (рис. 3.16) и амплитудная характеристика цепи АРУ (рис. 3.17).

Общая РХ регулируемого тракта (рис. 3.16) определяется как

$$K_0(U_{\text{рег}}) = \prod_{i=1}^n K_{0i}(U_{\text{рег}}), \quad (3.8)$$

где функция $K_{0i}(U_{\text{рег}})$ – рассчитанная (измеренная) РХ каждого i -го каскада;

n – количество регулируемых каскадов, обычно равно 2...5;

K_0 – коэффициент усиления регулируемого тракта РПрУ;

K_{0i} – коэффициент усиления i -го каскада.

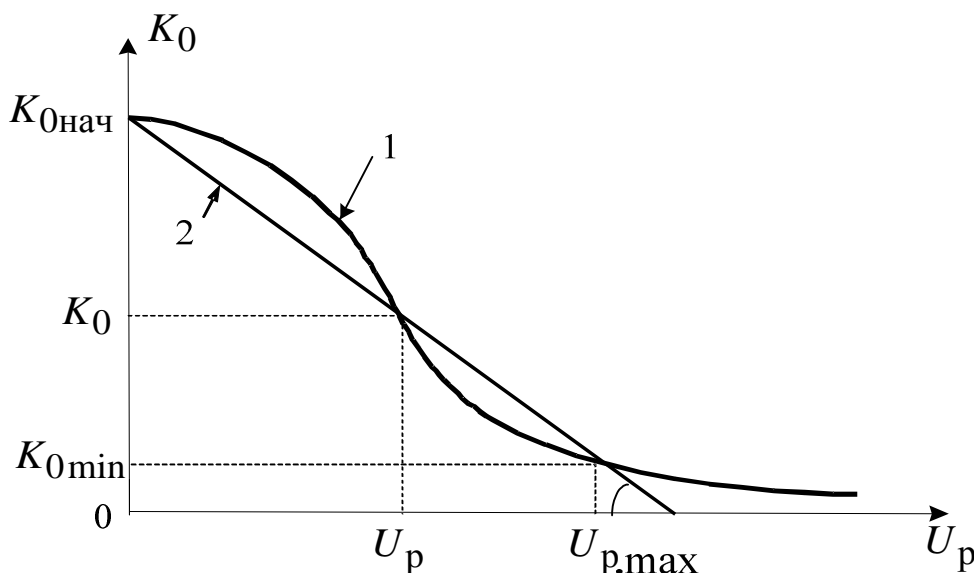


Рис. 3.16. Регулировочная характеристика системы усиленной АРУ с задержкой

При увеличении числа n крутизна РХ $S_{\text{рег}} = dK_0 / dU_{\text{рег}}$ возрастает и перемещение рабочей точки в каждом регулируемом эле-

менте уменьшается, т. е. уменьшаются и нелинейные искажения. Однако с увеличением n все регулируемые элементы оказываются дополнительно связанными через общий источник напряжения U_p , что иногда затрудняет обеспечение устойчивости регулируемых высокочастотных усилителей – усилителей (УРЧ, УПЧ).

Считая $K_{0\max} = K_{0\text{нач}}$, с учетом (2.3) можно найти $K_{0\min}$:

$$K_{0\min} = \frac{K_{0\max}}{D_p} = \frac{K_{0\text{нач}}}{D_p}, \quad (3.9)$$

а из последнего определить $U_{p.\max}$ на РХ (рис. 3.16). Это значение $U_{p.\max}$ должна обеспечить цепь АРУ при подаче на его вход максимального сигнала в точке съема напряжения для запуска АРУ.

Будем считать, что на входе системы АРУ подается $U_{\text{вых}}$ с ОТП (см. рис. 3.14). Тогда цепь АРУ будет обладать амплитудной характеристикой $U_p(U_{\text{вых}})$ (рис. 3.17, где 1 – незадержанная АРУ, 2 – задержанная АРУ). В задержанной АРУ регулирующее U_p появляется только при $U_{\text{вых}} \geq E_3$. При очень большом $U_{\text{вых}}$ цепь АРУ может перегружаться (загиб характеристики при $U_{\text{вых}} > U_{\text{вых. max}}$).

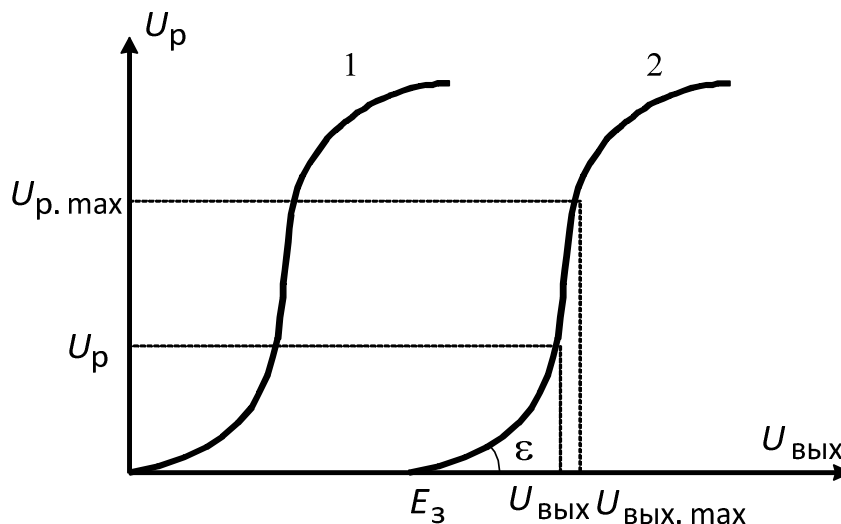


Рис. 3.17. Амплитудная характеристика цепи АРУ:
1 – незадержанная АРУ; 2 – задержанная АРУ

Считая АХ прямой, вычисляя тангенс угла ее наклона ε , определяем коэффициент усиления цепи АРУ:

$$K_{APY} = \operatorname{tg} \varepsilon = \frac{U_{p. \max}}{U_{\text{вых. max}} - U_{\text{вых. min}}} = \frac{U_{p. \max}}{U_{\text{вых. min}}} \cdot \frac{1}{\beta - 1}. \quad (3.10)$$

Снижать усиление при $U_{\text{вых}} \leq U_{\text{вых. min}}$ неэкономично, поэтому $U_{\text{вых. min}} = E_3$, т. е. включать систему АРУ надо после достижения $U_{\text{вых}}$ номинального значения, что может быть использовано при допустимых искажениях. Тогда, с учетом сказанного, получим:

$$E_3 = \frac{U_{p. \max}}{K_{APY}(\beta - 1)}; \quad \beta = \frac{U_{p. \max}}{K_{APY} \cdot U_{\text{вых. min}}} + 1. \quad (3.11)$$

Отсюда следует:

а) невозможно получить «идеальную» обратную систему АРУ, для которой $\beta = 1$. Это потребовало бы бесконечно большого усиления в цепи АРУ ($K_{APY} \rightarrow \infty$, тогда $[U_{p. \max} / K_{APY} U_{\text{вых. min}}] \rightarrow 0$, $\beta \rightarrow 1$) или в тракте прохождения сигнала ($E_3 \rightarrow \infty, U_{\text{вых. min}} \rightarrow \infty$ при конечном $U_{\text{вх}}$);

б) так как $K_{APY} = K_D K_Y$, где K_Y – коэффициент усиления усилителя, то из (2.8...2.11) следует, что усилитель АРУ обеспечивает улучшение стабилизации $U_{\text{вых}}$ ($U_{\text{вых}} \rightarrow \text{const}$, так как чем больше K_{APY} , тем ближе β к 1).

В заключение необходимо отметить, что неустойчивость системы обратной АРУ проявляется в виде наложения на полезный АМС паразитной АМ, а также в эффекте демодуляции полезного сигнала, который тем больше, чем больше K_{APY} , меньше τ_{ϕ} и ниже частота модуляции F_M .

3.4. Автоматическая регулировка чувствительности

В условиях напряженной электромагнитной обстановки помехи на входе радиоприемного устройства составляют единицы и даже десятки вольт. При таких уровнях неизбежно нелинейное поражение высокочувствительного тракта РПрУ (как правило, первых каскадов УРЧ). Нелинейное поражение РПрУ проявляется в виде нелинейных явлений: блокирования, перекрестной модуляции, интермодуля-

ции, которые ухудшают качество сигнала на выходе РПрУ или делают его прием вообще невозможным. Для снижения вероятности поражения требуется уменьшение чувствительности РПрУ, т.е. введение дополнительного затухания на входе радиоприемника.

Система автоматической регулировки чувствительности (АРЧ) может содержать один (рис. 3.18, а) или несколько (рис. 3.18, б) аттенюаторов (дБ), стоящих на входах первых каскадов УРЧ. Управляющее аттенюаторами воздействие вырабатывается на основе измерения групповой мощности сигнала и помех, попадающих в полосу пропускания радиоприемного устройства.

Во время работы АРЧ изменяется как уровень помех и сигнала на входе ТРЧ РПрУ или на входе каскадов УРЧ, где используются регулируемые аттенюаторы. Изменение уровня помех и сигнала на входе ТРЧ приводит к изменению коэффициента и мощности шума радиоприемного устройства.

При регулировке с одним аттенюатором на входе характеристика защиты имеет вид, показанный на рис.3.19, а. Введение адаптации уровня сигнала уменьшает чувствительность радиоприемного устройства, сохраняет динамический диапазон тракта радиочастоты и снижает вероятность нелинейного поражения, при котором прием радиосигнала был бы вообще невозможен.

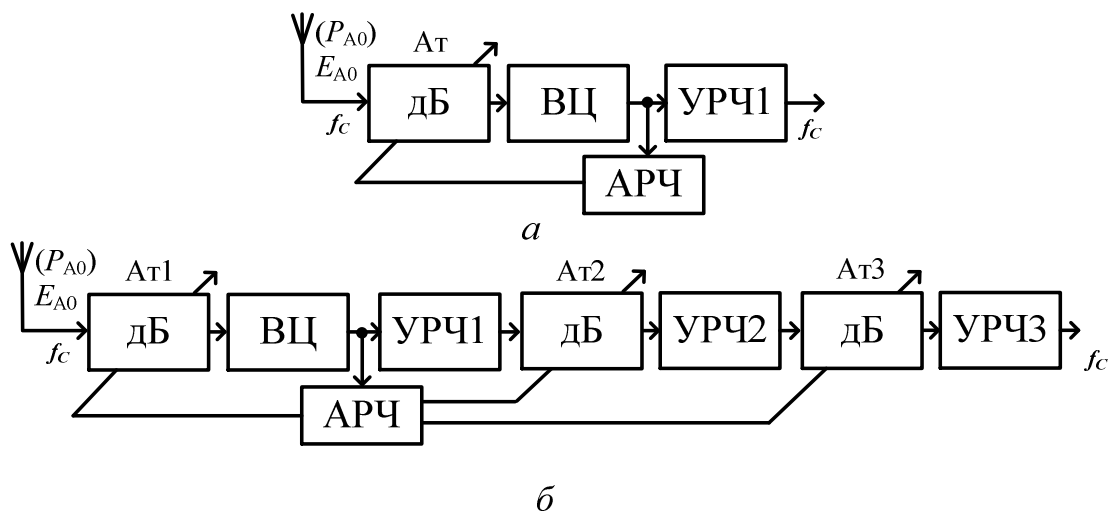


Рис. 3.18. Автоматическая регулировка чувствительности РПрУ:
а – с одним аттенюатором; б – с несколькими аттенюаторами

При регулировке несколькими распределенными в ТРЧ аттенюаторами (рис. 3.18, б) затухание вводится постепенно, начиная с сечений, расположенных в глубине тракта радиочастоты РПрУ: сна-

чала исчерпывается затухание Ат3, затем Ат2 и только потом начинает срабатывать Ат1, т.е. имеет место эстафета. Результирующая характеристика защиты тракта показана на рис. 3.19, б. Видно, что в результате регулировки уровень блокирования радиоприемного устройства $P_C(B_{AT})$ изменяется аналогично АРЧ с одиночным аттенюатором (рис. 3.19, а), однако коэффициент шума здесь увеличивается гораздо медленнее $P_{Ш}(B_{AT})$, поэтому соотношение «сигнал – шум» в тракте больше, чем для ТРЧ с одним аттенюатором.

$$(P_C(\text{дБ}) - P_{Ш}(\text{дБ}))_{N_{AT}} > (P_C(\text{дБ}) - P_{Ш}(\text{дБ}))_{1AT} \quad (3.12)$$

Меньшие значения мощности шума объясняются тем, что регулировка начинается в каскадах, которые расположены в глубине преселектора (ТРЧ) и, следовательно, в меньшей мере, чем входные каскады ТРЧ, определяют коэффициент и мощность шума РПрУ.

Ухудшение чувствительности, связанное с защитой от нелинейных явлений (блокирования, перекрестной модуляции, интермодуляции), позволяет принимать большее количество сигналов, превосходящих во много раз чувствительность РПрУ, тем самым повышая значения допустимых напряжений на входе радиоприемника и увеличивая динамический диапазон РПрУ.

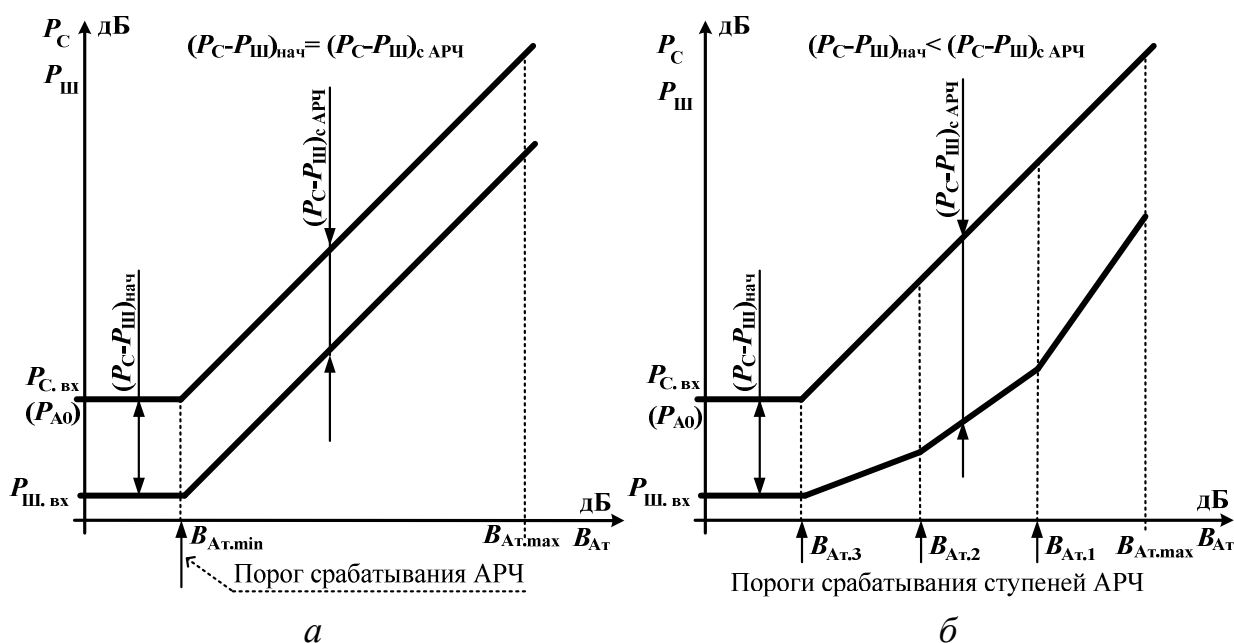


Рис. 3.19. Характеристики автоматической регулировки чувствительности:

а – характеристика защиты при регулировке с одним аттенюатором;

б – характеристика защиты при регулировке распределенными аттенюаторами

В случае отсутствия воздействий нелинейных явлений на РПрУ требуется отключение АРЧ, поскольку наличие в тракте аттенюаторов приводит к ухудшению чувствительности.

3.5. Автоматическая регулировка избирательности

Автоматическая регулировка избирательности обеспечивает установление оптимальной полосы пропускания, при которой РПрУ воспроизводит принимаемую информацию с наименьшими потерями.

Осуществляется изменением ширины полосы пропускания и формы АЧХ фильтра основной селекции (ФОС) радиоприемника. Применяется реже, чем АРУ и АПЧ.

АРИ применяется:

- при изменении рода работы (вида радиоизлучений) и вида модуляции;
- приёме сигналов в условиях большой загрузки диапазона помехами, когда полоса пропускания сужается до возможного предела (например, при применении метода слеящего фильтра в ЧТП сигналов с ЧМ).

Методы регулировки в системах автоматической регулировки избирательности сводятся к изменению полосы пропускания в избирательных фильтрах: одиночных контурах или двухконтурных полосовых фильтрах.

Полоса регулируется изменением добротности, коэффициентом связи или посредством взаимной расстройки контуров.

Выбор вида и качества регулировок, их количество определяются назначением приемника и условиями его эксплуатации. Наиболее разветвленной системой автоматических и ручных регулировок обладают РПрУ 1-го класса, например, Р-170П (см. рис. 4.1).

Контрольные вопросы

1. Какое назначение в РПрУ имеет система управления?
2. Назовите основные достоинства микропроцессорного управления в РПрУ.
3. Перечислите виды ручных и автоматических регулировок радиоприемника и поясните их назначение.

4. Укажите основные характеристики систем автоматической регулировки усиления.

5. Изобразите графики зависимости выходного напряжения от напряжения на входе ПРПрУ при различных видах АРУ.

6. Перечислите разновидности систем автоматизированной регулировки усиления и дайте их характеристику.

7. Изобразите структурную схему обратной усиленной АРУ.

8. Раскройте назначение автоматической регулировки чувствительности.

4. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

4.1. Радиоприемные устройства систем радиосвязи специального назначения

Радиоприемники специального назначения четвертого поколения характеризует внедрение средств встроенной вычислительной техники на основе микропроцессоров, в которых используется цифровая обработка сигналов на основной (второй) промежуточной частоте [12].

Примерами приемников четвертого поколения являются базовый радиоприемник «Артек-Гелиос» (Р-170П), разработанный для вооруженных сил, и его аналоги – приемники семейства «Скаляр» (Р-774) для ВМФ. Все эти приемники построены по супергетеродинной схеме с двумя преобразованиями по частоте и с основной обработкой сигналов на промежуточной частоте 128 кГц.

Приемный модуль цифровой обработки сигнала имеет аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и квадратурный канал приема, содержащий квадратурный синтезатор (вырабатывает отсчеты косинуса и синуса частоты настройки канала), два перемножителя сигнала с АЦП и квадратурного синтезатора и два идентичных цифровых фильтра нижних частот. На выходах фильтров формируются квадратурные составляющие комплексной огибающей сигнала – синфазная I (Inphase) и квадратурная Q (Quadrature).

Дальнейшую обработку сигналов осуществляет цифровой сигнальный процессор (ЦСП), что позволяет сделать устройство аппаратно-независимым от вида принимаемого сигнала и реализовывать алгоритмы обработки любой сложности.

Радиоприемник Р-170ПМ осуществляет прием сигналов классов излучения А1А, J3Е, Н3Е, R3Е, А3Е, F3ЕJ, F3ЕА, F1В и G1В в ДВ, КВ и КВ-УКВ диапазонах частот (от 0,1 до 80 МГц).

Для работы в автоматизированных системах связи в РПрУ Р-170ПМ предусмотрены следующие возможности:

- дистанционное управление по стыку ИРПС;
- возможность настройки антенны (как автоматически, так и вручную с передней панели РПрУ) по дополнительной линии ИРПС;

- работа от внешнего высокостабильного опорного генератора 10 МГц;
- обеспечение выхода внутреннего опорного генератора 10 МГц;
- возможность работы РПрУ от внешней второй промежуточной частоты с уровнем не менее 0,1 мВ;
- для режима адаптации предусмотрена возможность перестройки частоты настройки (частоты первого гетеродина) РПрУ внутри полосы пропускания;
- система встроенного контроля работоспособности и диагностирования неисправностей.

Высокая точность установки и высокая стабильность частоты РПУ позволяют осуществить беспереходное вхождение в связь и работу без подстройки в процессе приема информации. Установка частоты настройки производится цифровыми клавишами на передней панели или с помощью ручки квазиплавной настройки.

Антенный вход предназначен для работы с антенной, оканчивающейся несимметричным кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом, для работы от симметричного кабеля с волновым сопротивлением 200 Ом к антенному входу подключается согласующий трансформатор.

Входные цепи обеспечивают сохранность РПрУ при подведении ко входу через эквивалент антенны ЭДС сигнала радиочастоты, равной 100 В, в течение 15 мин, в том числе и на частоте настройки.

РПрУ может работать от внешнего опорного генератора с номинальной частотой 10 МГц и напряжением от 200 до 700 мВ на сопротивлении нагрузки 75 Ом.

Высокие показатели избирательности, которая составляет по побочным и зеркальным каналам приема не менее 80 дБ, а по каналу на первой промежуточной частоте – не менее 100 дБ, динамическому диапазону по интермодуляции третьего порядка, который составляет, при отстройке помехи от номинальной частоты +100 кГц и более 80 – 85 дБ (в зависимости от диапазона частот и модификации РПрУ) и уровню блокирующей помехи 130 дБ (при отстройке 5 %) и 150 дБ (при отстройке 15 %), что позволяет эффективно использовать эти радиоприемные устройства как на совмещенных приемопередающих, так и на выделенных приемных радиопередатчиках.

Структурная схема РПУ Р-170 ПМ, которая является типовой для супергетеродинных радиоприемников с цифровым преобразованием на промежуточной частоте, приведена на рис. 4.1.

Прием сигналов обеспечивается следующими функциональными модулями:

- главным трактом приема (блоки Б2-284, Б2-285 и Б2-286 в зависимости от модификации РПУ и блок Б2-287);
- системой синтеза частот (блоки Б1-106, Б1-107, Б1-108);
- блоком цифровой обработки и формирования сигналов (Б9-310);
- системой управления и контроля (блоки Б10-290, Б10-291).

Управление состоянием блоков, контроль работоспособности РПУ и индикация его состояния осуществляются встроенной микропроцессорной системой управления, которая включает Б10-290 – блоки управления и Б10-291 – панели управления или Б10-296 – выносные панели управления для отдельных модификаций.

Блок управления Б10-290 построен на основе микроконтроллера ATmega 128-16AI фирмы «Atmel» и обеспечивает следующие функции:

- управление блоками по блочной магистрали, представляющей собой 8-разрядную шину данных/адресов, обмен данными с передней панелью;
- обработку команд дистанционного управления, которые поступают по стыку ИРПС (ДУ1 и ДУ2);
- формирование сигнала включения блока питания по командам, поступающим с передней панели и от устройства дистанционного управления;
- формирование линии «Готов», по которой осуществляется непрерывный контроль работоспособности синтезаторов частоты каналов приема.

Обмен информацией с управляемыми блоками РПрУ (преселекторами и синтезаторами) осуществляется через интерфейсные модули, расположенные в блоках и выполненные на микросхемах ATmega8L-AI, которые подключаются к блочной магистрали.

Передняя панель РПрУ Р-170 ПМ (блок Б10-291) выполнена также на основе 8-разрядного микроконтроллера ATmega 128-16AI фирмы «Atmel».

[illegible]

Блок БЗ-206 обеспечивает работу от сети однофазного переменного тока с номинальным напряжением 220 В и от источника постоянного тока напряжением 12 или 27 В (Аккумулятор.).

Современная цифровая элементная база дает возможность использовать новые подходы при создании радиоприемных устройств пятого поколения, а именно реализовать прямое аналого-цифровое преобразование широкополосного группового сигнала на радиочастоте без предварительного частотного преобразования, а дальнейшую фильтрацию и обработку сигналов осуществлять непосредственно в цифровой форме [31].

Помехоустойчивость радиоприемника, естественно, зависит от информационной полосы пропускания, и при ее расширении она снижается. Так, при информационных полосах приемника > 1 МГц преимущества супергетеродинной структуры даже с гетеродином, имеющим спектральную плотность шумов 165 – 170 дБ/Гц, теряются из-за интермодуляционных искажений: расширяется полоса – увеличивается количество помех в полосе – растет уровень интермодуляционных составляющих, попадающих в полосу пропускания тракта. Поэтому при расширении полосы пропускания тракта приема более 1 МГц целесообразно использовать прямое аналого-цифровое преобразование.

Тракты приема с прямым аналого-цифровым преобразованием открывают возможность создания многотрактовых цифровых радиоприемных устройств (ЦРПрУ) по принципу «один аналоговый вход – много каналов приема».

Многоканальные РПрУ могут быть представлены как устройства с прямым аналого-цифровым преобразованием ВЧ сигнала и набором полосовых фильтров на входе.

В этом случае преселектор является широкополосным перестраиваемым. Его полоса может изменяться от 1 МГц (в диапазоне частот до 20 МГц) и до полосы всего КВ-диапазона.

Типичным цифровым радиоприемным устройством является компьютерный радиоприемник «ПИЛОТ». Это ЦРПрУ состоит внешнего преселектора и встраиваемого в компьютер модуля РСІ. Внешний преселектор обеспечивает предварительную селекцию электрических сигналов в диапазоне частот от 1,5 до 30 МГц. Модуль РСІ осуществляет вывод цифрового сигнала и управление через шину

РСІ ПЭВМ, который обеспечивает возможность применения пользовательских приложений.

4.2. Радиоприемники радиостанций подвижной радиосвязи

4.2.1. Общие сведения о радиоприемниках радиостанций подвижной радиосвязи

Используемые системы радиосвязи с подвижными объектами можно разделить на следующие классы:

- ведомственные;
- сотовые;
- транковые.

Радиоприемники радиостанций низовой радиосвязи предназначены для приема телефонных и других сообщений на линиях радиосвязи между подвижными и стационарными объектами. Обычно это служебная, диспетчерская связь в таких ведомствах, как ФСБ, ФСО, МВД и др. В зависимости от требуемого радиуса действия выбирают диапазон частот приемопередающей аппаратуры на декаметровых, метровых или дециметровых волнах. Для передачи непрерывных (речевых) сообщений применяют узкополосные ЧМ или ОМ сигналы.

Основные требования к аппаратуре низовой радиосвязи:

- разборчивость речи;
- высокая помехоустойчивость;
- минимальное число органов управления;
- наличие автоматических регулировок;
- простота эксплуатации;
- надежность.

Аппаратура радиосвязи должна обеспечивать беспойсковую настройку приемника на частоту передающей радиостанции непрерывно перестраиваемым преселектором с полосой, равной диапазону рабочих частот, кварцевой стабилизацией гетеродина приемника. Беспойсковая настройка осуществляется подключением требуемого кварцевого или других элементов цепи. Требуемую точность настройки проще обеспечивать при ЧМ сигналах. Для уменьшения габаритных размеров массы радиостанции частично совмещают функциональные узлы

передатчика и приемника. Так, кварцевый гетеродин приемника можно использовать в качестве автогенератора передатчика, УНЧ – в качестве микрофонного усилителя и т. п. Однако при такой структуре приемопередатчика, называемой трансиверной, существенно усложняется коммутация «прием – передача», а большое число контактов переключателей снижает надежность. Для снижения стоимости приемопередатчиков дорогие комплектующие изделия (кварцевые фильтры, кварцевые резонаторы) используют в узлах приемника и передатчика.

Приемник радиостанции построен по супергетеродинной схеме с двойным преобразователем частоты (рис. 4.2). Чувствительность при соотношении «сигнал – шум» как 10/1 не хуже 0,45 мкВ. Полоса пропускания приемника – не менее 18 кГц. Уровень подавления помехи по зеркальному каналу – 65...70 дБ.

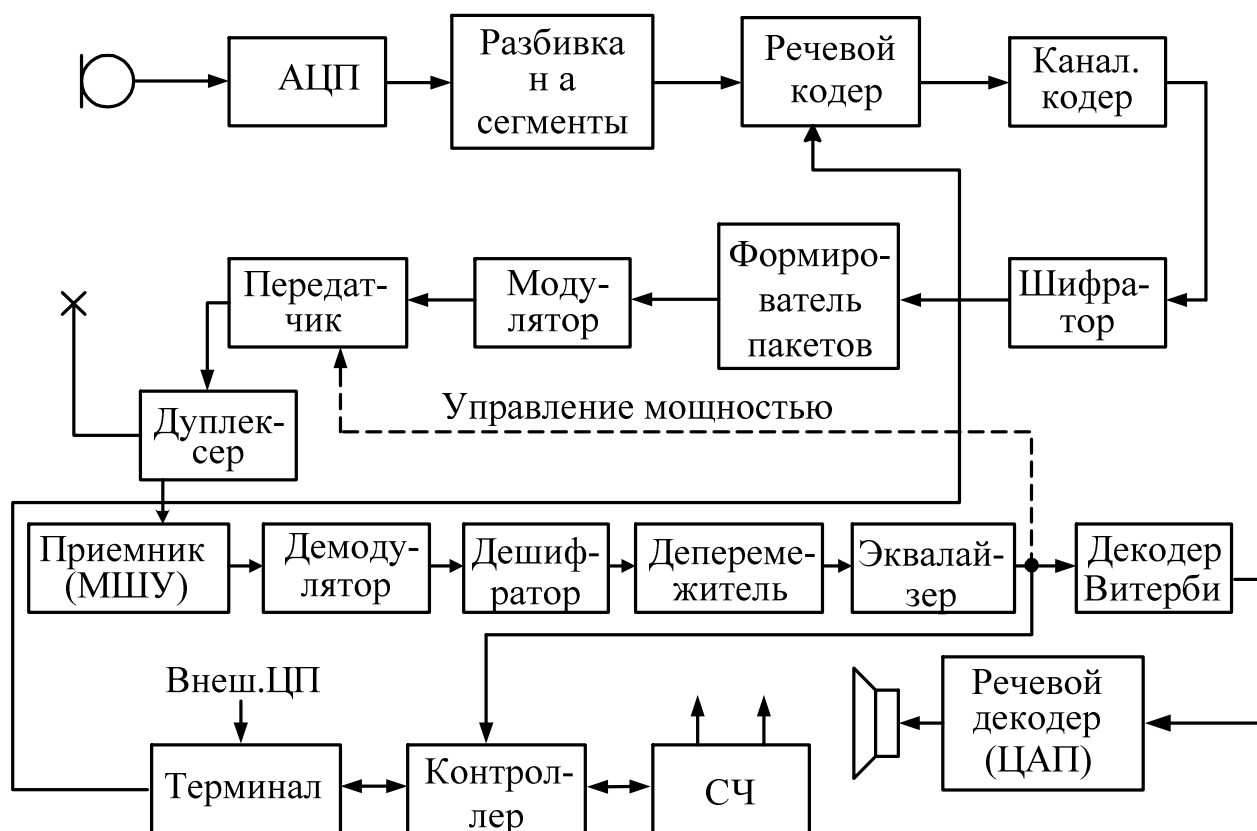


Рис. 4.2. Функциональная схема приемопередатчика стандарта GSM

Сигнал с антенны поступает через антенный коммутатор на входную цепь и УРЧ приемника. В УРЧ сигнал усиливается и через фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) подается на вход первого

смесителя. Трехконтурный полосовой ФСС вместе со входной цепью настраивается на частоту принимаемых сигналов и обеспечивает подавление внеполосных сигналов до уровня не более 70 дБ. В результате взаимодействия частот входного сигнала и гетеродина в первом смесителе образуется сигнал с первой промежуточной частотой 18,5 МГц. Сигнал ПЧ выделяется из суммы комбинационных сигналов с помощью ИПКФ (интегрально-пьезокварцевый фильтр), который обеспечивает подавление всех внеполосных сигналов, начиная с соседнего, на 60 дБ и более. На второй смеситель одновременно с сигналом подается напряжение второго гетеродина с частотой 16,6 МГц. После преобразования во втором смесителе на резонансной нагрузке выделяется сигнал второй ПЧ 2,2 МГц. Этот сигнал усиливается в УПЧ до величины, при которой обеспечивается нормальная работа ограничителя амплитуды. Частотный детектор выделяет из высокочастотного модулированного сигнала низкочастотный модулирующий сигнал. Продетектированный низкочастотный сигнал с выхода ЧД поступает на выход низкочастотного тракта и далее через корректирующий RC-фильтр – в информационный тракт и тракт шумоподавителя.

В последние годы для обеспечения связи между подвижными объектами находят все более широкое применение системы транкинговой и сотовой радиосвязи. Доминирующее положение занимают сотовые системы подвижной радиосвязи (ССПС).

Развитие ССПС решает проблему экономии спектра радиочастот путем многократного использования выделенного частотного ресурса при пространственном разнесении приемопередатчиков с совпадающими рабочими частотами.

Научные исследования и проведенные эксперименты доказали преимущества цифровых систем подвижной радиосвязи по сравнению с аналоговыми. Цифровые системы обладают большей помехоустойчивостью, делают возможной радиосвязь через абонентские терминалы с сетями передачи данных, обеспечивают кодирование передаваемой информации в диапазоне частот 136 – 174 МГц и чувствительностью 10 мкВ.

В России в качестве федеральных стандартов приняты общеевропейские стандарты GSM, UMTS, LTE – стандарты на цифровые ССПС, которые предусматривают их работу в диапазоне 900 МГц – 1800 МГц.

Функциональная схема портативного приемопередатчика стандарта GSM-900 приведена на рис. 4.2.

Сигнал с антенны через комбайнер (дуплексер) поступает на входную цепь, реализованную на микрополосковых линиях, и далее на малошумящий усилитель ($N_{ш} = 1,2-1,4$). Демодулятор осуществляет демодуляцию принятого сигнала. Дадим краткое упрощенное описание функций его основных компонентов:

- *АЦП* – преобразует в цифровую форму сигнал с выхода микрофона. В результате вся последующая обработка и передача сигнала речи производится в цифровой форме;

- *речевой кодер* – осуществляет кодирование речевого сигнала - преобразование по определенным законам с целью сокращения его избыточности, т.е. с целью сокращения объема информации, передаваемой по каналу;

- *кодер канала* - добавляет в цифровой сигнал дополнительную (избыточную) информацию, предназначенную для защиты от ошибок при передаче сигнала по линии связи; а также вводит в состав передаваемого сигнала информацию управления от логического блока;

- *модулятор* – осуществляет перенос кодированного сигнала на несущую частоту;

- *демодулятор* – выполняет функцию, обратную функции модулятора, выделяет из модулированного сигнала кодированную цифровую последовательность;

- *декодер Витерби* – выделяет из входного цифрового потока служебную и дополнительную информацию, используя последнюю для обнаружения и исправления (по возможности) ошибок, внесенных в цифровой сигнал в процессе его передачи по радиоканалу;

- *речевой декодер* – восстанавливает цифровой речевой сигнал;

ЦАП – преобразует принятый цифровой речевой сигнал в аналоговую форму.

Требования к радиостанциям подвижной службы определены в следующих документах:

ГОСТ 12252-86. Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений.

ГОСТ 22579-86. Радиостанции с однополосной модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений.

ГОСТ 22580-84. Радиостанции с угловой модуляцией морской подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений.

Особенности РПрУ радиостанций подвижной радиосвязи

Особенности радиоканала:

- диапазон частот – 30 – 600 МГц (декаметровые, метровые или дециметровые волны);
- небольшие расстояния (единицы – десятки км);
- узкополосные ЧМ или ОМ сигналы;
- многократное использование выделенного частотного ресурса;
- виды связи: ТФ, ПД.

Особенности характеристик РПрУ:

- беспойсковая настройка;
- жесткие требования к массогабаритным характеристикам;
- минимальное число органов управления, простота эксплуатации и высокая надежность;
- высокая помехоустойчивость;
- наличие автоматических регулировок;
- надежность;
- блочное построение, обеспечивающее хорошую ремонтпригодность.

Особенности схемного построения:

- кварцевая стабилизация частоты;
- совмещение блока РПрУ и РПдУ (трансиверные схемы);
- цифровая обработка сигналов (кодирование и т. д.);
- приемник прямого преобразования или супергетеродин;
- наличие устройств приема персонального вызова, сигнализации, отображения информации;
- интегральное и микрополосковые исполнения;
- применение активных фильтров;
- применение одного типа антенн.

4.2.2. Реализации ЦОС в радиоприемниках систем сотовой связи

Рассмотрим реализацию ЦОС в радиоприемниках систем сотовой связи на примере радиоприемников подвижных и базовых станций.

Мобильные терминалы для систем сотовой связи в структуре радиоприемника имеют, по крайней мере, один каскад преобразования частоты в сигнальной цепи (АЧПТ). Это преобразование частоты позволяет перевести принимаемый сигнал из выделенного стандартного радиочастотного диапазона (например, 900 МГц или 1,8 ГГц) на более низкую промежуточную частоту $f_{ПЧ}$ (рис. 4.3), где селектор канала выполняется на базе узкополосного полосового фильтра выбора канала (как правило, на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) или керамике). Далее отфильтрованный сигнал подвергается дальнейшему преобразованию либо во вторую промежуточную частоту, либо сразу детектируется, затем оцифровывается и демодулируется в цифровом сигнальном процессоре (на рисунке ЦЧПТ не показана). На рис. 4.3 показано сравнение этой супергетеродинной структуры со структурой радиоприемника прямого преобразования.

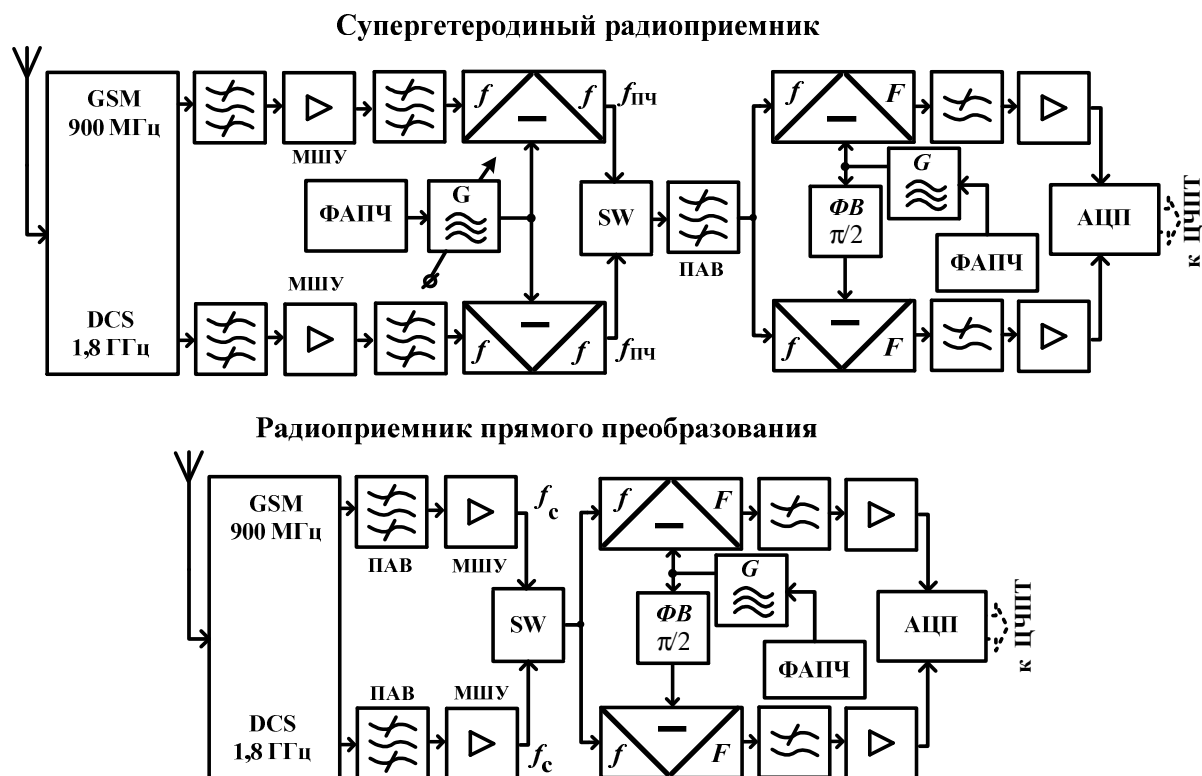


Рис. 4.3. Структура прямого преобразования, позволяющая уменьшить число компонентов в АЧПТ радиоприемника

Идея использования непосредственного преобразования частоты в радиоприемниках достаточно долго пользовалась вниманием разработчиков радиочастотных трактов. Причина очевидна: каскады преобразования увеличивают стоимость, размеры и вес пользовательско-

го оборудования. Каждый каскад требует наличия локального генератора, смесителя, фильтра и, возможно, усилителя. Учитывая все это, привлекательность радиоприемников прямого преобразования не удивляет. Отсутствие промежуточных каскадов позволяет сократить стоимость, габариты и вес радиоприемника.

Выполнение элементов схемы радиоприемника прямого преобразования в интегральном исполнении (на микросхеме) позволяет дополнительно сократить число внешних компонентов за счет интеграции внешнего интерфейса GSM с малошумящим усилителем (МШУ). Такое решение дает возможность обойтись без радиочастотного фильтра побочных каналов приема (зеркальной помехи, КПП), который необходим для подавления паразитной зеркальной частоты или продуктов интерференции сигналов смесителя и малошумящего усилителя. Этот каскад обычно выполняется на ключевом транзисторе с цепью смещения и соответствующей обвязкой, что в сумме выражается приблизительно в 12 компонентах. Включение МШУ в интерфейсный блок сокращает количество внешних компонентов в среднем приблизительно на 15 – 17 единиц в зависимости от степени соответствия описанному фильтру.

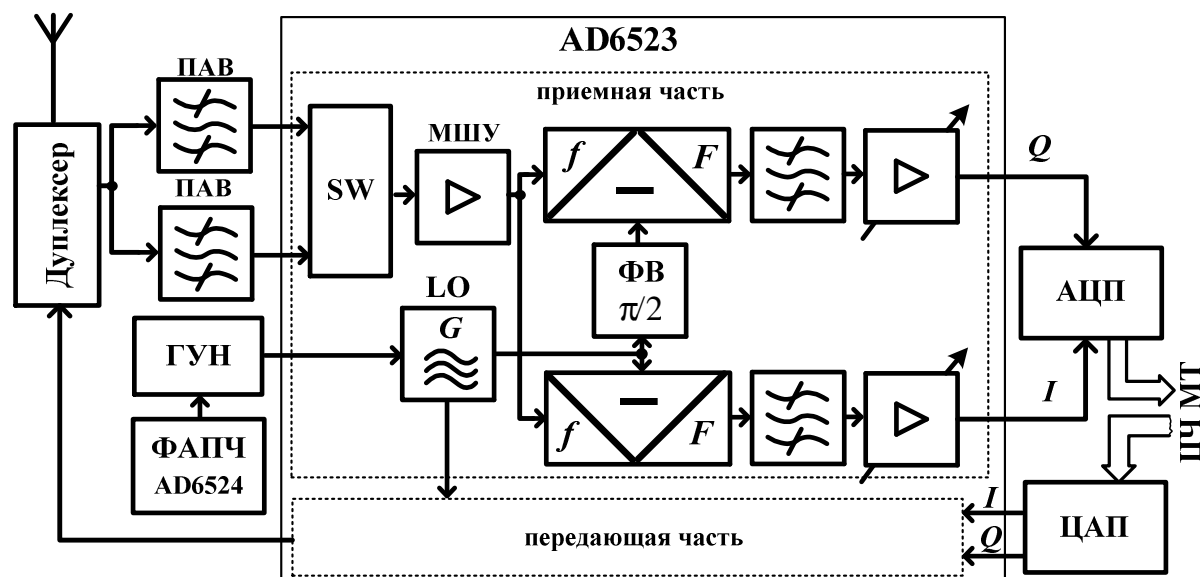


Рис. 4.4. Двухполосный приемопередатчик прямого преобразования на микросхеме AD6523/AD6524

Функциональная блок-схема архитектуры двухдиапазонного GSM-модуля радиоканала фирмы «Othello» показана на рис. 4.4. Приемная часть расположена в верхней части блок-схемы

GSM-модуля (микросхема AD6523). От антенного разъема принимаемый сигнал поступает на переключатель режима «прием/передача» (дуплексер) и направляется, в зависимости от диапазона, на один из двух фильтров: 925-960 МГц для GSM-диапазона или 1805-1880 МГц для DCS-диапазона. Сигнал проходит через полосовой радиочастотный фильтр, который служит для выделения необходимой полосы частот и подавления составляющих других частот (включая частоты в диапазоне передачи), чтобы предотвратить перегрузку активных компонентов в приемной части. После полосового фильтра сигнал через коммутатор диапазона (SW) подается на малошумящий усилитель (ШМУ). Это первый усилительный элемент в системе, позволяющий значительно сократить вклад всех последующих каскадов в уровень суммарного шума системы. Кроме этого, усилительный каскад оказывает влияние на характеристику многосигнальной избирательности радиоприемника (блокирование, перекрестная модуляция и интермодуляция).

После малошумящего усилителя радиосигнал заданного уровня поступает на квадратурный смеситель с прямым преобразованием частоты, который переносит принятый сигнал с радиочастоты непосредственно на основную частоту с помощью умножения радиосигнала на выходной сигнал локального генератора LO.

Квадратурный смеситель состоит из двух одинаковых смесителей, на вторые входы которых поступают сигналы локального генератора LO с разницей фаз 90° . Выходные сигналы квадратурного смесителя будут представлять собой квадратурные I и Q каналы.

Полученные квадратурные каналы фильтруются в антиалайзинговом фильтре (для устранения каналов наложения спектров) и подаются на усилительный каскад основной частоты с переменным коэффициентом усиления. Регулируемый усилитель также обеспечивает некоторую фильтрацию смежных каналов и подавление паразитных частот. Этим блокируются сигналы других GSM-каналов, разнесенных на некоторое расстояние от принимаемого канала, как правило, 3 и более мегагерц. Фильтр усилителя основной частоты ослабляет эти сигналы до уровня, гарантирующего отсутствие перегрузки АЦП радиоприемника. После усилительного каскада принимаемый сигнал оцифровывается в приемном АЦП.

Компактность микросхемы «Othello» позволяет использовать GSM-технологии для создания многих изделий, в которых ранее это

было невозможно, например, в очень компактных телефонах или PCMCIA картах. Однако основные преимущества прямого преобразования становятся еще более ощутимыми при разработке универсальных мультистандартных телефонов следующих поколений. С использованием прямого преобразования отпадает необходимость в аппаратном фильтре выбора канала, поскольку эта операция выполняется в блоке цифровой сигнальной обработки, который может быть перепрограммирован для работы с множеством стандартов. Сравните этот подход с супергетеродинной архитектурой, где требуется несколько цепей радиоканала для работы с различными стандартами (поскольку каждый из них требует различные фильтры выбора канала) и все схемы должны иметь минимальные размеры. При использовании прямого преобразования один и тот же радиоканал может использоваться для нескольких различных стандартов, частотных полос и типов модуляции. Таким образом, различные виды услуг (интернет, навигация, голосовая связь и др.) могут быть реализованы на базе одного и того же стандарта.

Радиоприемники базовых станций систем сотовой связи

Сотовые базовые станции формируют основу современной беспроводной инфраструктуры глобальной системы сотовой связи. Они должны обеспечивать получение многочисленных запросов, обработку запросов и их ретрансляцию. Соединение с базовой станцией в смежных ячейках должно выполняться без потери сигнала при движении абонента. Кроме того, базовые станции зачастую должны удовлетворять нескольким стандартам одновременно. В некоторых областях в достаточно большом числе частотных полос используются различные технологии в пределах одной и той же географической области, например, радиоинтерфейсы стандартов GSM, WCDMA и LTE.

Гибкость, высокая производительность и низкая стоимость канала являются основными требованиями к современным базовым станциям. Максимальное использование ЦСП в приемопередатчиках позволяет обрабатывать несколько стандартов без необходимости замены аппаратных средств. Это привело к широкому распространению программного обеспечения для обработки радиосигналов, которое доминирует в текущий момент на рынке базовых станций.

Как и в случае мобильного терминала, техника прямого преобразования широко используется и в радиоприемниках базовых стан-

ций. Сигнал оцифровывается высокоэффективным широкополосным АЦП, после чего следует только один каскад переноса частоты. На рис. 4.5 показаны два основных подхода к построению цифрового радиоприемника базовой станции: узкополосный и широкополосный радиоприемники.

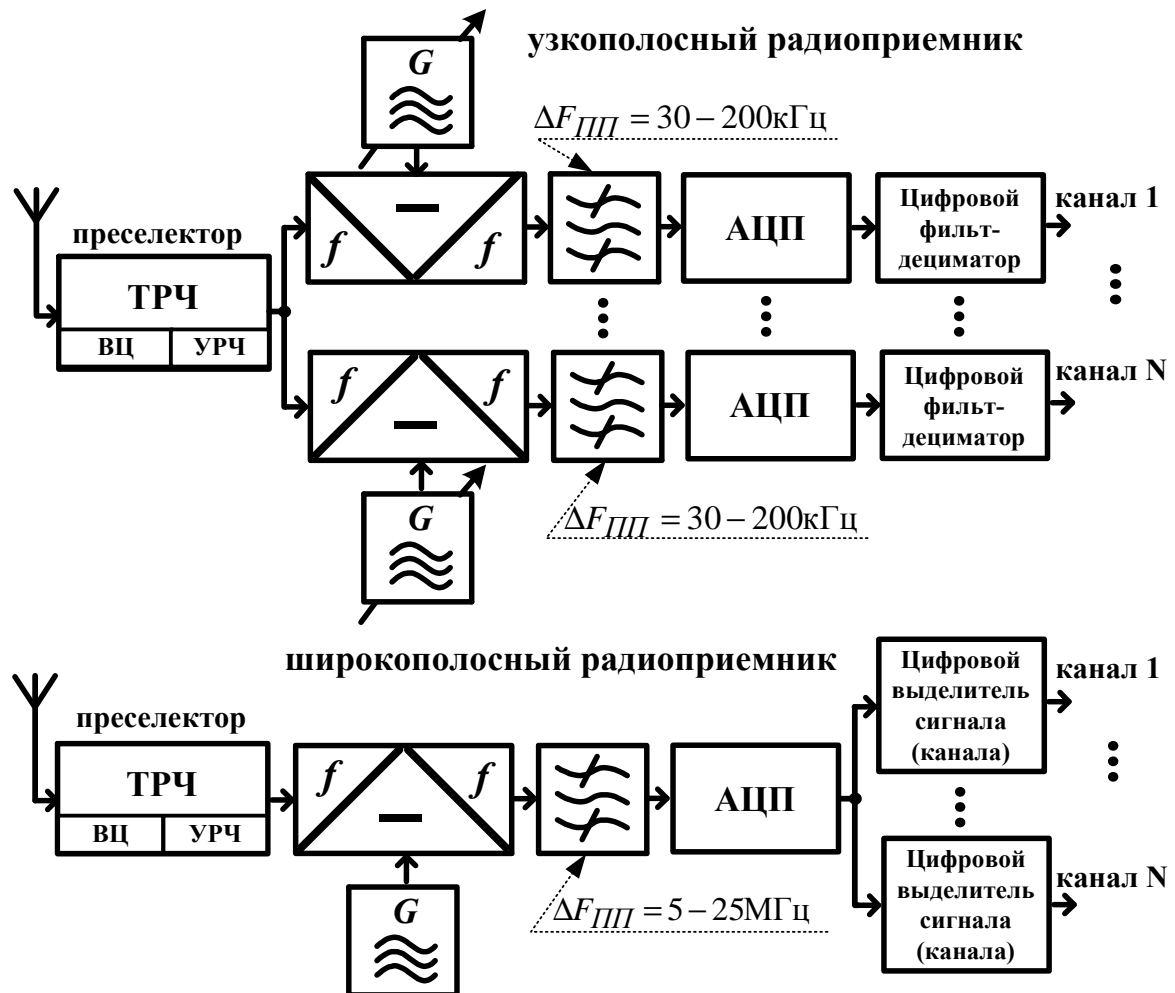


Рис. 4.5. Узкополосный и широкополосный цифровые радиоприемники для базовых станций систем сотовой связи

При узкополосном подходе подразумевается, что была выполнена достаточная предварительная фильтрация сигнала ($\Delta F_{ПП} = 30 - 200 \text{ кГц}$), в результате чего подавлены все паразитные сигналы (соседние и побочные каналы, каналы наложения спектров) и на входе АЦП присутствует только полезный сигнал.

Широкополосный подход подразумевает наличие на входе АЦП множества каналов (соседних каналов) и дальнейшая фильтрация, настройка и обработка выполняются в цифровой форме. Обычно широ-

кополосный радиоприемник предназначен для приема сплошной полосы сигналов ($\Delta F_{ПП} = 5 - 25 \text{ МГц}$), например, для систем сотовой или других систем беспроводной связи. Фактически, один широкополосный цифровой радиоприемник может использоваться для одновременного приема всех возможных каналов в пределах выделенного частотного диапазона, что позволяет использовать практически только цифровые средства (включая АЦП) для выделения нужного канала.

Широкополосный подход накладывает серьезные ограничения на параметры используемого АЦП и требует широкого динамического диапазона и высокого отношения «сигнал/шум», особенно в сотовых системах, где уровень сигналов соседних каналов может различаться более чем на 100 дБ. Это требует применения АЦП с полосой пропускания более 100 МГц и частотой дискретизации более чем 50 МГц (например, для работы с мультинесущей с полосой частот 25 МГц). С другой стороны, узкополосный подход обеспечивает более тщательную обработку, поскольку каждый канал может быть оцифрован с более высокой частотой дискретизации, но этот подход также требует большего количества АЦП для обработки того же самого числа каналов.

Комплект ИМС от Analog Devices – «SoftCell» – адресован в первую очередь операторам беспроводных систем связи. Он позволяет снизить стоимость обслуживания и размеры оборудования, повысить гибкость и качество обслуживания.

Базовые станции, содержащие комплект ИМС «SoftCell», легко позволяют производить модификацию: организацию новых услуг, дополнительных каналов, замену стандартов беспроводной передачи данных. В действительности, операторы будут иметь возможность использовать любой стандартный радиочастотный интерфейс (например, GSM, WCDMA, LTE), увеличить число каналов, более эффективно использовать выделенные частотные полосы.

Новая архитектура также позволяет обойтись без избыточных радиоканалов и для приемников и для передатчиков.

Комплект микросхем «SoftCell» оптимизирован для четырех радиоканалов и может быть легко расширен. Это решение позволяет изготовителям оборудования использовать масштабируемую мультинесущую и многомодовые базовые станции на основе узлов традицион-

ных многоканальных базовых станций, использующих аналоговые методы. Блок-схема системы, использующей комплект микросхем «SoftCell», показана на рис. 4.6.

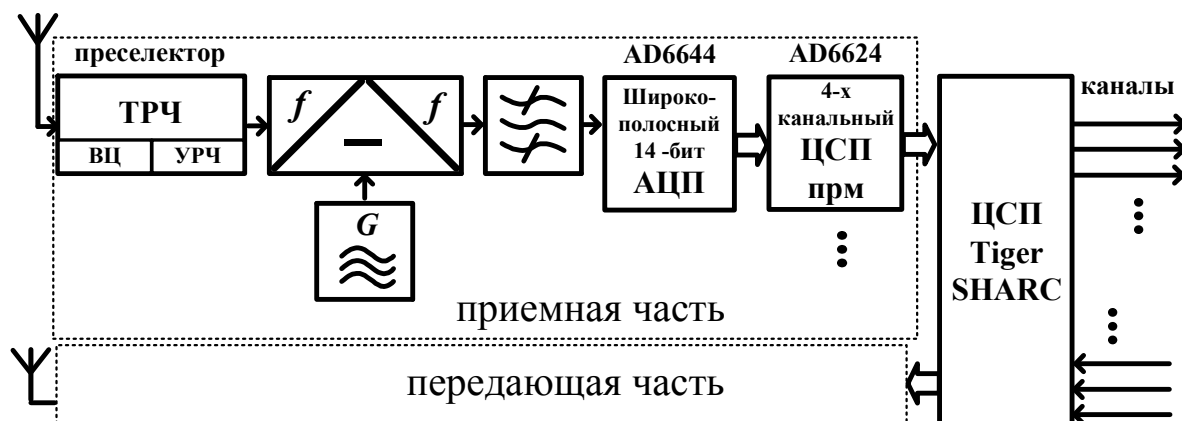


Рис. 4.6. Структурная схема радиотракта базовой станции для работы со многими несущими на микросхеме «SoftCell»

Уменьшение размеров при сохранении стоимости за счет использования «SoftCell» позволяет разместить более плотно на ограниченной площади большее число базовых станций. В результате обеспечивается лучший охват, более высокое качество связи и меньшая вероятность отказов обслуживания пользователей. Мобильность и компактность систем на базе «SoftCell» делает их идеальным вариантом для организации офисных беспроводных систем связи. Кроме того, технология программного обеспечения радиоканала, реализованная в данном комплекте, позволяет использовать новые возможности, например, смарт-антенны или фазированные антенные решетки, которые дают возможность более эффективно потреблять мощность без увеличения стоимости системы, а также организовать маленькие микросотовые установки для увеличения охвата внутри-офисных беспроводных систем.

Комплект ИМС «SoftCell» состоит из 14-разрядного АЦП AD6644, четырехканального ЦСП обработки принимаемого сигнала AD6624, 14-разрядного ЦАП AD9772 (в передающей части) и четырехканального процессора обработки передаваемого сигнала AD6622 (в передающей части). Использование сигнальных процессоров позволяет улучшить разделение каналов, коррекцию АЧХ, коррекцию ошибок и повысить гибкость и эффективность декодирования. Этот комплект интегральных микросхем оптимизирован для работы с многопроцессорными системами на базе архитектуры «TigerSHARC».

Цифровой сигнальный процессор с архитектурой «TigerSHARC» оптимизирован для телекоммуникационных приложений и способен выполнять 1 млрд. операций умножения с накоплением (MAC) в секунду над 16-разрядными данными при тактовой частоте 150 МГц. Еще одной уникальной особенностью архитектуры «TigerSHARC» является способность поддерживать 8 -, 16 -, и 32-разрядный формат данных на одном кристалле. Модуляция /демодуляция, канальное кодирование/декодирование и другие функции обработки радиоканала могут быть мультиплексированы, что позволяет поддерживать обработку нескольких несущих на одном процессоре.

В дополнение к комплекту «SoftCell» ADI разработала универсальный приемный АЦП AD6600. AD6600 предназначен для узкополосных приложений, в которых невозможно реализовать архитектуру с множеством несущих, но возможна организация непосредственной оцифровки сигналов промежуточной частоты до 250 МГц. В комбинации с соответствующим цифровым процессором обработки принимаемого сигнала AD6600 может обрабатывать разнообразные стандартные беспроводные интерфейсные сигналы.

Классическая архитектура базовой станции требует полноценного приемопередатчика для обработки каждой радиочастотной несущей (от 4 до 80 каналов для цифровых и аналоговых систем соответственно). Эти радиоканалы должны дублироваться с учетом свойств антенн. Отсюда очевидно, почему электроника базовых станций занимает так много места, потребляет огромную мощность и дорого стоит. Преимущества программной обработки мультинесущей проявляются в устранении избыточных радиоканалов в пользу единственного быстродействующего радиоканала, где каждая несущая обрабатывается в цифровой форме. Распространение такой программной обработки радиосигналов ограничивается свойствами аналого-цифровых преобразователей, которые должны оцифровывать огромный динамический диапазон, необходимый для обработки спектра нескольких несущих и подавления интерференции соседних каналов.

Сердцем комплекта ИМС «SoftCell» является AD6644 – 14-разрядный АЦП с тактовой частотой 65 МГц, который обеспечивает динамический диапазон до 100 дБ и отношение «сигнал/шум» 77 дБ. Такие параметры приемной части необходимы для оцифровки радиосигнала с несколькими несущими, используемыми во многих

приложениях. При изменении настройки канала фильтрация и демодуляция в цифровой форме позволяют гибко поддерживать различные беспроводные стандарты, число каналов и частотных планов при наличии единственного модуля радиоканала.

Следующий после АЦП цифровой процессор обработки принимаемого сигнала выполняет функции канальной настройки, фильтрации и прореживания, необходимые для выделения базовой частоты и обработки ее в цифровом сигнальном процессоре (ЦСП).

Функции ЦСП выполняет AD6624 – четырехканальный процессор с производительностью 65 MSPS (мегавыборок в секунду), поддерживающий стандарты GSM, CDMA и другие стандарты. AD6624 имеет четыре независимо программируемых канала, что позволяет легко изменять характеристики беспроводного интерфейса по мере необходимости. Такой подход также дает возможность параллельного включения AD6624S для увеличения количества каналов. AD6624 может быть также сконфигурирован для поддержки расширений стандартов в области приема данных.

4.3. Радиоприемные устройства радиорелейной связи

Радиорелейные линии (РРЛ) широко используются в системах связи. В состав РРЛ прямой видимости входят две оконечные ретрансляционные станции и активные ретрансляционные промежуточные станции (рис. 4.7). Расстояние между промежуточными станциями составляет 10 – 70 км друг от друга.

При необходимости на промежуточных станциях может устанавливаться аппаратура выделения (АВ) сигналов части каналов РРЛ для обслуживания корреспондентов данной станции. На оконечных станциях устанавливается аппаратура частотного или временного уплотнения для передачи многоканальных сигналов по РРЛ. Частотное уплотнение каналов РРЛ реализуется с помощью однополосных сигналов поднесущих частот.

Исторически сложилось так, что на начальном этапе развития радиорелейной связи осваивалась длинноволновая часть диапазона СВЧ (метровые и дециметровые волны). В середине 60-х годов прошлого века начал использоваться сантиметровой диапазон, а в середине 80-х появились первые радиорелейные станции, работающие

в миллиметровом диапазоне. Для новых РРЛ установлены следующие диапазоны частот: 7, 8, 11, 13, 15, 18, 23, 38 и 52,7 ГГц. Однако еще длительное время будут использоваться уже построенные и эксплуатируемые в России линии в диапазонах 1,5-2,1; 3,4-3,9; 5,6-6,4 ГГц.

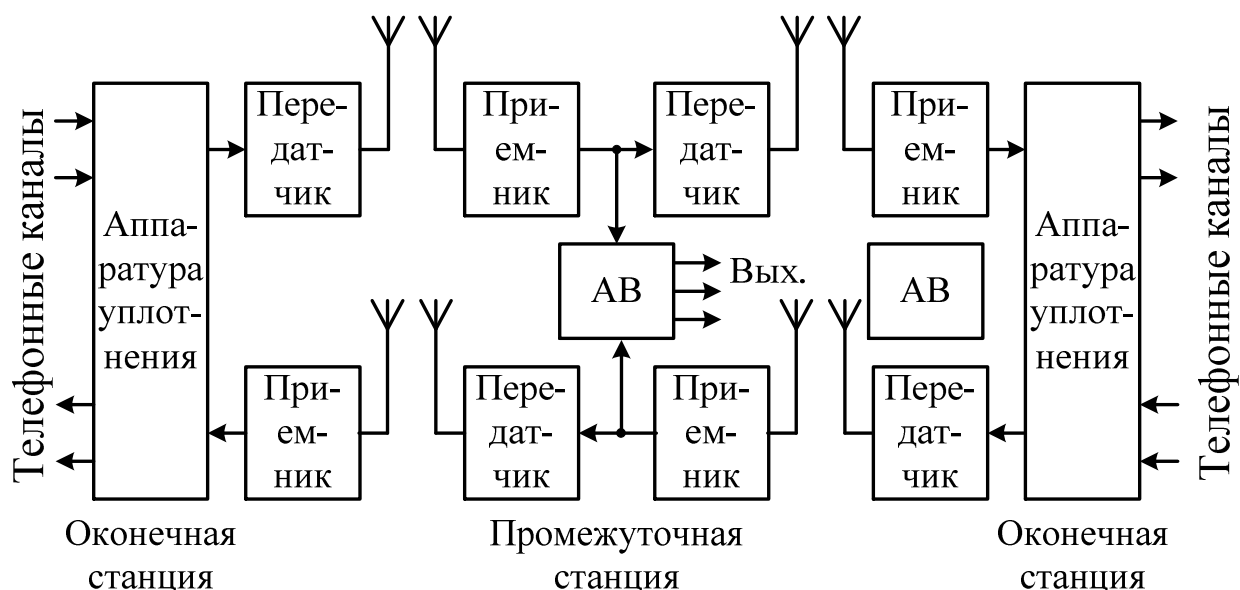


Рис. 4.7. Структурная схема радиорелейной линии связи

По способу разделения каналов различают комплексы: с частотным разделением каналов (ЧРК), временным разделением каналов (ВРК), временным разделением канальных импульсов (ВРКИ) и кодовым разделением каналов (КРК).

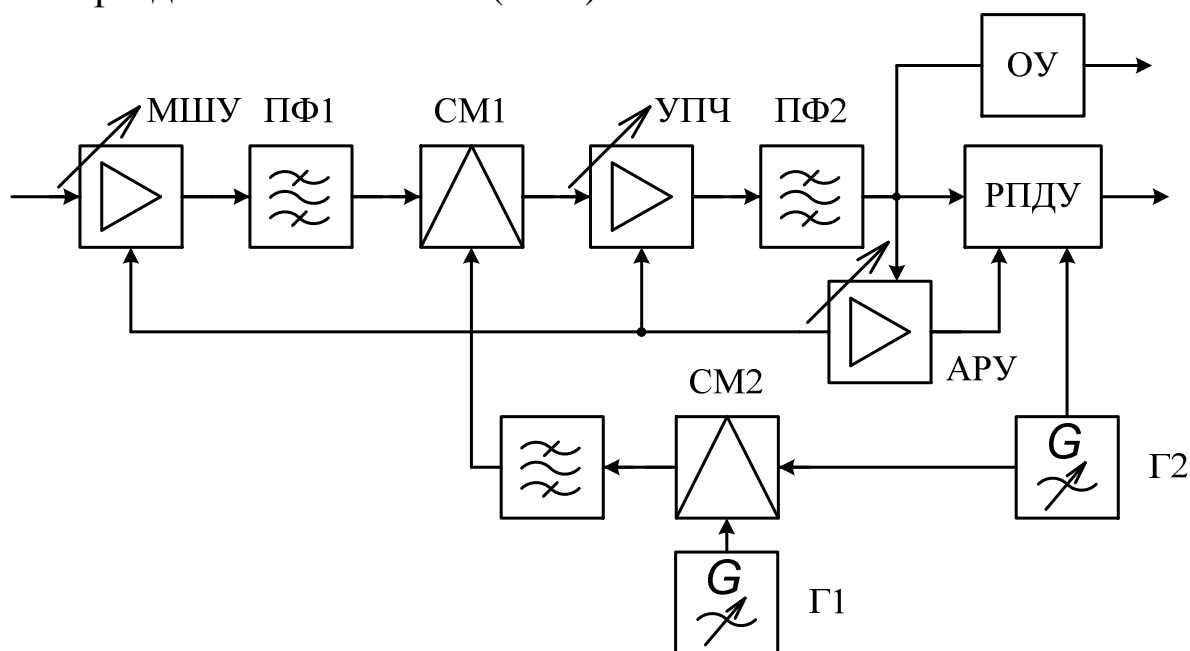


Рис. 4.8. Структурная схема промежуточной станции радиорелейной линии связи

По методам модуляции несущей частоты радиосигнала различают радиорелейные комплексы с аналоговыми методами модуляции: частотной модуляцией (ЧМ), фазовой модуляцией (ФМ), амплитудной модуляцией (АМ) или цифровыми методами манипуляции: ЧМн, ФМн, Амн. В цифровых комплексах используются:

- для высокоскоростных РРК (от 155 Мбит/с и выше) – квадратурная амплитудная модуляция с числом позиций 64 и выше (*QAM-64–QAM-512*), решетчатая кодовая модуляция (ТСМ) и блоковая кодовая модуляция (ВСМ);
- для среднескоростных РРК (от 34 Мбит/с) – *QAM-16 (32)*;
- для низкоскоростных ЦРРК (ниже 34 Мбит/с) *QPSK*, *PSK-2* (относительная фазовая манипуляция) либо *FSK-4* (4-позиционная частотная манипуляция), *QAM-4* – разновидность *QPSK*.

Структурная схема промежуточной станции РРЛ приведена на рис. 4.8. Особенностью промежуточной станции является разность частот принятой и переданной ($f_{\text{прин}}$ и $f_{\text{пер}}$) на величину частоты сдвига $f_{\text{сдв}}$. В приемном устройстве используется система АРУ для предотвращения искажений сигналов.

Приемные устройства радиорелейного комплекса (РРК) с ЧРК-ЧМ выполняются по супергетеродинной схеме с одним-тремь преобразованиями частоты. Типовая схема приемного устройства РРК с ЧРК-ЧМ приведена на рис. 4.9.

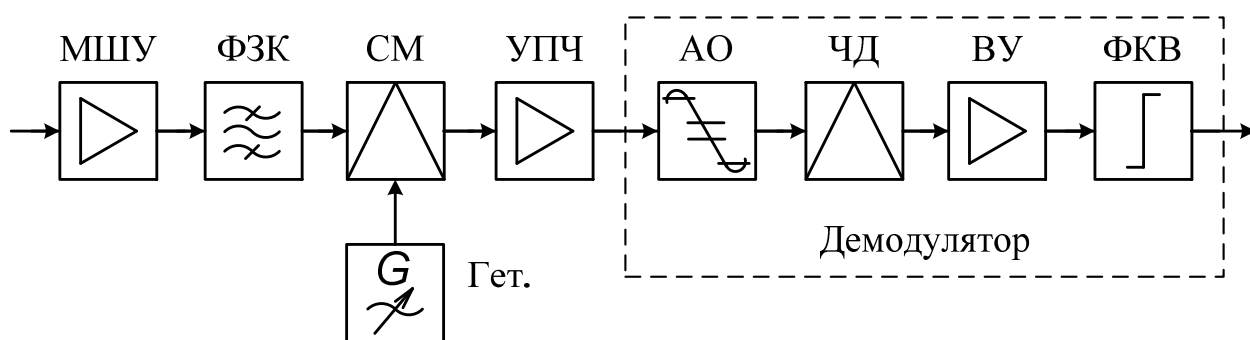


Рис. 4.9. Структурная схема приемного устройства РРК с ЧРК-ЧМ

Сигнал СВЧ, принятый антенной, по фидерной или коаксиальной линии поступает на вход приемника. Для повышения эффективности работы приемника необходимо обеспечение во входном устройстве максимального усиления полезного сигнала и максимального понижения уровня помех.

К основным характеристикам приемника РРК относятся:

- коэффициент шума;
- эффективная шумовая температура;
- чувствительность;
- полоса пропускания;
- избирательность.

Основным элементом структурной схемы приемного устройства, определяющим характеристики приемника РРК, является малошумящий усилитель (МШУ), который выполняется, как правило, по последовательно-каскадной схеме. Чтобы достичь наименьшего коэффициента шума МШУ в целом, его первый каскад должен обладать наименьшим коэффициентом шума и возможно большим коэффициентом усиления.

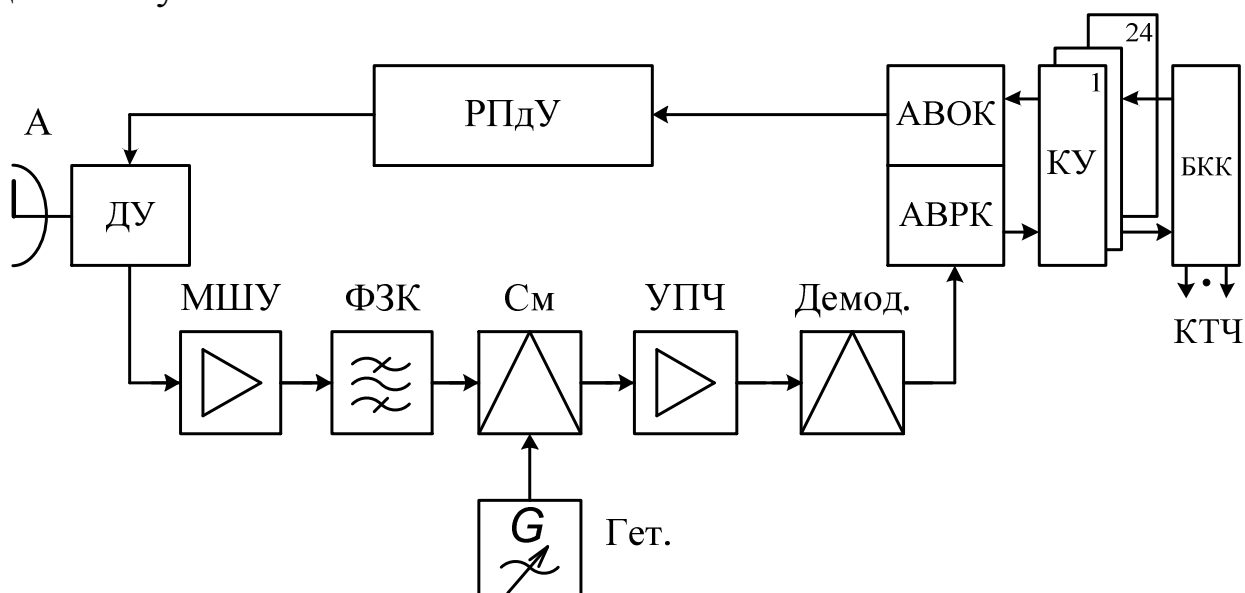


Рис. 4.10. Структурная схема РРК с ВРКИ:

А – антенна; ДУ – дупликсер; РПДУ – радиопередающее устройство;
 АВОРК – аппаратура временного объединения (разделения) каналов;
 МШУ – малошумящее устройство; ФЗК – фильтр зеркального
 канала; См – смеситель; УПЧ – усилитель промежуточной частоты;
 КУ – коммутирующее устройство; БКК – блок коммутации каналов

В РРК с ЧРК-ЧМ основными типами МШУ являются усилители на тоннельных диодах, параметрические, транзисторные.

Фильтр зеркального канала (ФЗК) выполняется, как правило, перестраиваемым. Его полоса пропускания выбирается из условия безыскаженной передачи принимаемого сигнала с малыми потерями (около 0,1 дБ). ФЗК обеспечивает подавление помехи по зеркальному каналу на величину 30 – 40 дБ.

Преобразователи принимаемого СВЧ-сигнала в сигнал промежуточной частоты построены как по однотоктной, так и по двухтоктной (балансной) схемам.

Типовая структурная схема РРК с ВРКИ ФИМ-ЧМ представлена на рис. 4.10.

В состав цифровых радиорелейных комплексов (ЦРРК) входят цифровое оконечное, групповое оборудование и аппаратура радиоствола. Структурная схема типового ЦРРК представлена на рис. 4.11.

Аппаратура формирования цифровых каналов (АФЦК) состоит из требуемого числа аналого-цифровых преобразователей (АЦП) в тракте передачи. В тракте приема производится обратное преобразование при помощи цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) того же типа.

В составе группового цифрового потока (ГЦП) имеется служебный цифровой канал (СК), образованный аппаратурой временного объединения-разделения каналов (АВОРК).

К радиотрактам ЦРРК предъявляются более жесткие требования, чем к радиотрактам аналоговых РРК. Это проявляется в увеличении требуемой полосы пропускания, улучшении равномерности амплитудно-частотной и линейности фазочастотной характеристик основных трактов.

В современных образцах радиорелейной техники общего назначения состав оборудования делится на две составляющие:

- внешнее оборудование (ODU) – антенное и приемопередающие устройства с элементами крепления;
- внутреннее оборудование (IDU) – модули доступа (базовые блоки), мультиплексоры, модемы с устройствами управления и служебной связи, источники питания.

При размещении радиомодема в составе внешнего оборудования приемопередающее устройство (ППУ) соединяется с внутренним оборудованием симметричным или коаксиальным кабелем. К такому типу станций относятся ЦРРС, выпускаемые научно-производственной фирмой (НПФ) «Микран», производственно-коммерческим предприятием (ПКП) «Бист», научно-производственным объединением (НПО) «Рапира».

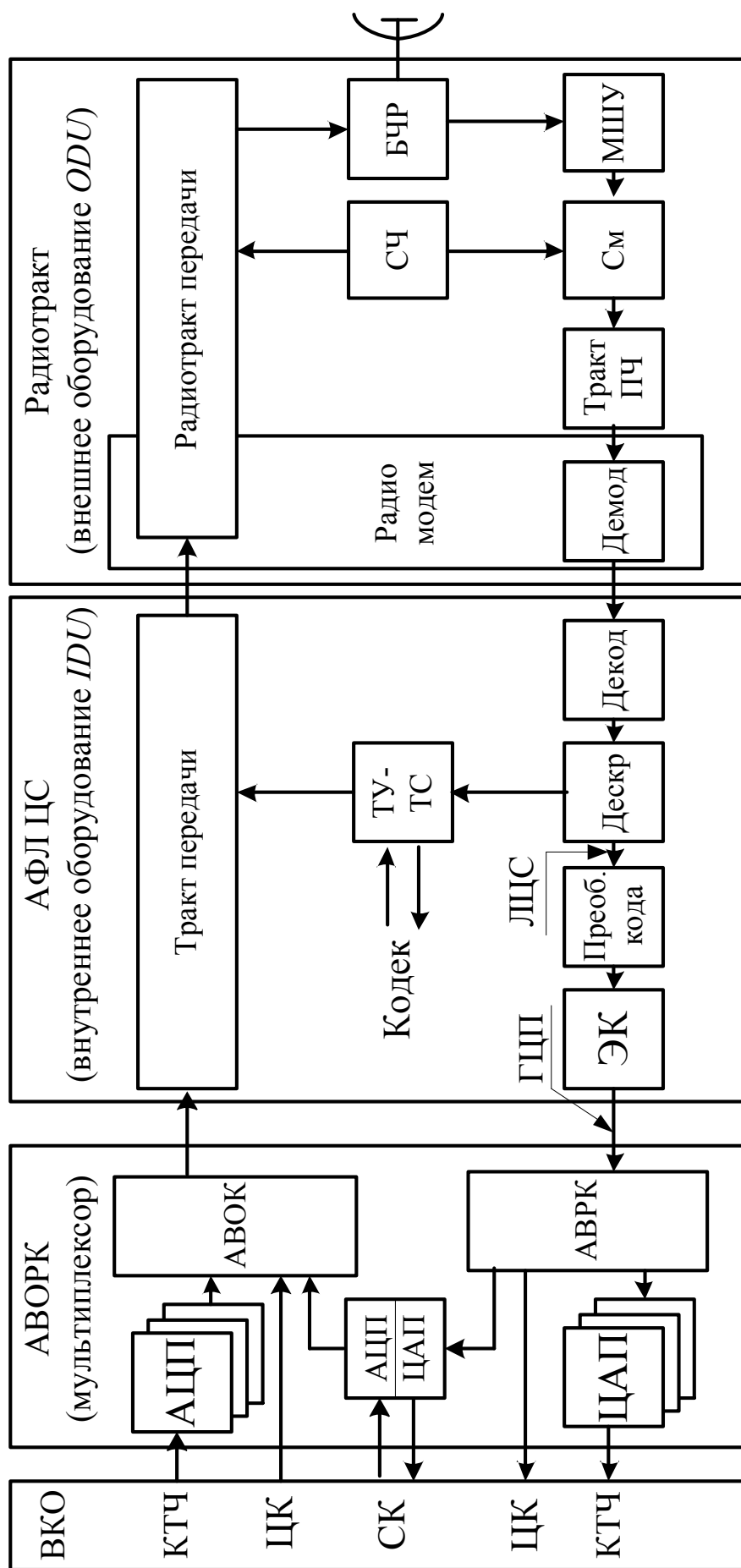


Рис. 4.11. Структурная схема ЦРРС

При размещении радиомодема в составе внутреннего оборудования приемопередающее устройство (ППУ) соединяется с внутренним оборудованием коаксиальным кабелем по интерфейсу промежуточной частоты. К таким типам ЦРРС относятся «Флокс», «Радиус», «Радиян», Р-169РРС.

Новое поколение ЦРРК-PDN иерархии непосредственно стыкуется с потребителями по стыкам E1 (количество стыков E1 может быть до 16-ти) либо интерфейсу *Ethernet*. В соответствии с требованием заказчика возможна передача комбинированного трафика $n \times E1$ *Ethernet* с интерфейсами *G-703* и *Ethernet* и их динамическое перераспределение.

4.4. Радиоприемные устройства тропосферных радиолиний

Тропосферной линией называется радиосистема, передача сигналов в которой осуществляется посредством их ретрансляции с использованием явлений рассеяния и отражения радиоволн в нижней области тропосферы (8 – 18 км) при расположении станций друг от друга на интервалах, протяженность которых превышает расстояние прямой видимости.

Длина тропосферных линий специального назначения составляет 1500 – 2500 км при средней протяженности одного интервала 150 км, тропосферных линий общего применения – до 10 000 км при средней протяженности интервала 300 – 600 км.

Классификация комплексов тропосферной связи осуществляется:

- 1) по назначению – общего применения и специального назначения);
- 2) по диапазону рабочих частот – дециметрового (476 – 625 МГц, 821 – 997,5 МГц) и сантиметрового (4 435 – 4 750 МГц));
- 3) по способу разделения каналов – с частотным (ЧРК) и временным разделением каналов (ВРК);
- 4) по виду передаваемых сигналов – аналоговые, аналого-цифровые и цифровые комплексы;
- 5) по способу исполнения – стационарные и мобильные;
- 6) по пропускной способности:
 - малой пропускной способности (аналоговые – менее шести каналов ТЧ, цифровые – менее 48 кбит/с);

- средней пропускной способности (аналоговые – 12 – 60 каналов ТЧ, цифровые – 48 – 480 кбит/с);
- большой пропускной способности (аналоговые – 60 – 120 каналов ТЧ, цифровые – 480 – 2048 кбит/с).

7) по типу используемого механизма распространения радиоволн (РРВ) – дальнего тропосферного рассеяния (ДТР) на расстояния 100 – 1100 км или дифракционного распространения (ДР) на интервалах связи протяженностью 60 – 100 км);

8) по методам модуляции несущей частоты радиосигнала – с аналоговым методом модуляции (частотной модуляцией (ЧМ)) или с цифровыми методами манипуляции (ЧМн, ФМн).

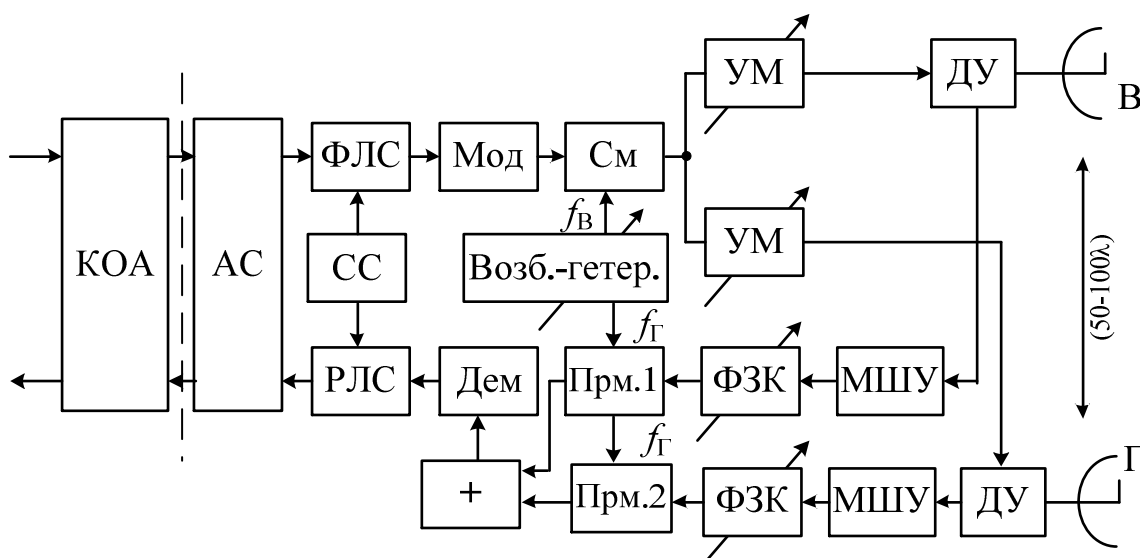


Рис. 4.12. Структурная схема аналогового тропосферного комплекса с двухкратным пространственным разнесением:

КОА – каналообразующая аппаратура; АС – аппаратура сопряжения;
 ФЛС – формирователь линейного сигнала; Мод – модулятор;
 См – смеситель; УМ – усилитель мощности; Возб.-гетер. – возбуждатель-гетеродин;
 ДУ – дуплексирующее устройство; МШУ – малошумящий усилитель;
 ФЗК – фильтр зеркального канала; Прм. – приемник; Дем – демодулятор;
 РЛС – разделитель линейного сигнала

Энергопотенциал мобильных тропосферных радиоконкомплексов (ТРК) ограничен массогабаритными показателями оборудования и стоимостными затратами. Структурная схема аналогового ТРК (рис. 4.12) усложнена по сравнению со схемой РРК ввиду того, что для борьбы с быстрыми замираниями в тропосферном канале необходимы разнесение передаваемых сигналов по пространству, частоте или углу прихода и наличие устройств комбинирования принимаемых копий сигнала.

На входе приемного тракта ТРК обязательно используются МШУ, обеспечивающие снижение пороговой мощности приемного устройства или увеличение его реальной чувствительности. Фильтры зеркального канала (ФЗК) для борьбы с помехой устанавливаются перед первым преобразователем частоты. В ветвях приема осуществляются обработка принимаемых сигналов и их сложение на управляемом сумматоре. В приемниках ТРК применяются специальные меры для уменьшения пороговой чувствительности в виде различных схем обратной связи по частоте (ОСЧ). С целью повышения пороговой чувствительности приемника реализуют, как правило, до-детекторное сложение сигналов ветвей приема. После демодуляции осуществляется разделение полученного линейного сигнала на групповой сигнал, сигналы служебной связи и сигнализации и пилот-сигнал.

Для осуществления снижения пороговой чувствительности приемника применяется способ автоматического уменьшения индекса девиации в смесителе приемника. Он реализуется путем применения *обратной связи по частоте* (ОСЧ). Структурная схема приемника с ОСЧ показана на рис. 4.13.

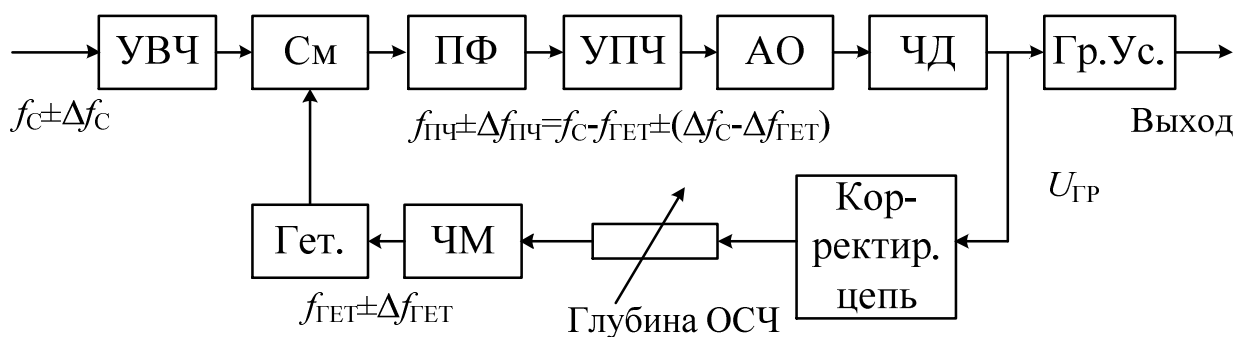


Рис. 4.13. Структурная схема приемника ЧМ-сигналов с ОСЧ («частотно-модулированный гетеродин»)

Напряжение группового спектра ($U_{ГР}$) с выхода частотного детектора (ЧД) поступает через корректирующую цепь на реактивный элемент частотного модулятора (ЧМ), который изменяет частоту гетеродина (Гет.) по закону изменения модулирующей частоты принимаемого сигнала, но с меньшей девиацией.

Следовательно, спектр частот вновь полученного сигнала промежуточной частоты становится компактнее и занимает меньшую полосу частот. В результате появляется возможность уменьшения по-

лосы пропускания тракта промежуточной частоты за счет включения на входе УПЧ относительно узкополосного ПФ, полоса пропускания которого согласована со спектром сигнала ПЧ. Таким образом схема ОСЧ позволяет уменьшить полосу пропускания тракта УПЧ без искажения принимаемого сигнала, за счет чего и увеличивается пороговая чувствительность приемного устройства.

Другой разновидностью систем ОСЧ является следящий фильтр (рис. 4.14). В нем цепь ОСЧ перестраивает в такт с принимаемым сигналом среднюю частоту настройки полосового фильтра, включенного в тракт промежуточной частоты приемника. Фильтр непрерывно «следит» за изменениями промежуточной частоты. При этом его полоса пропускания остается постоянной и равной $2F_m$ [42].

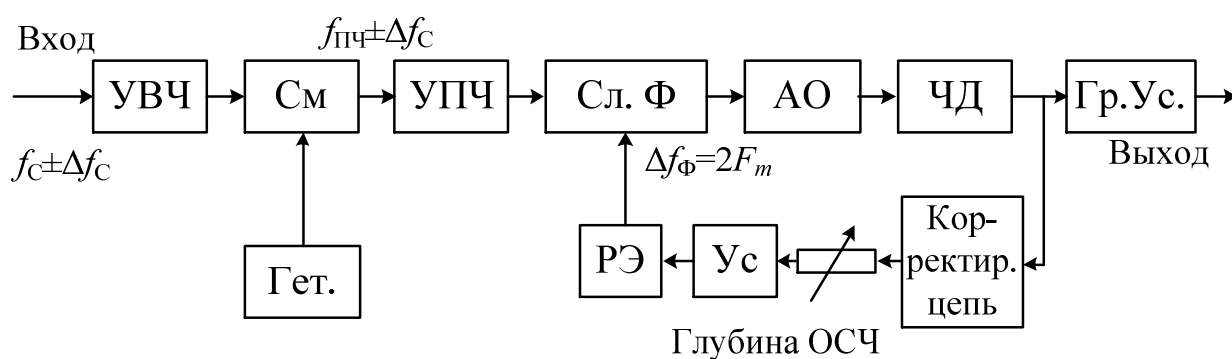


Рис. 4.14. Структурная схема приемника со «следящим фильтром»

Анализ данных, приведенных в известной литературе [18, 24, 26], позволяет выделить следующие направления совершенствования и развития средств тропосферной связи:

1. Освоение более высоких диапазонов рабочих частот.
2. Увеличение помехозащищенности ТРС.
3. Автоматизация процессов настройки, регулировки, контроля и резервирования аппаратуры.
4. Всесторонняя унификация средств радиорелейной и тропосферной связи.
5. Создание многонаправленных (узловых) ТРС.
6. Улучшение основных характеристик ТРС.
7. Унификация по линейным скоростям.
8. Повышение аппаратурной надежности ТРЛ.
9. Использование экономичных автономных источников энергоснабжения.

10. Использование цифровых методов при высоких скоростях.

11. Использование новых систем борьбы с замираниями и искажениями (корреляционные приемники, адаптивные антенные решетки) и перспективная элементная база (микромодули и БИС).

4.5. Радиоприемные устройства спутниковой радиосвязи

В системах спутниковой связи имеются сеть земных станций (ЗС) и промежуточные активные бортовые ретрансляционные комплексы (БРК), размещенные на искусственных спутниках Земли (ИСЗ).

Бортовой ретрансляционный комплекс – это приемо-передающее устройство, предназначенное для приема сигналов от передающей земной станции (одной или нескольких), их усиления и дальнейшей передачи в направлении приемной ЗС.

Бортовые ретрансляционные комплексы классифицируют следующим образом:

- по типу преобразования частоты принимаемого радиосигнала в выходную частоту сигнала передачи;
- диапазону рабочих частот;
- числу стволов;
- виду обработки сигналов на борту.

Для систем спутниковой связи вводится понятие ствола. Стволом системы спутниковой связи называется приемо-передающий тракт, в котором радиосигналы проходят через общие усилительные элементы (общий выходной каскад передатчика) в некоторой выделенной стволу общей полосе частот.

Для радиосвязи центральной и узловой станций и абонентского терминала с высокоорбитальным геостационарным спутником используются обычно диапазоны частот С (3,4-7ГГц), Ки (10,7-14,8ГГц), Ка (14,4-50ГГц). Для радиосвязи абонентского терминала с низкоорбитальным спутником используются более низкие диапазоны частот L (1,4-1,7ГГц), S (1,93-2,7ГГц).

Аналоговые сигналы передаются в системе ЧРК-ЧМ, передача дискретных сигналов осуществляется с помощью различных видов фазовой манипуляции ФМ-2 (BPSK), ФМ-4 (QPSK), OQPSK, 8-PSK, и квадратурной амплитудной модуляции (8-QAM, 16-QAM) [40].

Простейшим типом земной станции для приема однонаправленной информации является одноствольная приемная ЗС. Сигналы, передаваемые бортовой антенной ИСЗ, принимаются антенной (1) ЗС в виде электромагнитного поля СВЧ и преобразуются в электрическое напряжение (ток) СВЧ (рис. 4.15.).

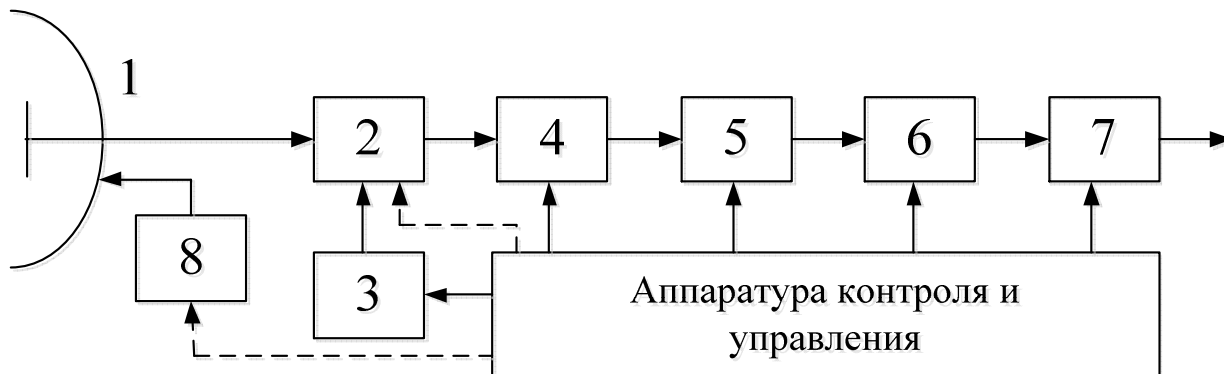


Рис. 4.15. Упрощенная структурная схема ЗС:

1 – антенна с устройством наведения; 2 – входное устройство, содержащее малошумящий усилитель (МШУ), смеситель, предварительный усилитель промежуточной частоты; 3 – гетеродин; 4 – усилитель промежуточной частоты УПЧ; 5 – демодулятор; 6 – оконечное каналообразующее оборудование; 7 – наземная соединительная линия; 8 – система управления и опорно-поворотное устройство антенны

Сложные земные станции дуплексной связи, работающие одновременно в нескольких транспондерах ИСЗ, строятся по более общей схеме (рис. 4.16).

БРК гетеродинного типа наиболее часто встречается в практике спутниковой связи и вещания. Ширина полосы пропускания такого БРК, как правило, не превышает 40...80 МГц, а основное усиление обеспечивается в тракте преобразования частоты (ПЧ), в ряде случаев выбираемой в пределах 70...120 МГц. В таком БРК обычно два преобразования частоты: понижающее и повышающее.

В БРК с однократным преобразованием частоты (в технической литературе встречаются названия: линейный БРК, БРК прямого усиления) только одно преобразование частоты принимаемого сигнала, в результате которого спектр сигнала переносится с частоты приема в область частот сигналов, передаваемых на земные станции. Преимущество такой схемы в ее простоте и широкополосности, причем ширина полосы пропускания может достигать до 80...120 МГц. Однако недостатком такой схемы является трудность ее технической ре-

лизации, связанная с необходимостью реализации высокого усиления на одной из частот.

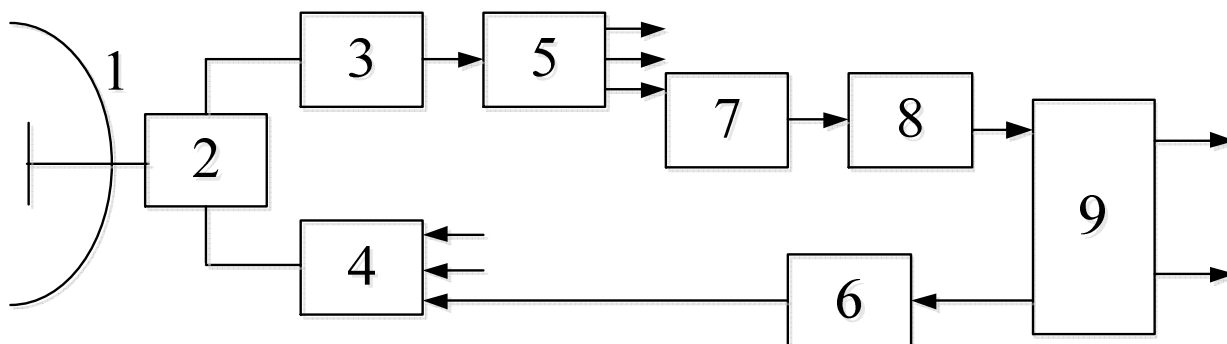


Рис. 4.16. Упрощенная структурная схема БРК:

1 – антенна с устройством наведения; 2 – фильтр разделения частот приема и передачи; 3 – МШУ; 4 – устройство сложения (фильтр сложения) сигналов; 5 – устройство разделения (фильтр разделения) принимаемых сигналов; 6 – передающее устройство; 7 – приемное устройство; 8 – каналообразующая аппаратура; 9 – аппаратура соединительной линии

При типичных для большинства линий связи уровнях передаваемых и принимаемых сигналов необходимо реализовать в БРК усиление порядка 120 дБ, что довольно затруднительно из-за необходимости обеспечения устойчивости в работе.

Для обеспечения высокой надежности системы и уменьшения эксплуатационных затрат должна быть предусмотрена возможность замены любого из спутников группировки резервным, для чего стволы БРК должны иметь возможность оперативной перестройки по частоте по командам с Земли. Структурная схема ствола с оперативной перестройкой его центральной частоты приведена на рис. 4.17.

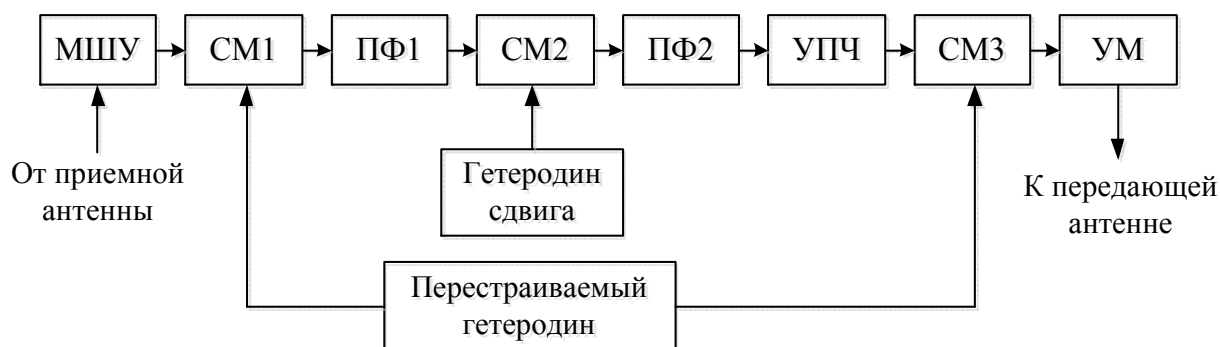


Рис. 4.17. Структурная схема ствола БРК с перестройкой по частоте

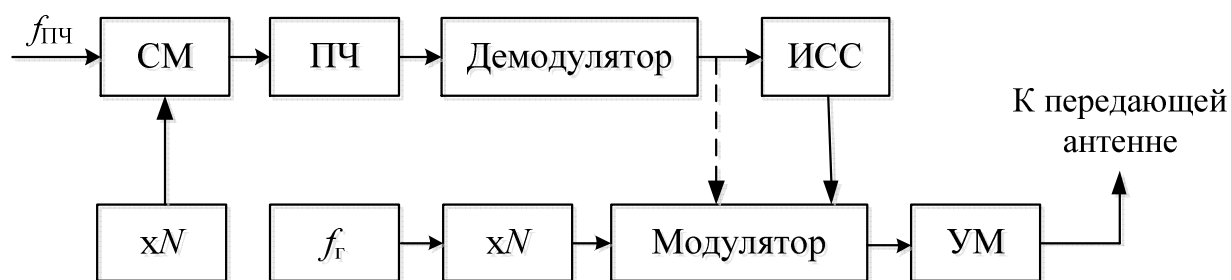


Рис. 4.18. Упрощенная схема БРК с обработкой сигнала

Перестройка частоты осуществляется изменением частоты гетеродина, который является общим для входного понижающего и выходного повышающего преобразователей частоты. Достоинством этой схемы является компенсация нестабильности частоты перестраиваемого гетеродина, что существенно упрощает его техническую реализацию.

Существуют также БРК с обработкой сигнала на борту. Упрощенная схема БРК с обработкой сигнала показана на рис. 4.18. Такие ретрансляторы могут использовать преобразование вида многостанционного доступа на линиях связи вверх и вниз.

При обслуживании широкой контурной зоны наиболее эффективным видом многостанционного доступа на линии вверх является МДЧР (многостанционный доступ с частотным разделением), при котором каждая ЗС сети передает сигналы в отведенном ей участке полосы частот ретранслятора.

К основным направлениям совершенствования систем спутниковой связи относятся:

- использование для наземных станций и бортовых ретрансляторов более высоких частот с целью повышения пропускной способности;
- повышение помехоустойчивости и надежности аппаратуры;
- обеспечение коммуникации сигналов на борту спутника;
- реализация цифровых систем передачи информации.

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные направления совершенствования систем спутниковой связи.
2. Поясните сущность супергетеродинного построения радиоприемных устройств.

3. Изобразите обобщенную структурную схему радиоприемных устройств прямого преобразования, поясните принцип ее работы.
4. Перечислите основные требования к аппаратуре низовой радиосвязи.
5. Изобразите структурную схему радиорелейной линии связи.
6. Перечислите основные характеристики приемника РРК.
7. Перечислите основные направления совершенствования и развития средств тропосферной связи.
8. Изобразите упрощенную структурную схему бортового ретрансляционного комплекса.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 19896-84. Синтезаторы частот для радиосвязи и радиовещания. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. – М.: ГОС.КОМ. СССР по стандартам, 1984 – 42с.
2. Гришин, П.В. Техника синтеза частот и формирования радиосигналов: учебник для вузов / П.В. Гришин. – СПб.: ВУС, 2004. – 220 с.: ил.
3. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин [и др.]; под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., пер. и доп. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с. : ил.
4. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин [и др.]; под ред. Н.Н. Фомина. – 3-е изд., стереотип. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.
5. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 384 с.: ил.
6. Кестер, У. Аналого-цифровое преобразование: пер с англ. под ред. Е.Б. Володина / У. Кестер. – М.: Техносфера, 2007 – 137 с.: ил.
7. Шахтарин, Б.И. Синтезаторы частот / Б.И. Шахтарин, А.А. Иванов, Г.Н. Прохладин. – М.: Радио и связь, 2007 – 128 с. : ил.
8. Григорьев, В.А. Современные сигнальные технологии: учебное пособие / В.А. Григорьев. – СПб.: ВАС, 2011. с. 96. : ил.
9. Кестер, У. Проектирование систем цифровой смешанной обработки сигналов / У. Кестер. М.: Техносфера, 2010. – 328 с. : ил.
10. Васюков, В.Н. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в системах подвижной радиосвязи / В.Н. Васюков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 292 с.: ил.
11. Шапиро, Д.Н. Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А. Паин. – М.: Радио и связь, 1981 с. : ил.
12. Головин, О.В. Системы и устройства КВ радиосвязи / О.В. Головин, С.П. Простов; под ред. профессора О.В. Головина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с., ил.
13. Шахгильдян, В.В. Проектирование радиопередатчиков: учебное пособие для ВУЗов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев [и др.]. 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с. : ил.
14. Левин, В.А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В.А.Левин, В.Н. Малиновский, С.К.Романов. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.

15. Военные системы радиосвязи. Ч. I. / В.В. Игнатов, Ю.П. Климиник, И.Н. Никольский [и др.]; под ред. В.В. Игнатова. – Л.: ВАС, 1989. – 386 с.
16. Манассевич, В.А. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: пер. с англ. / В.А. Манассевич. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
17. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
18. Шахгильдян, В.В. Перспективные направления развития динамической теории дискретных систем фазовой синхронизации для устройств синтеза и стабилизации частот / В.В. Шахгильдян, А.В. Пестряков // Электросвязь. – 1993. – № 11. – С. 38 – 42.
19. Бортникер, В.Ю. Радиоприемные устройства: учебник / В.Ю. Бортникер, П.А. Иванкин, А.А. Петухов. – СПб: ВАС, 2005. – 512 с. : ил.
20. Юрченко, М.Г., Радиоприемные устройства: Курс лекций. В 4 ч. Ч. 4: Радиоприемные устройства различного назначения / М.Г. Юрченко, В.В. Казанов, А.В. Ноздрачев. – Орел: Академия Спецсвязи России, 2004. – 169 с.
21. Колосовский, Е.А. Устройства приема и обработки сигналов: учебное пособие для вузов / Е.А. Колосовский. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 456 с.: ил.
22. Тихомиров, Н.М. Построение быстродействующих синтезаторов частот на основе квазиоптимальных систем ИФАПЧ / Н.М. Тихомиров, М.Н. Тихомиров // Труды 56-й научной сессии, посвященной Дню радио. Т. 2. – 2001. – С. 369 – 371.
23. Тихомиров, Н.М. Проектирование мощных широкополосных ЧМ возбуждателей для радиостанций тактического назначения / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, С.Г. Зародин // Теория и техника специальной радиосвязи: научно-техн. сб. – Воронеж: ВНИИС, 2004. – С. 129 – 136.
24. Шагильдян, В.В. Проектирование устройств генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи / В.В. Шагильдян, В.Л. Карякин. – М.: Изд-во «Солон-Пресс», 2011. – 400 с.: ил.
25. Малайчук, И.Ф. Радиопередающие устройства: Альбом схем / И.Ф. Малайчук, В.В. Казанов, А.В. Ноздрачев.. – Орёл: Академия ФСО, 2010 – 114 с. : ил.

26. Казанов, В. В. Радиоприемные устройства: Альбом схем / В.В. Казанов, А.В. Ноздрачев, М.Г. Юрченко. – Орел: Академия ФСО России, 2006. – 63 с.: ил.
27. Берлин, А.Н. Цифровые системы связи / А.Н. Берлин. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.: ил.
28. Техническое описание СБИС четырехканального цифрового приемника 1288ХК1Т.
29. Техническое описание возбуждательного устройства «Яблоко».
30. Техническое описание возбуждательного устройства «Лазурь».
31. Устройства генерирования, формирования, приема и обработки сигналов: учебное пособие для ВУЗов / О.В. Головин [и др.]; под ред. О.В. Головина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 783 с.: ил.
32. Березовский, В.А., Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы / В.А. Березовский, И.В. Дулькейт, О.К. Савицкий; под ред. В.А. Березовского. – М.: Радиотехника, 2011. – 444 с.: ил.

Учебное издание

Еременко Владимир Тарасович
Фисун Александр Павлович
Казанов Владимир Владимирович
Малайчук Иван Федорович
Ноздрачёв Александр Владимирович

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Редактор Г.В. Карпушина
Технический редактор Т.П. Прокудина

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Орловский государственный университет имени И.С. Тургенева»

Подписано к печати 07.11.2018 г. Формат 60×90 1/16.

Усл. печ. л. 10,0. Тираж 100 экз.

Заказ №_____

Отпечатано с готового оригинал-макета
на полиграфической базе ОГУ имени И.С. Тургенева
302026, г. Орел, ул. Комсомольская, 95.