

Федеральное агентство по образованию

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет»

БЫКОВ В. И.

**УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ
ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Владимир 2008

УДК 621.396.93

Рецензенты

Доктор технических наук, профессор
Владимирского государственного университета

О. Р. Никитин

Кафедра информатики, информационных технологий и компьютерной техники
Владимирского государственного педагогического университета

Зав. кафедрой

кандидат технических наук, профессор

Ю. А. Медведев

Быков В. И.

Устройства преобразования и обработки информации в системах подвижной связи:
/ Быков В. И. Учебное пособие / Владим. гос. ун-т. Владимир, 2008. 112с.

Содержит описание мобильных терминалов и устройств обработки и преобразования информации, используемых в них. Подробно рассмотрены устройства АЦП и ЦАП, обеспечивающие преобразование речевых сигналов. Описываются схемы и устройства кодирования, декодирования и перемежения цифровых сигналов. Рассмотрены интерфейсы человек-машина, используемые в мобильных телефонах: клавиатура, дисплей, микрофон, телефон. Кратко описаны интерфейсы связи мобильного терминала с другими устройствами: BlueTooth, USB, инфракрасный порт.

Предназначена для студентов специальности 210401 «Средства связи с подвижными объектами» дневной формы обучения при изучении дисциплины «Устройства преобразования и обработки информации в системах подвижной связи»

Ил. Табл. Библиогр.

УДК 621.396.93

ISBN

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время основным направлением развития радиосвязи является мобильная связь. Важным устройством систем связи с подвижными объектами (СПС) является мобильный терминал.

Предлагаемое учебное пособие содержит описание мобильного терминала, принципы работы его элементов и узлов. Основное внимание уделено терминалам сотовой связи, т.е. мобильным телефонам и их разновидностям. Рассматриваются устройства преобразования речевого сигнала в цифровой код и обратно, т.е. АЦП и ЦАП, кодирование сигнала с помощью кодеков различного вида. Важным этапом обработки сигнала в канале являются кодирование и перемежение. Эти устройства рассматриваются с точки зрения их технической (схемной) реализации.

Важными в мобильных терминалах и телефонах являются устройства, обеспечивающие интерфейсы с человеком: клавиатура, дисплей, микрофон, телефон. Описаны интерфейсы связи мобильного терминала с другими устройствами: BlueTooth, USB, инфракрасный порт. Кратко рассмотрены дополнительные устройства сотовых телефонов – фотокамера и др.

Изучение устройств преобразования и обработки информации в СПС является важной и необходимой составляющей при подготовке специалистов специальности 210401 «Средства связи с подвижными объектами» дневной формы обучения. Для нее в федеральном компоненте ГОС предусмотрено изучение дисциплины «Устройства преобразования и обработки информации в СПС». Поэтому предлагаемое учебное пособие будет необходимо студентам специальности 210401, т.к. другой отечественной литературы, охватывающей все эти вопросы, нет.

ВВЕДЕНИЕ

Мобильная связь в настоящее время развивается наиболее быстро. Совершенствуются принципы работы, устройства базовых станций и, прежде всего, мобильных терминалов. Это связано с тем, что расширяется их функциональность и возрастают требования к их параметрам. Мобильные терминалы очень разнообразны, что связано с разнообразием видов мобильной связи (пейджинговая, сотовая и т.д) и расширением их функций. В связи с этим увеличивается состав и сложность устройств преобразования и обработки информации. Назначение этих устройств – прием и передача сигналов, обработка сигналов с целью повышения их качества и преобразование их к виду, воспринимаемому человеком. Мобильные терминалы и телефоны являются массовыми и потому их изучение и совершенствование должно быть в центре внимания специалистов по средствам связи с подвижными объектами.

Характеристики терминального оборудования мобильных станций

1. Технические характеристики:

А. внешние: диагональ экрана, разрешение экрана, разрешение камеры.

В. внутренние: мощность передатчика, чувствительность приемника, вид процессора и его характеристики, объем ОЗУ и ПЗУ, наличие и вид разъемов расширения, наличие беспроводных интерфейсов, вид операционной системы.

2. Эксплуатационные характеристики:

А. Общие: габариты, масса, энергопотребление, емкость аккумулятора и его вид, время работы в режимах ожидания и разговора, надежность, срок службы (гарантийный и номинальный), условия эксплуатации.

В. Требования живучести и стойкости.

МТ должен сохранять свои параметры:

- После воздействия синусоидальной вибрации 20-30 Гц при ускорении 16-24 м/с²;
- После воздействия синусоидальной вибрации 10-80 Гц при ускорении 4g;
- После испытания в транспортной упаковке при пиковом ударном ускорении 12-18g, числе ударов 400 и частоте 40-80 уд/мин; при ускорении 10g, числе ударов менее 2000 и той же частоте;
- При воздействии повышенной влажности воздуха 92-98% при температуре 33-37 градусов Цельсия;
- Должен работать при температуре (-37) – (-33) градуса; сохранять параметры при (-40);
- Должен работать при температуре 45градусов; сохранять параметры при 70 градусах;
- После воздействия изменения температуры от -20 до 50 градусов;
- После хранения при температуре 6 градусов, влажности 80% в отсутствии химических воздействий;
- После транспортировки при температуре (-40) – 25 градусов или 25-70 градусов при выдержке не менее 2 часов.

С. Нормируемые стыковочные параметры: мощность передатчика, чувствительность приемника.

3. Экономические характеристики:

- А. Стоимость эксплуатации;
- В. Цена нового мобильного телефона.

4. Качественные характеристики:

- А. Объем адресной книги;
- В. Вид антенны;
- С. Дизайн мобильного телефона;

- D. Наличие русификации;
- E. Громкость звонка;
- F. Вид меню;
- G. Наличие дополнительных функций: вибровзвонки, таймер разговора, часы, игры, встроенная громкая связь, диктофон, камера, GPRS, WAP-браузер.

Классификация МТ

1. По виду:

- A. Сотовый телефон;
- B. Смартфон;
- C. КПК;
- D. GPS-навигатор.

2. По классу телефона:

- A. Начального уровня (бюджетные, эконом-класса);
- B. Среднего класса;
- C. Аппараты, защищенные от внешних воздействий;
- D. Бизнес-класса;
- E. Имидж-класса.

1.МОБИЛЬНЫЕ СТАНЦИИ

Мобильные станции в пределах каждого класса модели в определенном стандарте сотовой мобильной связи различаются между собой не только количеством сервисных услуг, но и параметрами приемо-передающих трактов, конструкцией, внешним видом, блоком управления и т.п.

1.1.Функциональная схема типичной системы цифровой связи

Функциональная схема иллюстрирует распространение сигнала и этапы его обработки в типичной системе цифровой связи. Верхние блоки – форматирование, кодирование источника, шифрование, канальное кодирование, уплотнение, импульсная модуляция, полосовая модуляция, расширение спектра и множественный доступ – отражают преобразования сигнала на пути от источника к передатчику. Нижние блоки диаграммы – преобразования сигнала на пути от приемника к получателю информации.

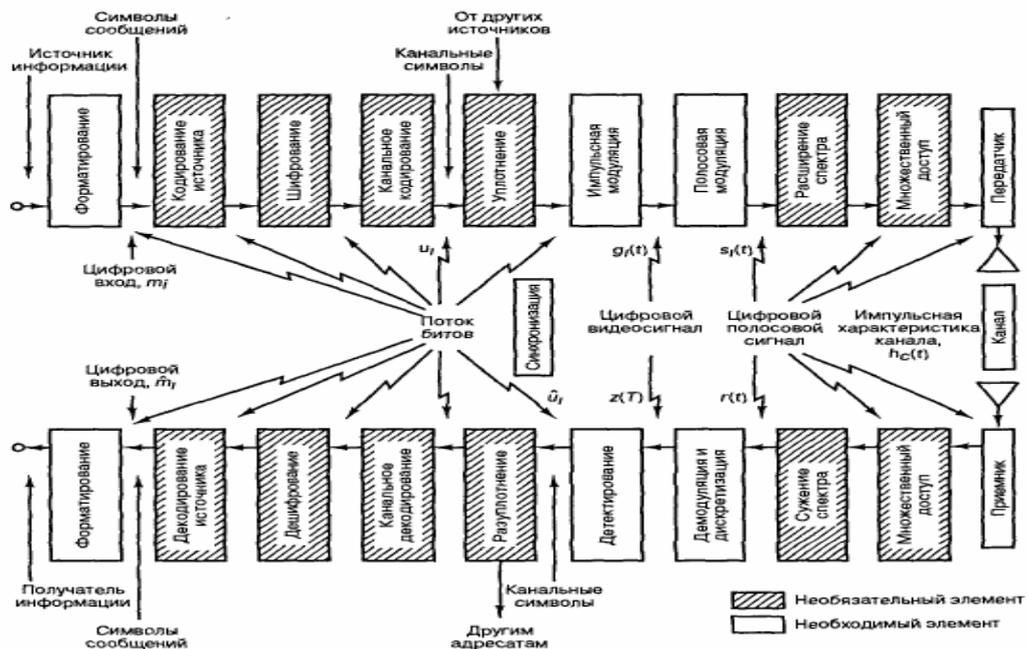


Рис. 1.1

1.2. Основные преобразования сигнала



Рис. 1.2.

1.3. Структурная схема мобильной станции

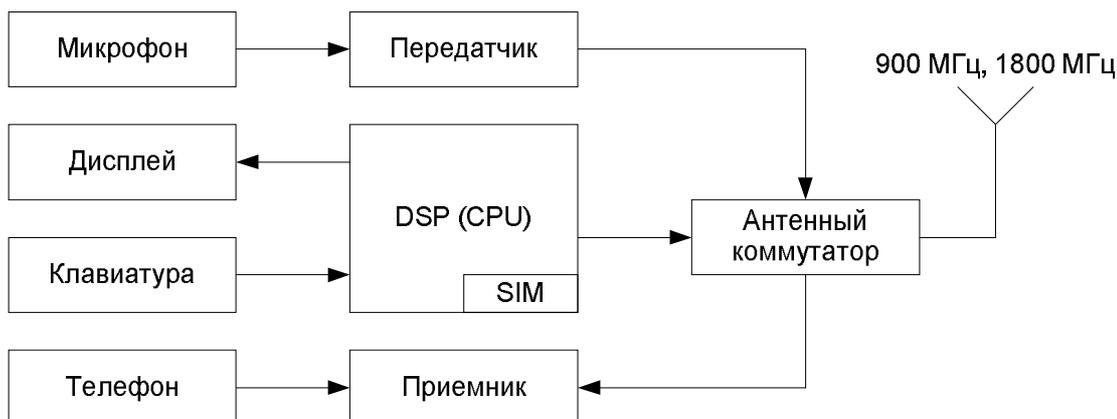


Рис. 1.3.

На мировом рынке существует большое количество мобильных станций, однако все они имеют следующие типовые блоки:

- A. Блок управления: клавиатура, дисплей, микрофон и телефон;
- B. Приемо-передающий блок;

- C. Антенный блок с коммутатором каналов и диапазонов;
- D. Логический блок: цифровой сигнальный процессор (DSP, CPU) с ОЗУ и ПЗУ, эквалайзер, канальный и речевой кодеки и др.;
- E. Идентификационный пользовательский модуль SIM-карта.

1.4. Детальная структурная схема мобильной станции

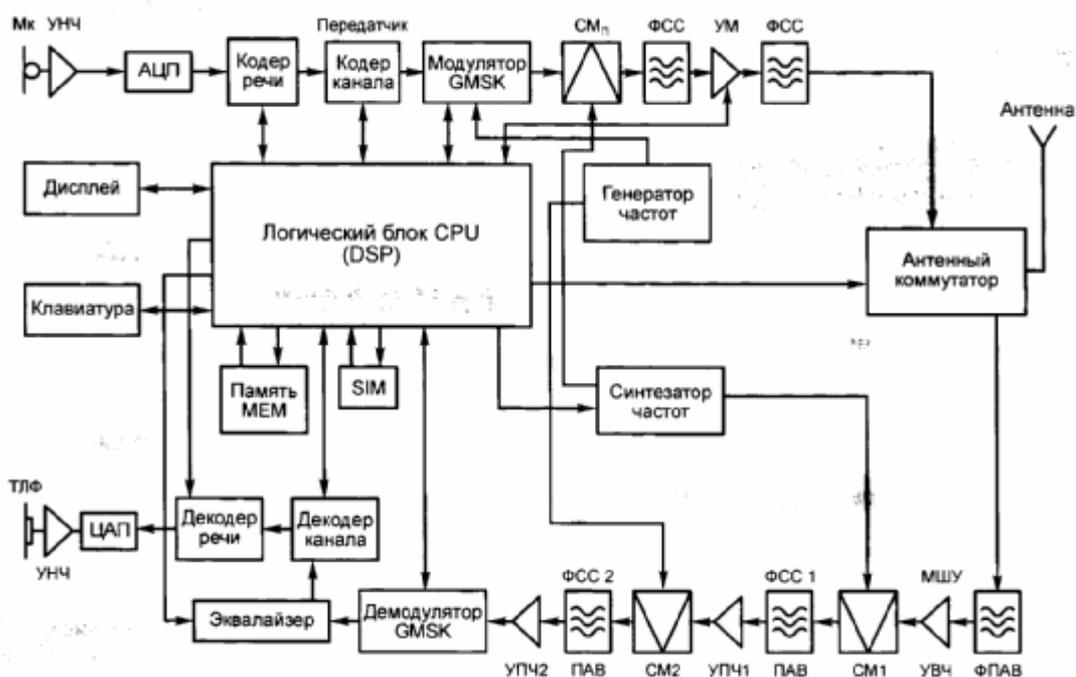


Рис. 1.4.

Антенный блок включает:

- Собственно антенну;
- Антенный переключатель – электронный коммутатор, управляемый из CPU и подключающий вход антенны либо на выход передатчика, либо на вход приемника.

Передатчик:

- Речевой сигнал, преобразованный микрофоном (Мк) в электрический аналоговый сигнал и усиленный услителем низкой частоты (УНЧ), поступает в АЦП, на выходе которого речевой сигнал преобразуется в цифровую форму;

- Кодер речи осуществляет кодирование речевого сигнала, т.е. преобразование сигнала по определенным законам с целью сокращения объема информации, передаваемой по каналу связи;

- Кодер канала добавляет в цифровой сигнал дополнительную информацию, предназначенную для защиты от ошибок при передаче сигнала по линии связи; с той же целью информация подвергается перемежению; кроме этого кодер канала вводит в состав передаваемого сигнала информацию управления, поступающую от CPU;

- Фазовый модулятор реализует гауссовскую манипуляцию с минимальным частотным сдвигом, т.е. реализует перенос цифрового сигнала в область радиочастотного канала;

- Смеситель (СМп) предназначен для переноса сигнала на выходе фазового модулятора с частотой $f_{\text{ФМ}}$ в диапазон частот 890-915 МГц под действием сигнала, поступающего с синтезатора частот, управляемого из CPU;

- Фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) обычно выполняется на кремниевом фильтре, настраивается на одну из выбираемых CPU несущих частот и реализует фильтрацию высших гармоник для уменьшения межканальных влияний;

- Усилитель мощности (УМ) усиливает высокочастотный сигнал с выхода ФСС и под действием команд из CPU меняет коэффициент усиления.

- Высокочастотный сигнал с выхода УМ через ФСС поступает в антенный коммутатор (АК) и в случае передачи речевого сигнала CPU переключает АК в режим передачи.

Приемник:

- Высокочастотный сигнал в диапазоне 935-960 МГц принимается антенной и через АК поступает в высокочастотный фильтр (обычно керамический), усиливается в высокочастотном малошумящем усилителе МШУ;

- Первый смеситель СМ1 позволяет сдвинуть сигнал в более низкочастотную область, при этом на второй вход СМ1 гетеродинный сигнал подается с синтезатора частот (управляемого от СРУ), ФСС1 выделяет сигнал на первой промежуточной частоте ПЧ, и далее этот сигнал усиливается в тракте усилителей УПЧ1;

- Сигнал первой ПЧ поступает на вход второго смесителя СМ2, далее ФСС2 на ПАВ выделяет сигнал второй промежуточной частоты, который усиливается УПЧ2 и поступает в блок демодуляции;

- Блок демодуляции осуществляет вначале демодуляцию сигнала в фазовом демодуляторе ФДМ, при этом на вход канального эквалайзера он поступает в виде цифрового видеосигнала.

- Канальный эквалайзер предназначен для компенсации той разности хода между составляющими радиолучами при многолучевом распространении радиоволн, которая приводит к межсимвольной интерференции. Далее цифровой сигнал попадает в декодеры канала и речевого сигнала.

- Декодер канала реализует процесс, обратный кодированию, и с учетом закодированной в кодере канала управляющей информации и речевого закодированного сигнала, декодирует весь поток информации;

- Декодер речи декодирует цифровой поток речевой информации для дальнейшего преобразования ее из цифровой формы в аналоговую с помощью АЦП;

- Далее электрический сигнал аналоговой речевой информации подается на телефон.

СРУ является управляющим устройством, он имеет свою оперативную и постоянную память (МЕМ).

Синтезатор частот (СЧ), является задающим генератором колебаний высокой частоты для передачи информации по радиоканалу. Синтезатор используется в работе как передающего устройства, так и приемного, пе-

реключаясь в разные области выделенной полосы частот для передачи и приема.

SIM-карта придается к МС в виде съемного модуля, взаимодействует с CPU и определяет процедуру аутентификации мобильной станции.

Контрольные вопросы

1. Стандарты систем подвижной связи (СПС). Системные требования к терминальному оборудованию.
2. Технические параметры и характеристики терминального оборудования и мобильных станций (МС) СПС.
3. Эксплуатационные и экономические параметры и характеристики терминального оборудования и мобильных станций (МС) СПС.
4. Качественные характеристики абонентских устройств. Дополнительные функции. Классификация МТ
5. Структурные преобразования в СПС.
6. Структурная схема МС (МТ).

2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

2.1. Виды информации

Источник информации может быть *аналоговым* или *дискретным*. Выход аналогового источника может иметь любое значение из непрерывного диапазона амплитуд, тогда как выход источника дискретной информации – значения из конечного множества амплитуд. Источники аналоговой информации преобразуются в источники цифровой информации посредством дискретизации или квантования.

Сигналы можно классифицировать на *детерминированные* (при отсутствии неопределенности относительно его значения в любой момент времени) и *случайные* (в противном случае).

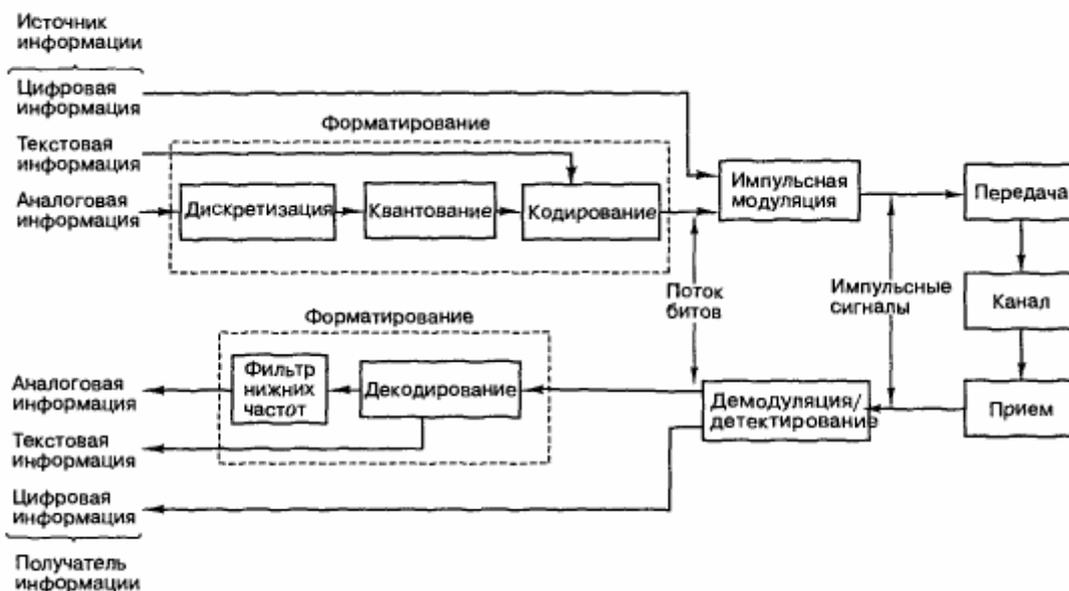
Определенный сигнал можно отнести либо к *энергетическому*, либо к *мощностному*. Энергетический сигнал имеет конечную энергию, но нулевую среднюю мощность, тогда как мощностной сигнал имеет нулевую среднюю мощность, но бесконечную энергию. Периодические и случайные сигналы выражаются через мощность, а сигналы, являющиеся детерминированными и непериодическими – через энергию.

Информация делится на: символьную, аудиоинформацию, видеоинформацию. Символьная информация делится на числовую и текстовую.

В таблице приведены основные характеристики информации.

Символьная информация		Аудио- информация	Видео- информация
Числовая	Текстовая		
<ul style="list-style-type: none"> - разряд-ность; - пределы представления числа (диапазон); 	<ul style="list-style-type: none"> - длина строки; - разряд-ность символа; - длина алфавита; 	<ul style="list-style-type: none"> - частотная характеристика (зависимость уровня сигнала от частоты). Для речи 300 – 3400 Гц; - динамический диапазон D -- отношение самого громкого звука к самому слабому; - длительность сигнала (10-100 мс) 	<ul style="list-style-type: none"> - цветовой диапазон (отличия двух оттенков); - динамический диапазон (градуация яркости); - частотный диапазон (частота смены информации);

2.2. Форматирование и передача видеосигнала в цифровой связи



На рисунке представлена функциональная схема типичной системы цифровой связи. Данные, уже имеющие цифровой формат, могут пропускать этап форматирования. Текстовая информация преобразовывается в двоичные цифры с помощью кодера. Аналоговая информация форматируется с использованием трех отдельных процессов: дискретизации, квантования и кодирования. Во всех случаях после формирования получается последовательность двоичных цифр.

Преобразование потока битов в последовательность импульсных сигналов происходит в блоке «Импульсная модуляция». На выходе модулятора получим последовательность видеоимпульсов, характеристики которых соответствуют характеристикам цифр, поданных на вход. После передачи по каналу импульсные сигналы восстанавливаются (демодулируются) и проходят этап детектирования; целью последнего этапа, форматирования, является восстановление (с определенной степенью точности) исходной информации.

Относительная разрешающая способность характеризуется величиной, обратной количеству уровней, которые может выдать ЦАП на выходе

$$\Delta = 1/(2^n - 1)$$

$$K = 2^n - 1$$

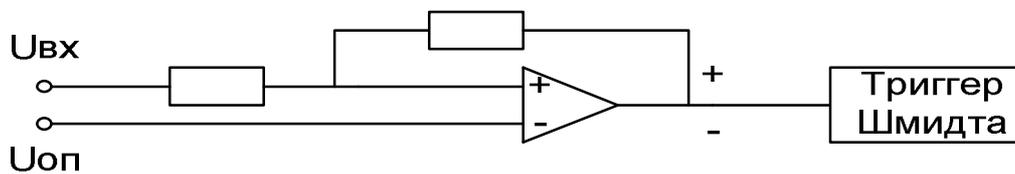
2.2.1. Виды ЦАП

- с резистивными матрицами;
- безматричные.

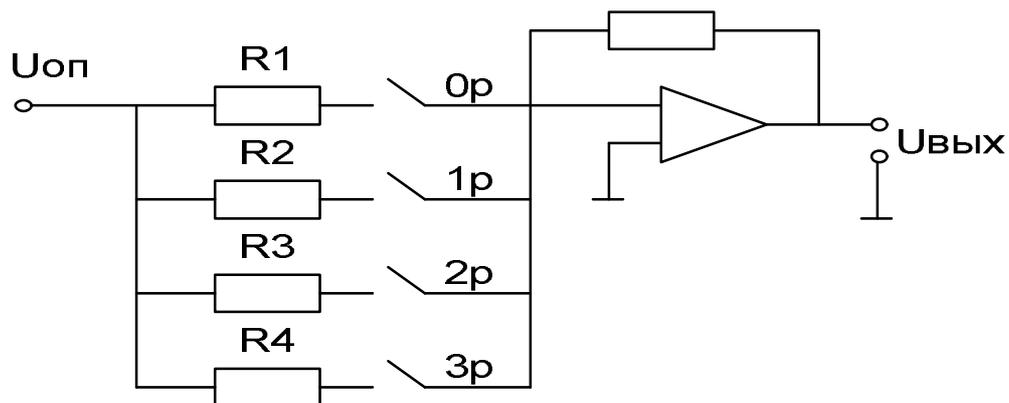
Матричные ЦАП делятся на:

- с набором резисторов;
- с матрицами типа R-2R.

Безматричный ЦАП



ЦАП с набором резисторов

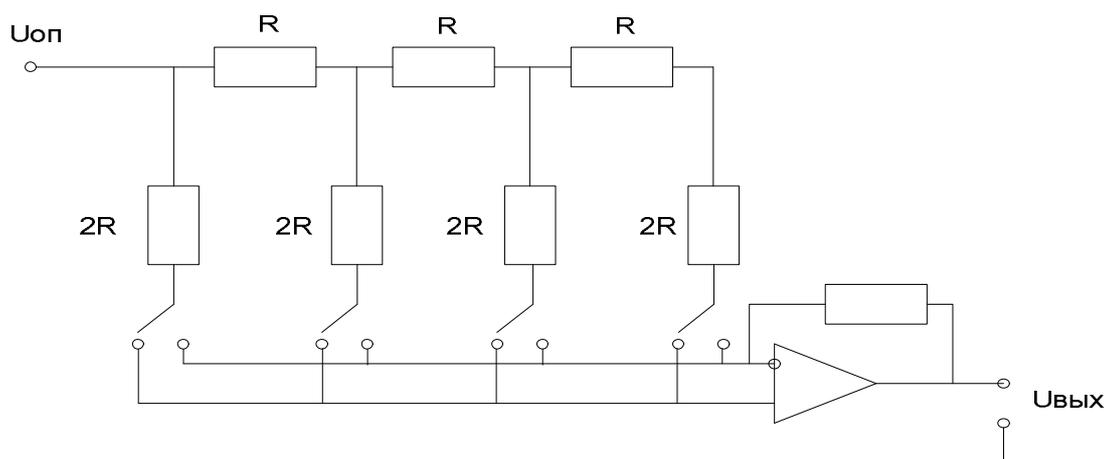


$R_{\max}/R_{\min} = 2^n$ где n – разрядность

$$\delta = 1/(2^n - 1)$$

$$\Delta = \delta * U_{\text{оп}}$$

ЦАП с матрицами типа R-2R

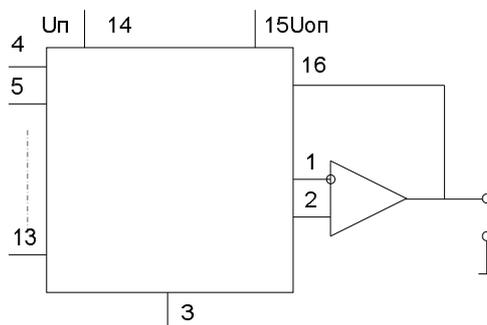


$$U_{\text{вх}} = R_{\text{ос}}/R * (U_{\text{оп}}/2 + U_{\text{оп}}/(2*2^1) + U_{\text{оп}}/(2*2^2) + \dots + U_{\text{оп}}/(2*2^n))$$

Если $R_{\text{ос}} = R$, то

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} * (1/2 + 1/4 + 1/8 + \dots + 1/(2^{n+1}))$$

Микросхема КР572 ПА1



2.2.2. Виды АЦП

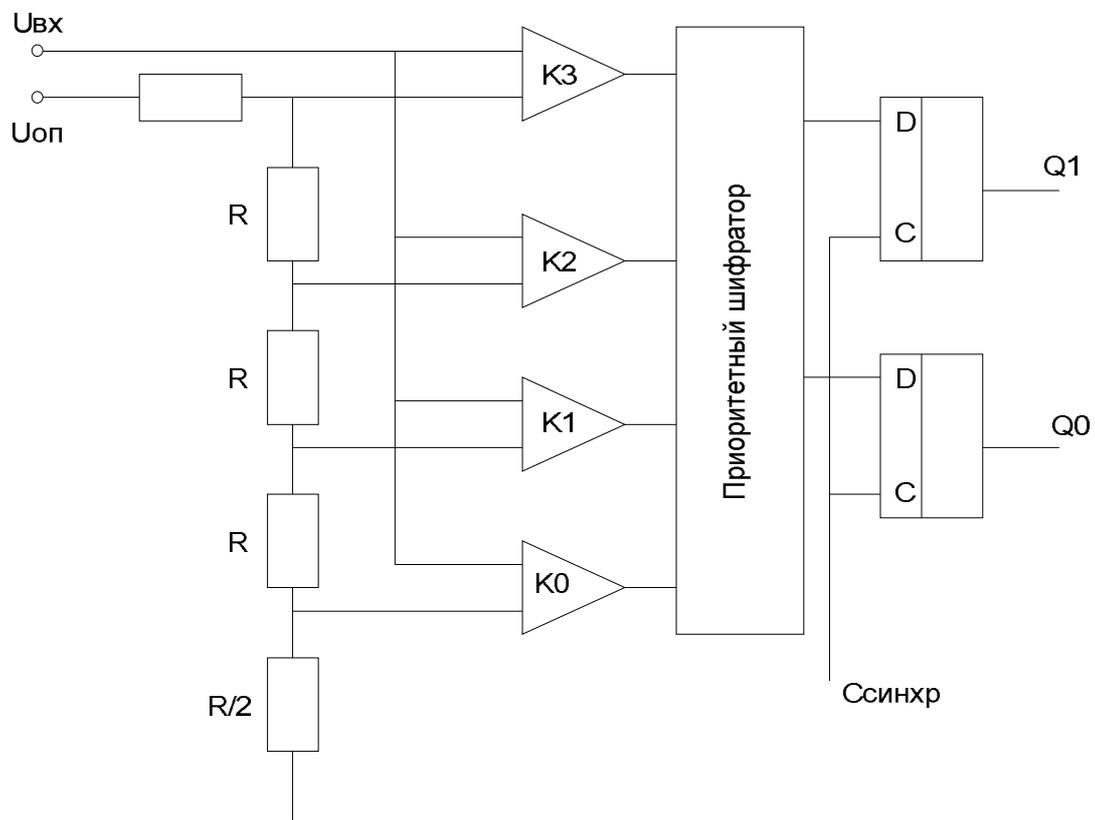
Характеристики АЦП: точность, быстродействие, разрешающая способность.

$$T_{отс} = 1/(1,1 \cdot f_{пр})$$

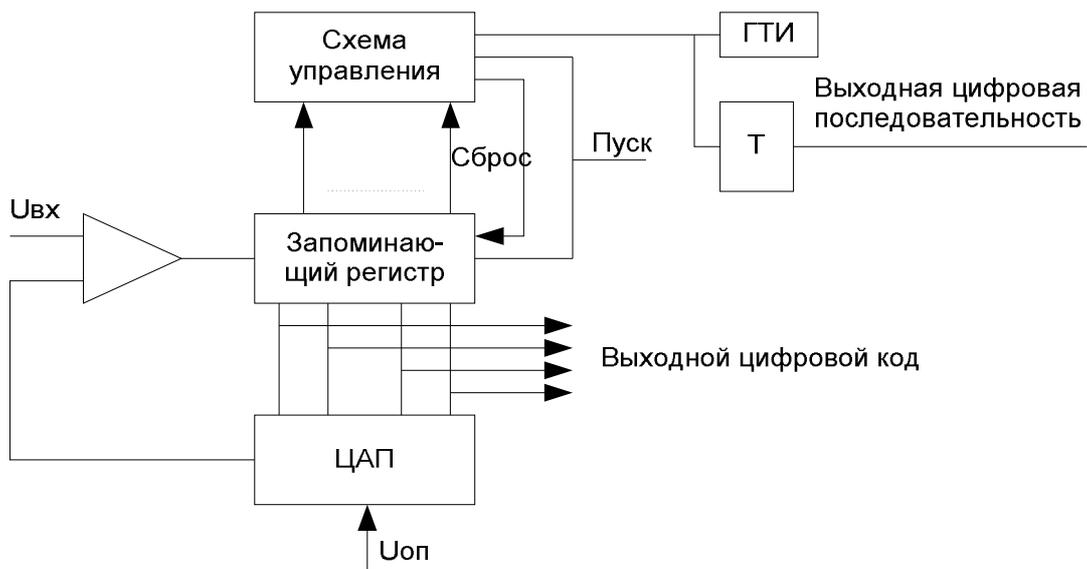
Классификация АЦП

- 1) Параллельные;
- 2) Последовательные:
 - А) последовательного приближения;
 - Б) последовательного счета;
 - В) следящие;
 - Г) интегрирующие:
 - Однотактные;
 - Многотактные;
 - Сигма, дельта;
 - Преобразователи напряжения-частоты.
- 3) Последовательно-параллельные:
 - А) многотактные;
 - Б) многоступенчатые;
 - В) конвеерные.

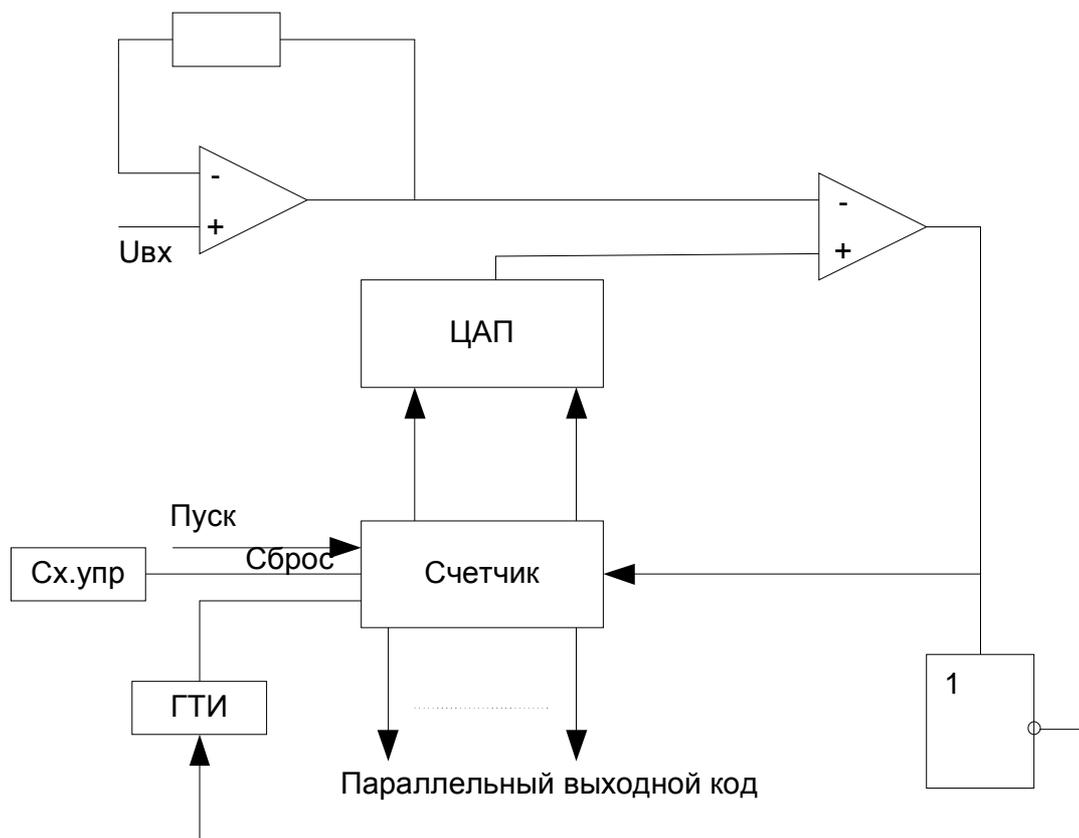
Параллельный АЦП



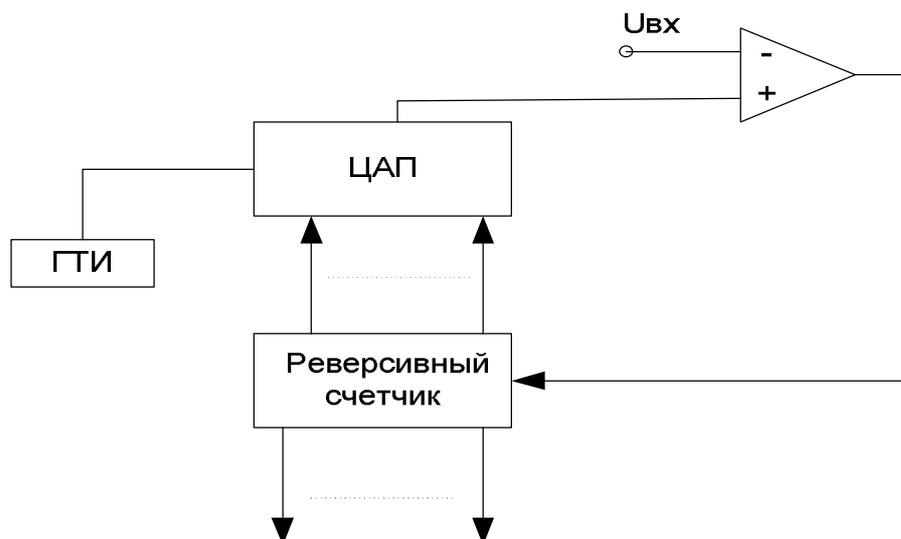
Последовательные АЦП



АЦП последовательного счета

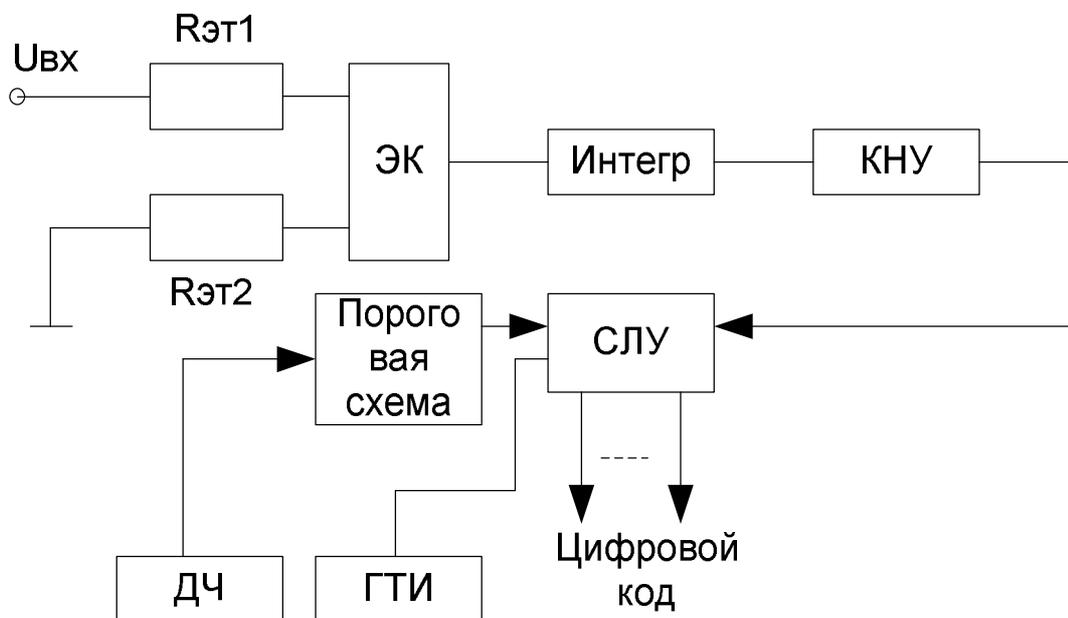


Следящий АЦП



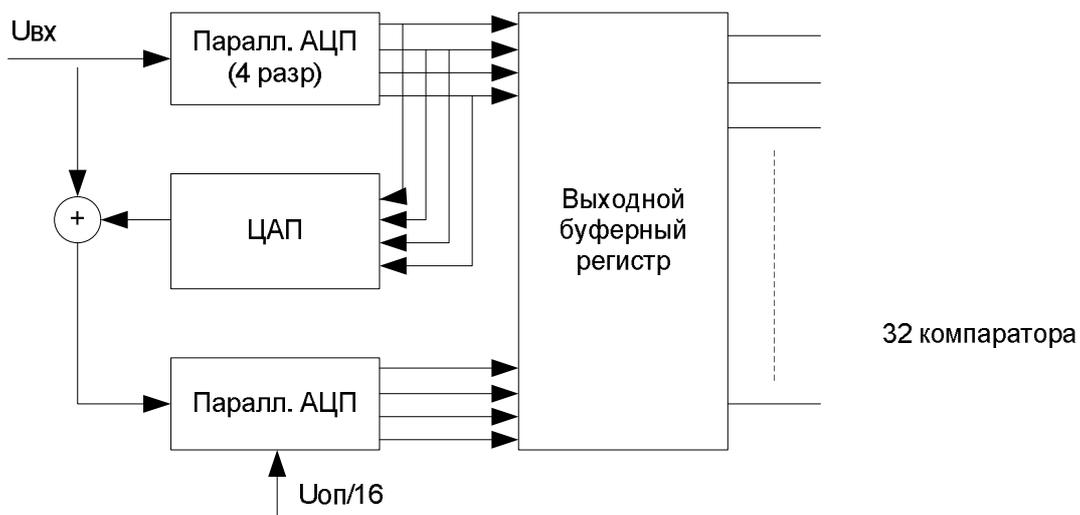
$$T_{уст} \geq \tau_T * n$$

Схема двойного интегрирования:

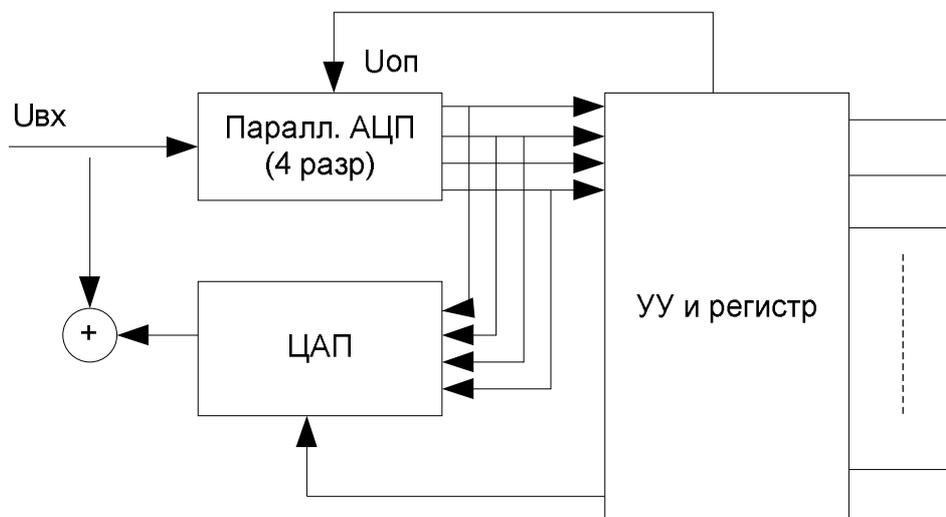


Последовательно-параллельные АЦП

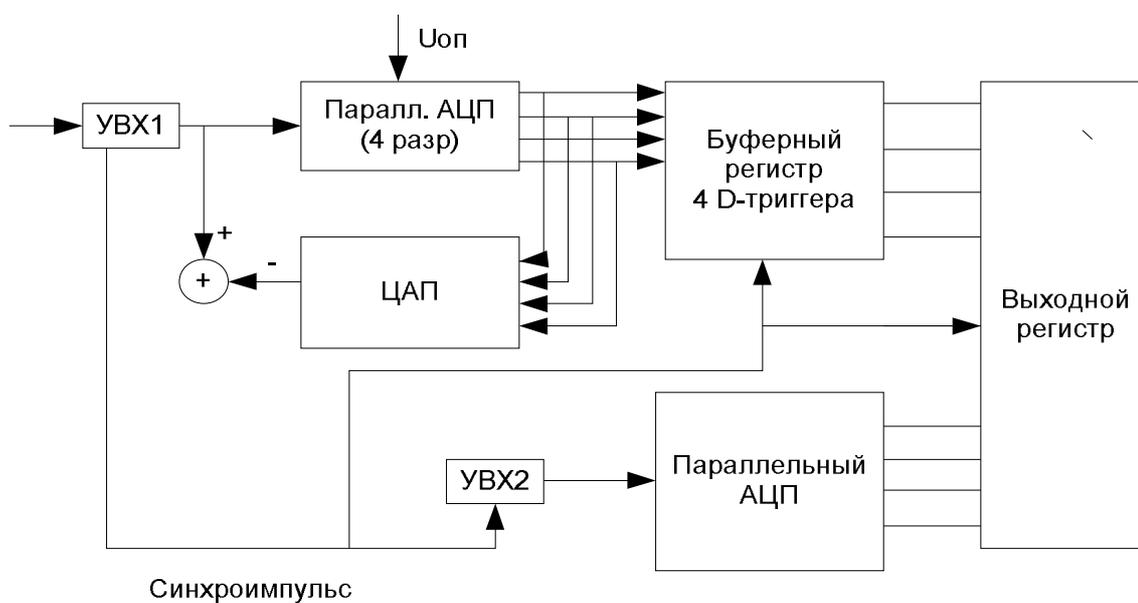
Многоступенчатые АЦП



Многотактные АЦП



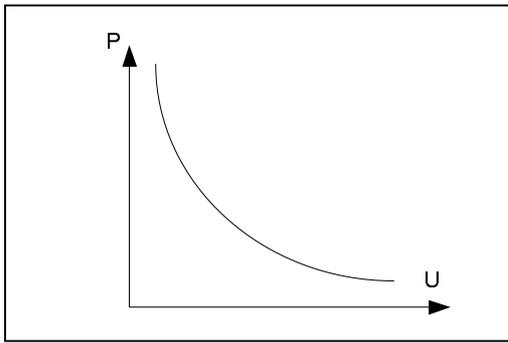
Конвейерные АЦП



2.3.Кодирование речи

2.3.1.Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ)

Амплитудная характеристика речи



Частотная характеристика речи: 300-3400

Гц

Время нарастания звука: $t = 20\text{мс}$

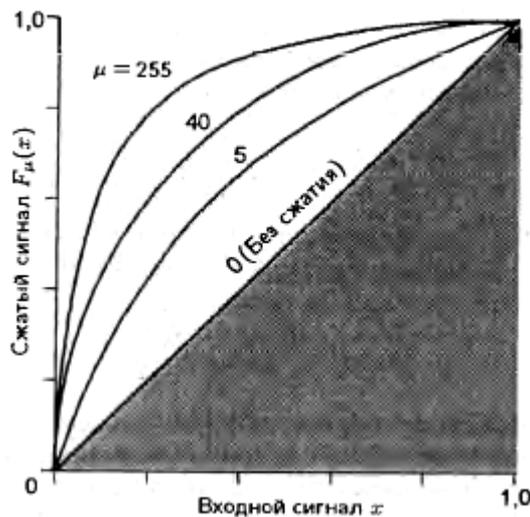
Частота дискретизации

$F_H = 6800 - 8000$ отсчетов/с

$N_{\text{кв}} = 256 \rightarrow K = 8\text{бит} = 1\text{ байт}$

$V = 8\text{ кбайт/с} = 64\text{ кбит/с}$

Характеристики сжатия, используемые в цифровых ИКМ сетях Северной Америки и Японии, изображены на рисунке.



Характеристика, соответствующая μ -закону, для нормированного диапазона кодирования ± 1 определяются выражением

$$F_{\mu}(x) = \sin(x) * \ln(1 + \mu|x|) / \ln(1 + \mu) \quad -1 \leq x \leq 1$$

Для малых значений x характеристика $F(x)$ приближается к линейной функции, а для больших значений – к логарифмической.

Стандартным законом сжатия в Европе является A -закон, который определяется следующим образом:

$$F_A(x) = \sin(x) * (1 + \ln A|x|) / (1 + \ln A), \quad 1/A \leq |x| \leq 1$$

$$F_A(x) = \sin(x) * A|x| / (1 + \ln A), \quad 0 \leq |x| \leq 1/A$$

Характеристика $F_A(x)$ – действительно логарифмическая функция при $|x| > 1/A$ и действительно линейная функция при $|x| < 1/A$.

Итак, в системах телефонии сигналы речи, модулированные в полосе тональных частот, ограничены верхней частотой 3,4 МГц. Чтобы преобразовать этот аналоговый сигнал в цифровой ИКМ поток данных, применяется дискретизация с частотой $f = 8000$ отсчетов в секунду. Каждый отсчет фиксируется на одном из 256 уровней квантования. Для этого количества уровней квантования требуется 8 информационных битов. Таким образом, один канал тональной частоты будет иметь скорость передачи 64 кбит/с.

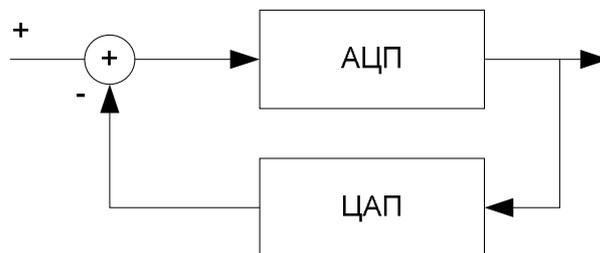
2.3.2. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ)

В ИКМ каждый отсчет кодируется независимо от других. Однако у многих источников сигнала при стробировании со скоростью Найквиста или быстрее проявляется значительная корреляция между последовательными отсчетами. Другими словами, изменения амплитуды между последовательными отсчетами в среднем относительно малы. Относительно простые решения получаются при кодировании разности между последовательными отсчетами, а не самих отсчетов. Поскольку можно ожидать, что разность между отсчетами сигнала меньше, чем действительные значения отсчетов, то потребуется меньшее число бит для представления разностного сигнала. Это и есть ДИКМ.

Простейшая схема ИКМ имеет вид:



Из нее получим простейшую схему ДИКМ:



Кодер речи ДИКМ представляется схемой



В этой схеме предсказатель встроен в цепь обратной связи, охватывающей квантователь. Вход предсказателя обозначен \tilde{x}_n . Он представляет сигнальный отсчет x_n , видоизмененный процессом квантования, а выход

предсказателя равен

$$\hat{x}_n = \sum_{i=1}^p a_i \tilde{x}_{n-i}$$

Разность $e_n = x_n - \hat{x}_n$ является входом квантователя, а \tilde{e}_n обозначает его выход. Величина квантованной ошибки предсказания \tilde{e}_n кодируется последовательностью двоичных символов и передается через канал в пункт приема. Квантованная ошибка \tilde{e}_n также суммируется с предсказанной величиной \hat{x}_n , чтобы получить \tilde{x}_n .

Коэффициенты a_i выбираются таким образом, чтобы минимизировать некоторую функцию ошибки между x_n и \tilde{x}_n . Математически и практически подходящей функцией является среднеквадратическая ошибка (СКО).

$$\xi_p = E(e_n^2) = E\left[\left(x_n - \sum_{i=1}^p a_i x_{n-i}\right)^2\right]$$

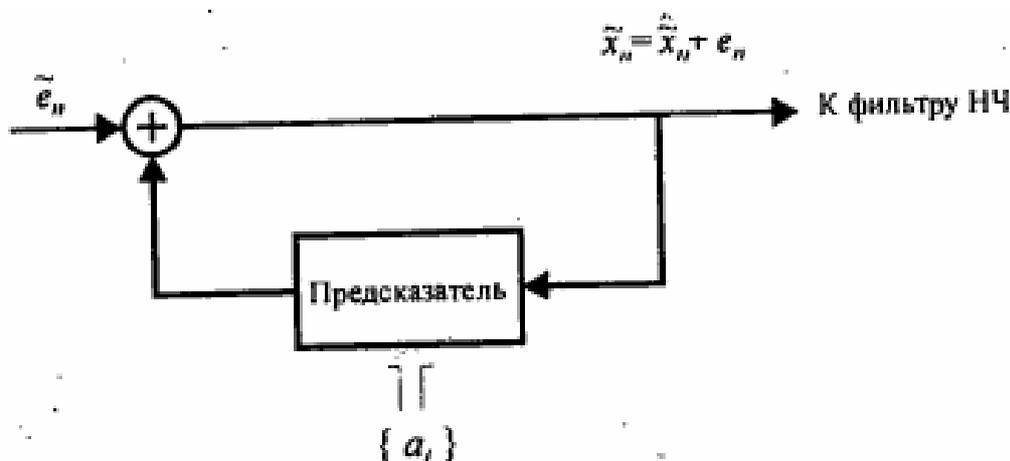
Предполагая выход источника стационарным, можно выразить функцию СКО в виде:

$$\xi_p = \phi(0) - 2 \sum_{i=1}^p a_i \phi(i) + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p a_i a_j \phi(i-j)$$

где $\Phi(m)$ – автокорреляционная функция последовательности отсчетов сигнала x_n . Если $\Phi(m)$ априори неизвестна, то она может быть определена по реализации отсчетов $\{x_n\}$ посредством соотношения

$$\hat{\phi}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-j} x_i x_{i+j}, \quad j = 1, 2, \dots, p$$

Декодер речи ДИКМ имеет вид:



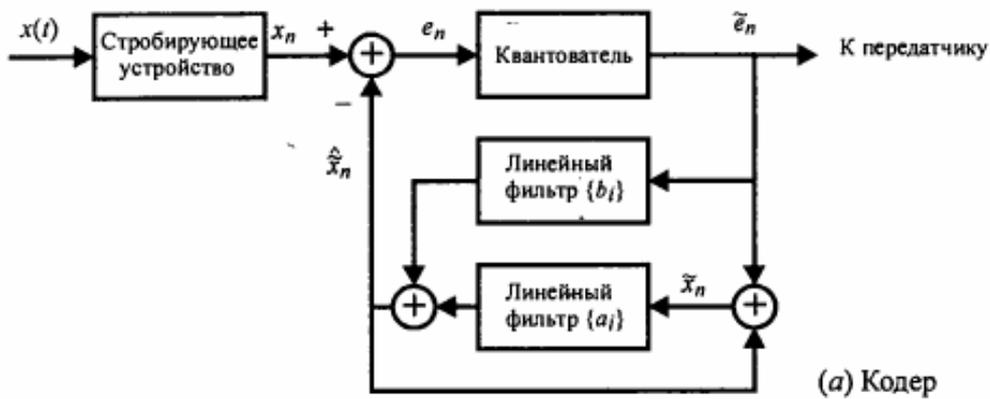
Улучшение качества оценки (предсказанная величина отсчетов сигнала) можно получить включением в оценку линейно отфильтрованных последних значений квантованной ошибки.

Конкретно, оценку можно выразить так:

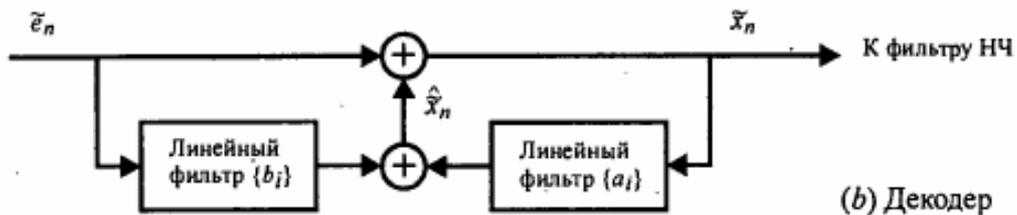
$$\hat{x}_n = \sum_{i=1}^p a_i \tilde{x}_{n-i} + \sum_{i=1}^m b_i \tilde{e}_{n-i}$$

где $\{b_i\}$ – коэффициенты фильтра для квантованной последовательности ошибок \tilde{e}_n .

Кодер модифицированной ДИКМ имеет вид:



Декодер имеет вид:



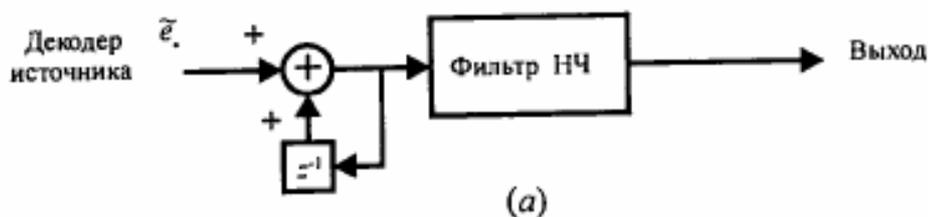
2.3.3. Дельта-модуляция (ДМ)

Дельта-модуляцию можно рассматривать как простейшую форму ДИКМ, в которой используется двухуровневый (1-битовый) квантователь и в соединении с фиксированным предсказателем первого порядка.

Кодер ДМ имеет вид:

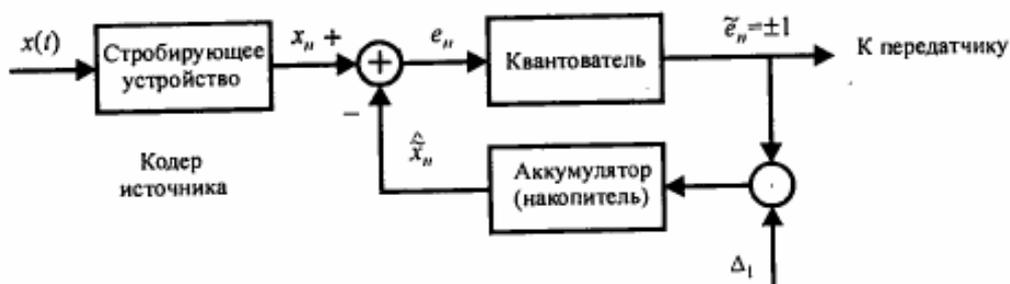


Декодер ДМ имеет вид:



Предсказанное значение x_n в действительности является предыдущим отсчетом x_{n-1} , измененным шумом квантования q_{n-1} . Разностное уравнение определяет интегратор со входом \tilde{e}_n . Следовательно, эквивалентной реализацией предсказателя первого порядка является интегратор со входом, равным квантованному сигналу ошибки \tilde{e}_n . В общем случае квантованный сигнал ошибки масштабируется некоторой величиной, скажем Δ , которая называется размером шага. Эквивалентная схема показана на рисунке.

Кодер:



Декодер:



При заданной скорости стробирования характеристика качества ДМ кодера ограничена двумя видами искажения. Одно называется перегрузкой

по наклону. Оно вызывается размером шага Δ , который слишком мал, чтобы следить за сигналом, который имеет крутой наклон. Второй тип искажений, названный шумом дробления, возникает от использования размера шага, который слишком велик для сигнала, имеющего малый наклон. Необходимость минимизации обоих видов искажений приводит к противоречивым требованиям для выбора размера шага Δ . Решение сводится к выбору Δ , который минимизирует сумму средних квадратов от двух видов искажений.



В технической литературе были исследованы и описаны несколько других вариантов адаптивного кодирования ДМ. Один из них называют дельта-модуляцией с непрерывно меняющимся наклоном (ДМ НМН). В ДМ НМН адаптивный параметр размера шага можно выразить так:

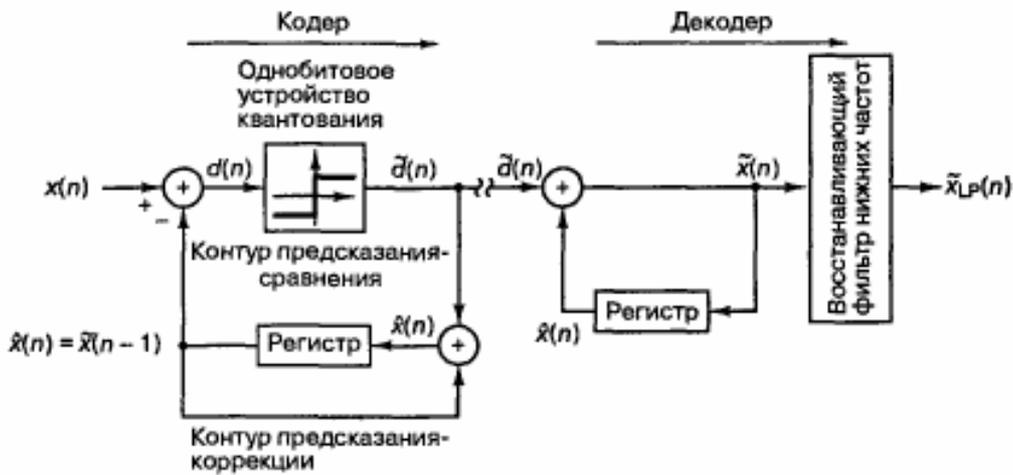
$$\Delta_n = \alpha \Delta_{n-1} + k_1,$$

если $\tilde{e}_n, \tilde{e}_{n-1}$ и \tilde{e}_{n-2} имеют одинаковые знаки; в противном случае

$$\Delta_n = \alpha \Delta_{n-1} + k_2.$$

Параметры α, k_1, k_2 выбираются так, что $0 < \alpha \leq 1$ и $k_1 \gg k_2$.

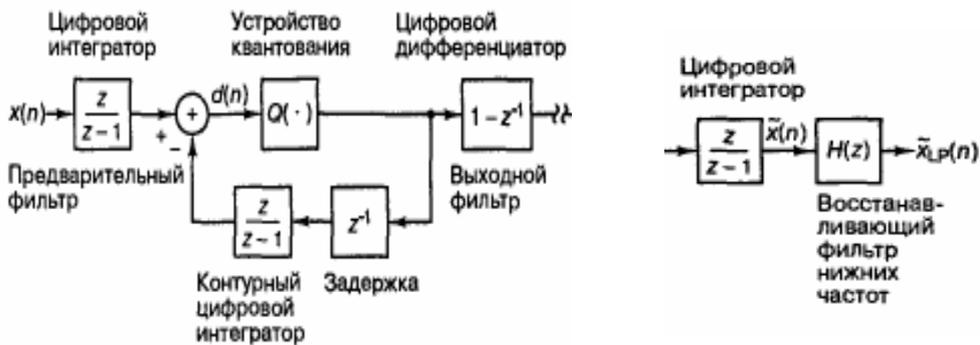
Блок-схема одноотводного линейного предсказателя (дельта-модулятора) с небольшой модификацией показана на рисунке.



Корреляцию поступающих на модулятор выборочных данных можно усилить посредством предварительной фильтрации данных интегратором и компенсацией этой фильтрации с помощью выходного фильтра-дифференциатора. Эта структура изображена на следующем рисунке, где интеграторы, дифференциатор и задержка выражены в терминах z -преобразования.

Кодер

Декодер

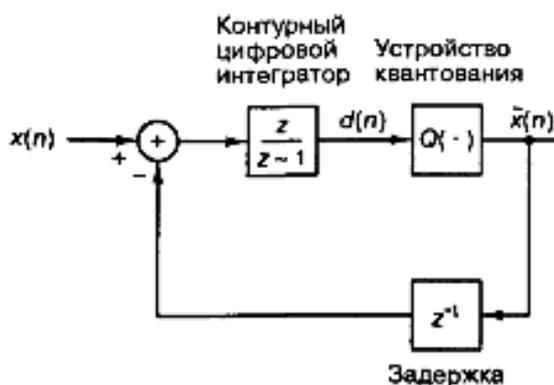


2.3.4. Сигма-дельта-модуляция

Для получения выигрыша можно перегруппировать блоки прохождения сигнала. На вход кодера поступают сигналы с выходов двух цифровых интеграторов, которые затем суммируются и вводятся в контур квантования. Первая модификация состоит в том, чтобы использовать один цифровой интегратор, сдвигая два интегратора через суммирующее устройство в кодер. Вторая модификация состоит в том, что выходной фильтр-

дифференциатор может быть сдвинут в декодер, что делает ненужным цифровой интегратор на входе в декодер. Все, что остается от декодера – это восстанавливающий фильтр нижних частот. Полученная упрощенная схема модифицированной системы ДИКМ изображена на рисунке. Эта схема, названная сигма-дельта-модулятором, содержит интегратор (сигма) и модулятор ДИКМ (дельта).

Кодер

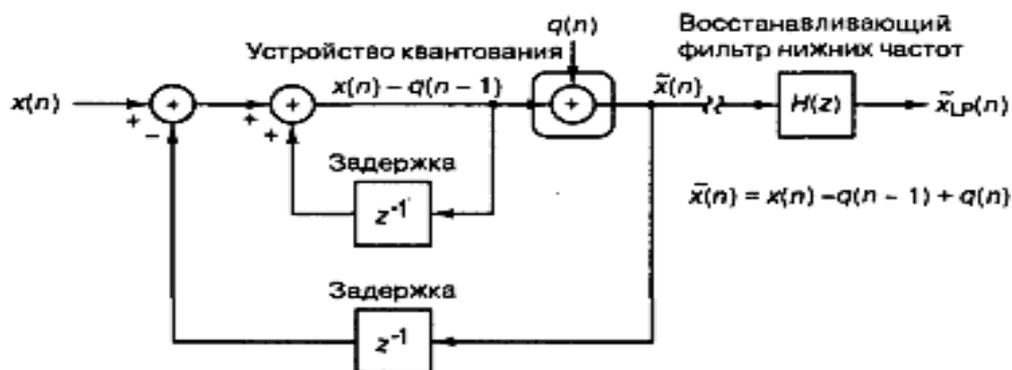


Декодер



Предшествующая ошибка, образованная как разность между входом и выходом устройства квантования, помещается в регистр запаздывания для использования в качестве оценки следующей ошибки квантования. Схему прохождения сигнала можно нарисовать так, чтобы акцентировать внимание на двух входах (сигнал и шум квантования) и на двух контурах (включающий устройство квантования и не включающий его). Эта форма изображена на следующем рисунке и является общепринятой для точного изображения участка обратной связи цифрового интегратора.

Кодер

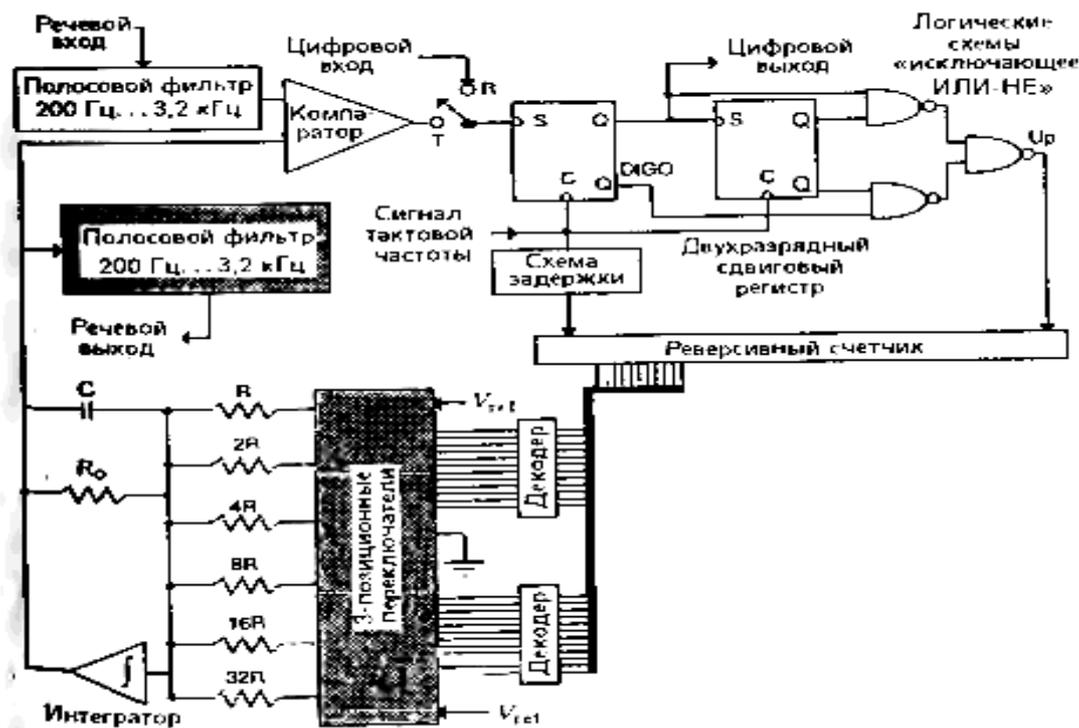


Декодер

Устройство квантования с обратной связью по шуму, изображенное как Σ - Δ – модулятор

2.3.5. Адаптивный дельта-модулятор

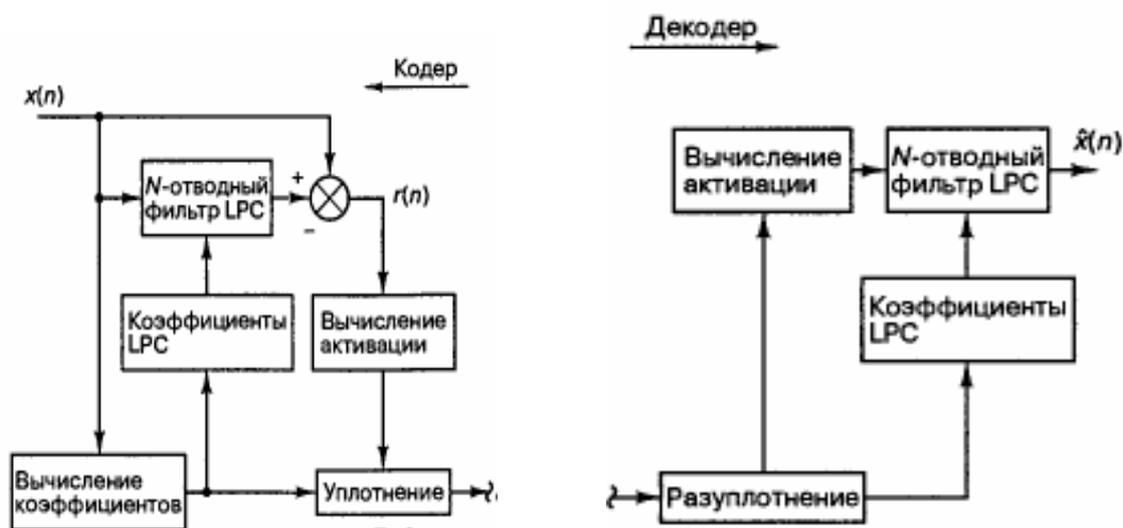
Применение адаптивных методов снижает шум квантования и увеличивает динамический диапазон дельта-модуляторов. Одна из первых реализаций идеи дельта-модулятора с адаптивным изменением размера шага, выполненная в виде БИС, показана на следующем рисунке.



2.3.6. Линейное кодирование с предсказанием

Адаптивные предсказатели были созданы для предсказания или создания хороших оценок входного сигнала. В адаптивной форме предсказываемые коэффициенты вычисляются как побочная информация на основе периодического изучения входных данных. Затем разность между входом и предсказанием передается получателю для разрешения ошибки предсказания. Линейные кодеры с предсказанием являются естественным расшире-

нием N-отводных кодеров с предсказанием. Если коэффициенты фильтра периодически вычисляются с помощью оптимального алгоритма, предсказание является настолько хорошим, что информации об ошибке предсказания, которую нужно передавать приемнику, не существует. Вместо того чтобы передавать эти ошибки предсказания, система LPC передает коэффициенты фильтра и озвученное/неозвученное руководство к действию для фильтра. Таким образом, единственными данными, посланными в LPC, является высококачественная побочная информация классического адаптивного алгоритма. Модель LPC для синтеза голоса изображена на следующем рисунке.

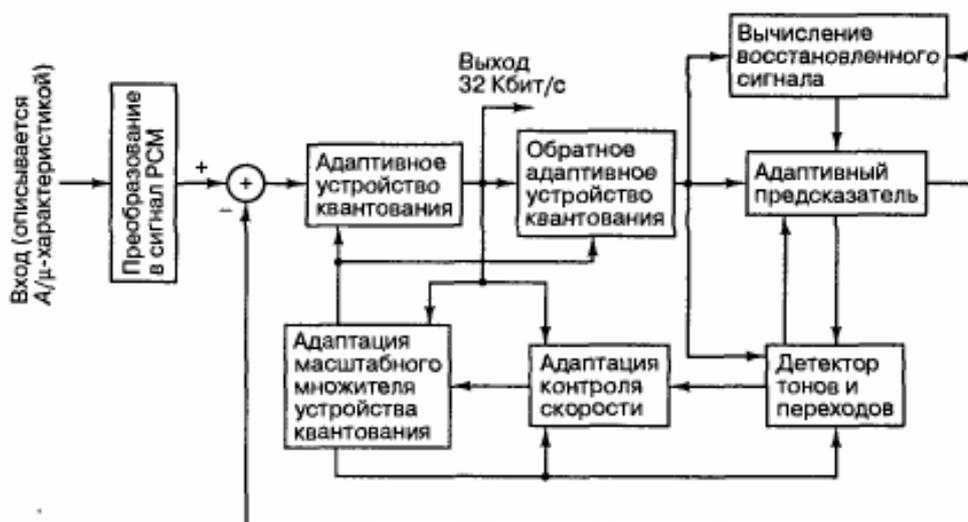


Побочная информация: коэффициенты LPC и параметры активации каждые 20 мс.

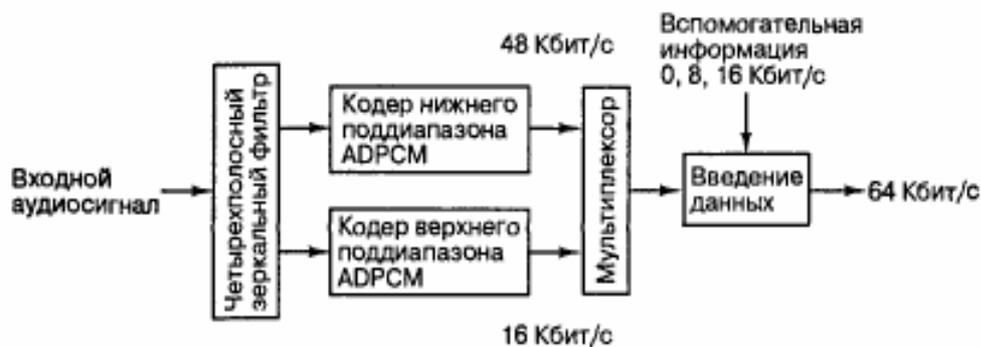
2.3.7. Адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (АДИКМ)

Рассмотрим речевой кодек G.726. Этот стандарт кодирует выборку за выборкой, предсказывая значение каждой выборки из восстановленной речи предшествующих выборок, с использованием адаптивного предсказателя с обратной связью. Он принимает качественную речь, преобразованную

посредством 8-битового линейного преобразования с использованием А- или мю-закона со скоростью 64 Кбит/с, и выдает сжатую речь со скоростью 16, 24, 32 и 40 Кбит/с. Кодер применяет декодер в контуре обратной связи для анализа и модификации параметров алгоритма с целью минимизации ошибки восстановления. Предсказатель использует фильтр шестого порядка для моделирования нулей и фильтр второго порядка – для моделирования полюсов источника входного сигнала. Блочная диаграмма кодера изображена на рисунке.



2.3.8. Адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция с разделением на подполосы



Стандарт МККТТ G.722 является стандартом кодирования широкополосной речи. Широкополосное сжатие приводит к значительному улучшению качества телефонной речи, которое приближается к качеству речи при ра-

диовещании и в музыкальных сигналах. Данный кодер использует дополнительные фильтры нижних и верхних частот для отделения входной полосы частот в 7 кГц, после чего речь дискретизируется с частотой в 16 кГц в более высокую и более низкую подполосы, каждая из которых выбирается с частотой 8 кГц. Функции обоих фильтров и операция повторной дискретизации реализованы в цифровом фильтре, известном как квадратурный зеркальный фильтр. Независимые кодеры АДИКМ обрабатывают временные ряды сокращенных полос частот от двух фильтров и выдают скорости в 48 Кбит/с и 16 Кбит/с, соответственно, на выходе низкой и высокой полос. Блочная диаграмма широкополосного аудиокодера, работающего со скоростью 64 Кбит/с, изображена на рис.

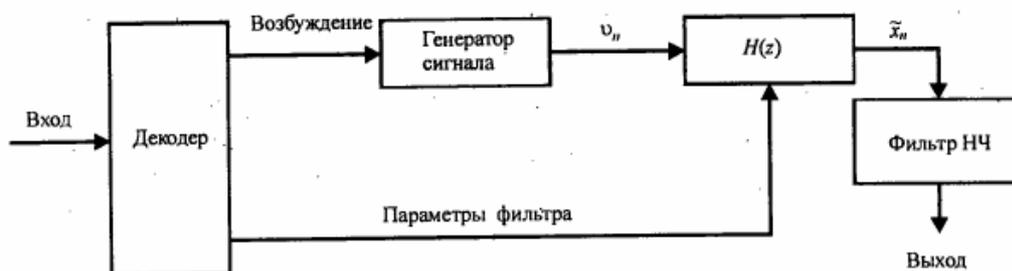


Рис. Блок-схема синтезатора сигнала (декодера источника) для ЛПК системы

Эти кодеры представляют собой модифицированную версию речевых кодеров АДИКМ МККТТ G.721, которые используют фильтры с обратным предсказанием, основанные на закодированном разностном сигнале.

Отбрасывание младшего бита коэффициентов предсказывающего фильтра позволяет этому кодеру работать со скоростью 56 и 48 Кбит/с, как и с номинальной скоростью 64 Кбит/с. При сниженной скорости передачи битов система связи может присваивать неиспользованные биты вспомогательному потоку данных, который передается со скоростью 8 и 16

Кбит/с, если канал поддерживает фиксированную выходную скорость в 64 Кбит/с. Предсказатель использует структуру с 6 нулями и 2 полюсами..

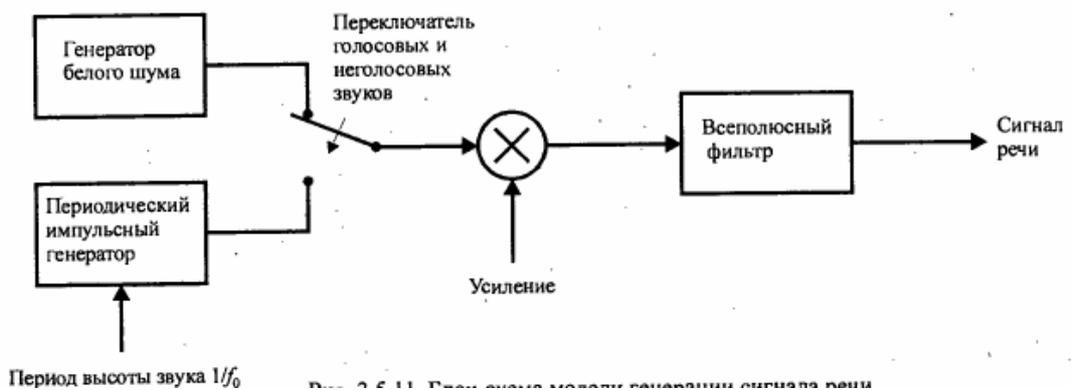
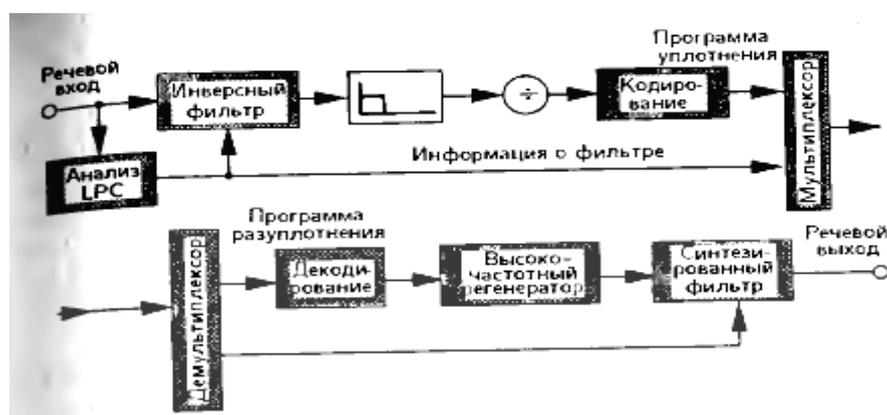


Рис. Блок-схема модели генерации сигнала речи

2.3.9. Вокодер с возбуждением остатком и линейным предсказанием (RELП)

В RELP выделенный остаток экономично кодируется и передается. В RELP -- вокодерах фильтр речевого тракта действует как механизм формирования шума для любого белого шума квантования, генерируемого при кодировании остатка. В ряде экспериментов доказано, что для получения хорошего качества связи достаточно передача только части спектра остатка (от 0 до 1000 Гц). Эта процедура раскрывается на следующем рисунке.

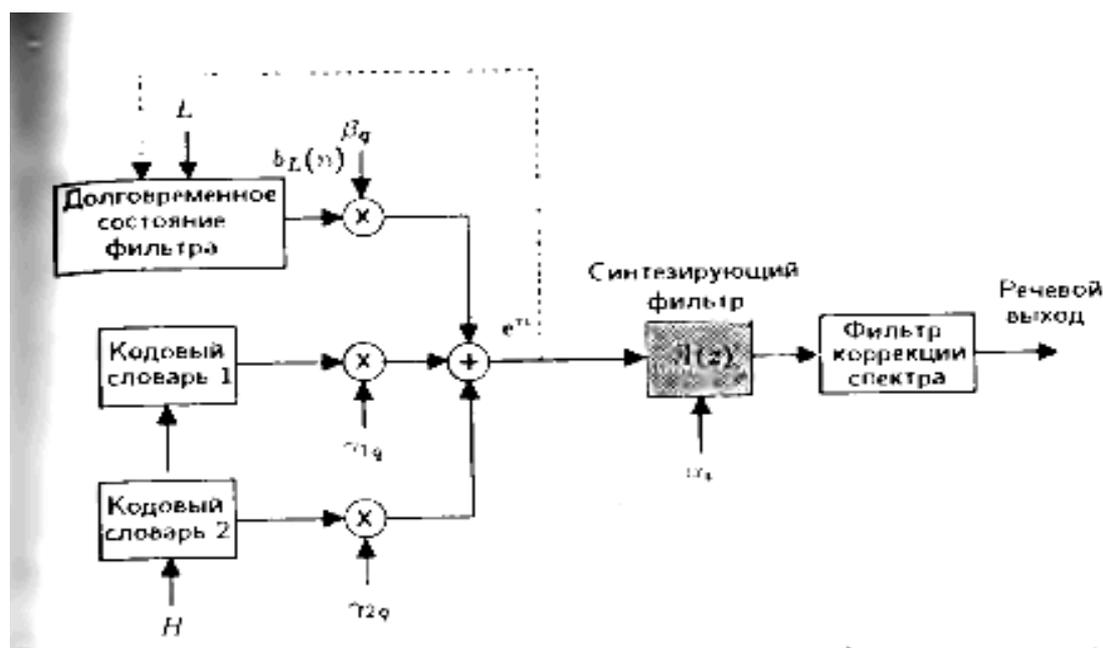


2.3.10.VSELP: Речевой кодек цифровой сотовой системы стандарта США IS-54

Параметр	Значение параметра
Частота дискретизации	8 кГц
Длина кадра (N_F)	160 отсчетов (20 мс)
Длина субкадра (N)	40 отсчетов (5 мс)
Порядок краткосрочного предсказателя (N_P)	10
Число отводов для долговременного предсказания	1
Число бит в кодовом слове 1 (число базисных векторов) (M_1)	7
Число бит в кодовом слове 2 (число базисных векторов) (M_2)	7
В интервале времени, соответствующем речевому кадру (20 мс), передается 159 бит, которые распределяются следующим образом:	
Параметр алгоритма	Значение параметра
Кратковременные коэффициенты фильтра (α_i)	38 бит на кадр
Энергия кадра (R_0)	5 бит на кадр
Задержка (L)	7 бит на субкадр (28 бит на кадр)
Кодовые слова (I, H)	(7+7) бит на субкадр (56 бит на кадр)
Коэффициенты усиления	8 бит на субкадр (32 бита на кадр)
Коды параметров, которые передаются для каждого 20-миллисекундного речевого кадра:	
Энергия кадра (R_0)	5 бит
Первый коэффициент отражения ($LPC1$)	6 бит

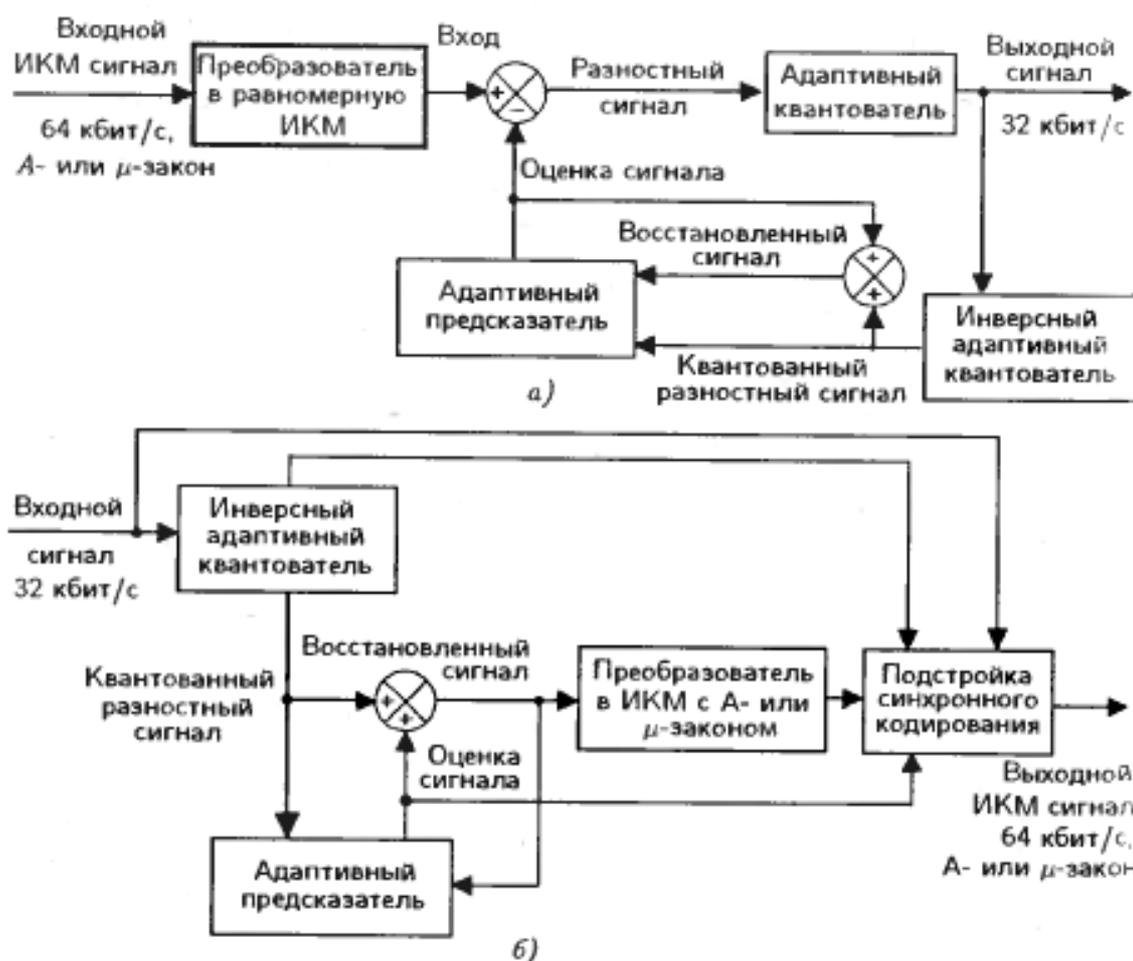
Принятый для стандарта IS-54 специфицированный алгоритм является вариантом CELP и называется кодированием с линейным предсказанием и возбуждением векторной суммой – VSELР. В этом алгоритме используется кодовый словарь: кодовый словарь имеет predetermined структуру, в границах которой требуется произвести некоторые вычисления, чтобы процесс поиска в словаре мог быть значительно сокращен.

На структурной схеме цифрового декодера речи показаны различные параметры, которые должны быть определены и закодированы речевым кодером. Речевой декодер использует два кодовых словаря VSELР возбуждения. Каждый из этих двух кодовых словарей имеет собственный коэффициент передачи. Оба сигнала возбуждения из кодовых словарей умножаются на соответствующие коэффициенты передачи и суммируются, чтобы создать возбуждение объединенного кодового словаря. Скорость передачи этого кодека $f = 7,95$ кбит/с. Основные параметры кодека приведены в таблице.



2.3.11. Кодеки для европейских систем СТ-2 и DECT

В качестве алгоритма кодирования речи для стандартов бесшнурового телефона второго поколения СТ-2 и цифровой европейской бесшнуровой системы связи DECT, предусматривающих унифицированный интерфейс, определен алгоритм АДИКМ, формирующий поток со скоростью 32 кбит/с. Базовые функциональные схемы этих схем приведены на рисунке.

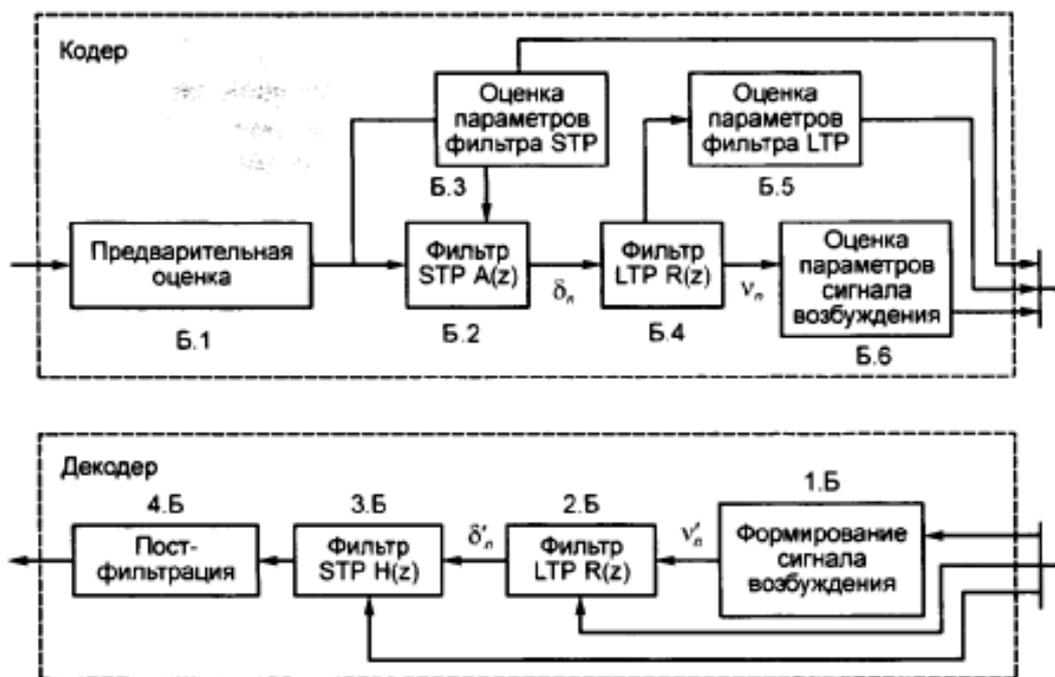


Кодер (а) и декодер (б) АДИКМ

2.3.12. Кодек стандарта GSM

В стандарте GSM в системе кодирования речевых сигналов используется метод линейного предсказания с возбуждением регулярной последовательностью импульсов и долговременным предсказанием, то есть метод RPE-LTP.

Упрощенная блок-схема кодера в стандарте GSM приведена на рисунке.



Кодер:

Кодер состоит из основных блоков Б.1 ... Б.6.

Б1 – блок предварительной обработки осуществляет следующие функции:

- Предсказание входного цифрового сигнала s_n (после АЦП) при помощи цифрового фильтра, подчеркивающего верхние частоты;
- Разделение входного сигнала s_n на сегменты по 160 выборок (20 мс);
- Взвешивание каждого из сегментов окном Хемминга («косинус на пьедестале» - амплитуда сигнала плавно спадает от центра окна к краям).

Б2 – фильтр-анализатор STP: с выхода блока Б1 сигнал фильтруется решетчатым фильтром-анализатором кратковременного линейного предсказания и по его выходному сигналу – остатку предсказания STP δ_n – оцениваются параметры долговременного предсказания LTP: коэффициент предсказания g и временная задержка d в блоке Б5.

Б3 – блок оценки параметров фильтра STP: для каждого 20 мс сегмента оцениваются параметры фильтра-анализатора STP – 8 коэффициен-

тов частичной корреляции k_i ($i = 1..8$), при порядке предсказания $M = 8$ ($i = 1..M$), которые для передачи по каналу связи преобразуются в логарифмические отношения площадей LAR r_i , причем для функции логарифма используется кусочно-линейная аппроксимация.

Б4 – фильтр-анализатор LTP: сигнал остатка предсказания δ_n фильтруется фильтром-анализатором LTP долговременного линейного предсказания, при этом формируется остаток предсказания LTP – v_n .

Б5 – блок оценки параметров фильтра LTP: в блоке по остатку STP - δ_n оцениваются параметры долговременного предсказания g и d . При этом выборочны сегмент остатка кратковременного предсказания, имеющий 160 выборок, разделяется на четыре подсегмента по 40 выборок в каждом, и параметры g и d оцениваются для каждого подсегмента в отдельности, причем для оценки величины временной задержки d для текущего подсегмента используется скользящий подсегмент из 40 выборок, перемещающийся в пределах предшествующих 128 выборок сигнала остатка предсказания δ_n .

Б6 – блок оценки параметров сигнала возбуждения: выходной сигнал фильтра-анализатора LTP – остаток предсказания v_n – фильтруется сглаживающим фильтром и по нему формируются параметры возбуждения, в отдельности для каждого из 40 выборочных подсегментов. Сигнал возбуждения одного подсегмента состоит из 13 импульсов, следующих через равные промежутки времени (втрое большие, чем интервалы дискретизации сигнала после АЦП – то есть исходного сигнала), и имеющих различные амплитуды. Для формирования сигнала возбуждения 40 импульсов подсегмента сглаженного остатка v_n обрабатываются следующим образом:

- Последний сороковой импульс отбрасывается;
- Первые 39 импульсов разбиваются на три последовательности;
 1. в первой последовательности – импульсы 1,4,...,37;
 2. во второй – импульсы 2,5...38;

3. в третьей – импульсы 3,6...39.

В качестве сигнала возбуждения выбирается та из последовательностей, энергия которой больше. Амплитуды импульсов нормируются по отношению к импульсу с наибольшей амплитудой и нормированные амплитуды кодируются тремя битами каждая при линейной шкале квантования. Абсолютное значение наибольшей амплитуды кодируется шестью битами в логарифмическом масштабе. Положение начального импульса 13-элементной последовательности кодируется двумя битами, то есть задается номер последовательности, выбранной в качестве сигнала возбуждения для данного подсегмента.

Таким образом, выходная информация кодера речевого сигнала для одного 20 мс сегмента речи включает:

- параметры фильтра-анализатора STP – 8 коэффициентов логарифмического отношения площадей LAR r_i ($i = 1..8$) – один набор на весь сегмент;
- параметры фильтра-анализатора LTP – коэффициент долговременного предсказания g и временную задержку d для каждого из 4-х подсегментов;
- параметры сигнала возбуждения – номер последовательности n , максимальная амплитуда V , нормированные амплитуды b_i (1..13) импульсов последовательности – для каждого из 4-х подсегментов.

Число бит, отводимых на кодирование передаваемых параметров, приведено в таблице.

Передаваемые параметры	Число бит	Примечания
Параметры фильтра STP (LAR r_i ($i = 1..8$))	36	r_1, r_2 – по 6 бит r_3, r_4 – по 5 бит r_5, r_6 – по 4 бита r_7, r_8 – по 3 бита
Параметры фильтра LTP (коэффициент g и время задержки d для каждого из подсегментов)	36	g – 2 бита d – 7 бит
Параметры сигнала возбуждения (n – номер последовательности, V – максимальная амплитуда, b_i – амплитуды импульсов ($i = 1..13$) для каждого из 4-х подсегментов)	188	n – 2 бита V – 6 бит V_i – 3 бита
Всего за 20 мс в сегменте	260	

Всего для одного 20 мс сегмента речи передается 260 бит информации, то есть кодер речи осуществляет сжатие информации почти в 5 раз ($1280/260 = 4,92$ где $1280 = 160*8$ – число бит предсказания).

Декодер

Рассмотрим принцип декодирования информации, поступающей по каналу связи в соответствии со схемой.

1Б – блок формирования сигнала возбуждения, используя принятые параметры сигнала возбуждения, восстанавливает 13-импульсную последовательность сигнала возбуждения для каждого из подсегментов сигнала речи, включая амплитуды импульсов и их расположение во времени, то

есть сигнал v'_n – как остаток долговременного предсказания поступает на вход 2Б.

2Б – блок фильтра-синтезатора LTP. Сформированный таким образом сигнал возбуждения v'_n фильтруется фильтром-синтезатором долговременного предсказания LTP, на выходе которого получается восстановленный остаток кратковременного предсказания δ'_n . Следует отметить, что на второй вход фильтра LTP поступают сигналы, передающие параметры долговременного линейного предсказания, а именно коэффициент долговременного предсказания g и временная задержка d .

3Б – блок фильтра синтезатора STP. Сигнал – остаток кратковременного предсказания δ'_n – поступает на решетчатый фильтр-синтезатор STP, который реализует фильтрацию сигнала δ'_n , причем параметры фильтра предварительно преобразуются из LAR r_i в коэффициенты частичной корреляции k_i .

4Б – блок фильтрации. В блоке выходной сигнал с фильтра-синтезатора STP фильтруется цифровым фильтром, восстанавливающим амплитудные соотношения частотных составляющих речевого сигнала, то есть в кодере блок Б1 вносит компенсирующие предсказания, а в блоке 4Б декодера восстанавливается цифровой сигнал речи.

Таким образом, после декодирования получается цифровой речевой сигнал $S'_n \rightarrow S_n$.

2.4. Обзор методов кодирования речевых сигналов.

Передача речевых сигналов по телефонным линиям, радиоканалам и спутниковым каналам составляет наибольшую часть наших ежедневных связей. Полезно сравнить эффективность методов кодирования через битовую скорость, требуемую для передачи сигнала речи. Предполагается, что сигнал речи ограничен полосой частот 200..3200 Гц и стробируется с номинальной скоростью 8000 отсчетов/с для всех кодеров, исключая ДМ, для которой скорость стробирования равна битовой скорости.

В таблице приведены средние характеристики методов кодирования, описанные выше.

Метод квантования	Квантователь	Кодер	Скорость передачи, бит/с
ИКМ	линейный	12 бит	96000
ЛогИКМ	логарифмический	7..8 бит	56000 – 64000
ДИКМ	логарифмический	4..6 бит	32000 – 48000
АДИКМ	адаптивный	3..4 бит	24000 – 32000
ДМ	двоичный	1 бит	32000 – 64000
АДМ	Адаптивный двоичный	1 бит	16000 - 32000
ЛКП			2400 - 4800

Тип кодера	Требуемая скорость передачи, кбит/с	Пороговая вероятность ошибки на бит (BER)	Субъективное качество	Относительная сложность, потребление мощности
ИКМ	64	10^{-4}	Междугородняя связь	Простой, низкое
АДИКМ	10..40	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	Почти междугородняя связь	Простой, низкое
Адаптивная ДМ	10..40	10^{-2}	Почти междугородняя связь	Простой, низкое
Вокодер	1..15	10^{-2}	Хорошее	Сложный, высокое
LPC	1..15	10^{-2}	Хорошее	Сложный, высокое

Контрольные вопросы

1. Типы и виды информации в СПС. Символьная информация и ее разновидности. Аудиоинформация, ее виды, характеристики и параметры.
2. Графическая и видео-информация, характеристики и параметры; способы представления.
3. Устройства дискретизации и квантования сигнала. ЦАП и АЦП.

Назначение и применение. Параметры и характеристики ЦАП.

4. ЦАП Классификация. Интегральные схемы ЦАП
5. ЦАП Принципы действия. Основные узлы.
6. ЦАП Схемы с матрицами прецизионных сопротивлений.
7. Безматричные ЦАП.
8. АЦП. Параметры и характеристики. Классификация.
9. АЦП Принципы действия. Основные узлы.
10. АЦП Параллельная схема прямого преобразования
11. Последовательные АЦП
12. Следящий АЦП
13. АЦП последовательного приближения
14. АЦП последовательного счета
15. АЦП двойного интегрирования
16. Многоступенчатые последовательно-параллельные АЦП.
17. Многотактные последовательно-параллельные АЦП.
18. Конвейерные последовательно-параллельные АЦП.
19. Импульсно-кодовая модуляция (PCM).
20. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (DPCM).
21. Дельта-модуляция.
22. Сигма-дельта-модуляция. Сигма-дельта-модулятор, как перегруппированный дельта-модулятор.
23. Сигма-дельта-модулятор, как устройство квантования с обратной связью по шуму. Сигма-дельта-цифро-аналоговый преобразователь.
24. Адаптивное предсказание – прямая адаптация.
25. Адаптивное предсказание – синтетическое / аналитическое кодирование.
26. Адаптивно предсказание – линейное кодирование -
27. Вокодеры. Анализ и синтез речевого сигнала в вокодере.

28. Речевой кодек ADPCM (G.726).
29. Широкополосный кодек QFM-ADPCM (64 Кбит/С) (G.722).
30. Кодек CELP (VSELP)
31. Кодек PELP
32. Кодер речи ADPCM DECT
33. Декодер речи ADPCM DECT
34. Кодер RPE-LTP GSM
35. Декодер RPE-LTP GSM

3.КОДИРОВАНИЕ КАНАЛА

Канальное кодирование представляет собой класс преобразований сигнала, выполняемых для повышения качества связи. В результате этого сигнал становится менее уязвим к таким эффектам ухудшения качества передачи, как шум, помехи и замирание. Канальное кодирование можно считать способом приведения параметров системы к желаемому компромиссу (т.е. соотношению между достоверностью передачи и шириной полосы пропускания или мощностью и шириной полосы пропускания).

Тему канального кодирования можно условно разделить на два раздела: кодирование сигнала и структурированные последовательности. Рассмотрим кодирование сигнала. Кодирование сигнала означает преобразование сигнала в некий «улучшенный сигнал», позволяющий сделать процесс детектирования менее подверженным ошибкам.

Наиболее популярными из кодов сигнала называются ортогональными и биортогональными.

3.1.Ортогональные коды

Набор однобитовых данных можно преобразовать с помощью ортогональных кодовых слов, состоящих из двух разрядов каждое, которые описываются строками показанной ниже матрицы.

Набор данных

0

1

Набор ортогональных кодовых слов

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Для кодирования набора двухбитовых данных упомянутый выше набор следует расширить по горизонтали и вертикали, что дает матрицу H2.

<u>Набор данных</u>	<u>Набор ортогональных кодовых слов</u>
0 0	$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \vdots & 0 & 1 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & 1 & 1 \\ 0 & 1 & \vdots & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \end{bmatrix}$
0 1	
1 0	
1 1	

Вообще, для набора k -битовых данных из матрицы \mathbf{H}_{k-1} можно построить набор кодовых слов \mathbf{H}_k размерностью $2^k * 2^k$, который называется матрицей Адамара.

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{k-1} & \mathbf{H}_{k-1} \\ \mathbf{H}_{k-1} & \mathbf{H}_{k-1} \end{bmatrix}.$$

Каждая пара слов в каждом наборе кодовых слов $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_3, \dots, \mathbf{H}_k, \dots$ содержит одинаковое количество совпадающих и несовпадающих разрядов. Поэтому и каждый из этих наборов ортогонален.

3.2. Биортогональные коды

Биортогональный набор сигналов, состоящий из M сигналов или кодовых слов, получается из ортогонального набора, состоящего из $M/2$ сигналов, путем дополнения последнего отрицанием каждого сигнала:

$$\mathbf{B}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{k-1} \\ \mathbf{H}_{k-1} \end{bmatrix}.$$

Например, набор 3-битовых данных можно преобразовать в биортогональный набор кодовых слов следующим образом:

Набор данных

0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

Набор ортогональных кодовых слов

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

В действительности биортогональный набор состоит из двух ортогональных кодов, таких, что для каждого кодового слова в одном наборе имеется антиподное ему слово в другом. Биортогональный набор состоит из комбинации ортогональных и антиподных сигналов. Одно из преимуществ биортогональных кодов перед ортогональными заключается в том, что при передаче аналогичной информации размер кодового слова биортогональных кодов вдвое меньше размера кодового слова ортогональных кодов. Следовательно, при использовании биортогональных кодов требования к полосе пропускания вдвое слабее. Поскольку антиподные векторы сигналов имеют лучшие пространственные характеристики, чем ортогональные, очевидно, что биортогональные коды лучше ортогональных.

3.3. Структурированные последовательности

Метод структурированных последовательностей – это преобразование последовательности данных в новую, улучшенную последовательность, обладающую структурной избыточностью (которая вмещает избыточные биты). Эти избыточные разряды служат для определения и исправления ошибок. На выходе процедуры кодирования получается закодированный (формой сигнала или структурированной последовательностью) сигнал, имеющий лучшие пространственные характеристики, чем некодированный.

Структурированные последовательности делятся на 3 категории: блочные, сверточные и турбокоды.

3.4. Модели каналов

1) Дискретный канал без памяти – характеризуется дискретным входным алфавитом, дискретным выходным алфавитом и набором условных вероятностей $P(j|i)$ ($1 \leq i \leq M$, $1 \leq j \leq Q$), где i представляет модулятор M -арного входного символа, j – демодулятор Q -арного выходного символа, а $P(j|i)$ – это вероятность приема символа j при переданном символе i . Каждый выходной символ канала зависит только от соответствующего входного символа, так что для данной входной последовательности $U = u_1, u_2, u_3, \dots, u_m, \dots, u_N$ условную вероятность соответствующей выходной последовательности $Z = z_1, z_2, z_3, \dots, z_m, \dots, z_N$ можно записать следующим образом:

$$P(\mathbf{Z}|\mathbf{U}) = \prod_{m=1}^N P(z_m|u_m).$$

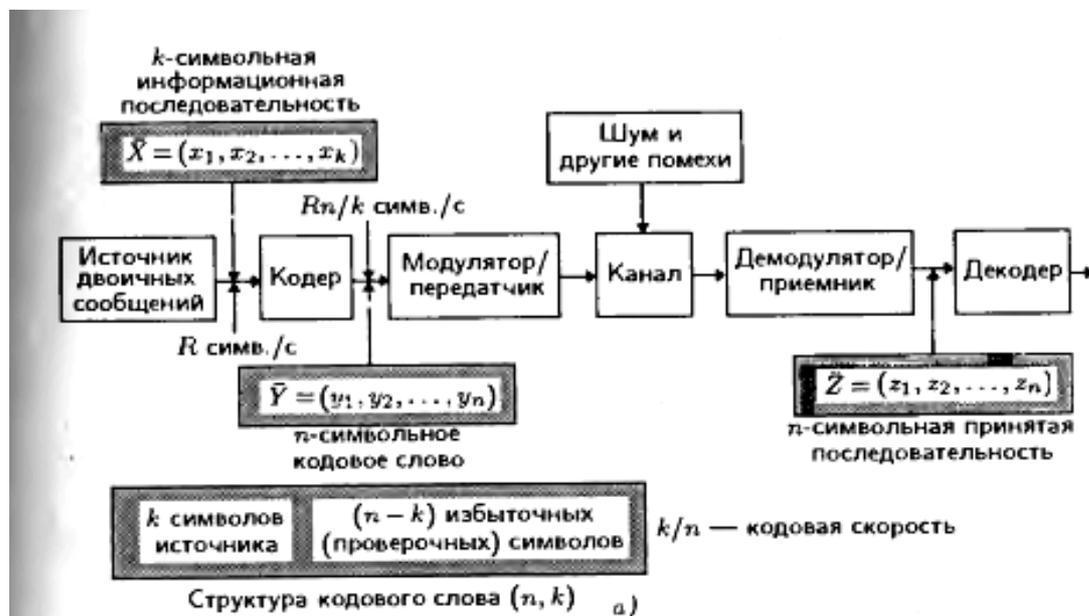
Если же канал имеет память (т.е. в пакете данных имеются помехи или канал подвергается воздействию замирания), условную вероятность последовательности Z нужно выражать как совместную вероятность всех элементов последовательности.

2) Двоичный симметричный канал – является частным случаем дискретного канала без памяти, входной и выходной алфавиты которого состоят из двоичных элементов 0 и 1. Условные вероятности имеют симметричный вид: $P(0|1) = P(1|0) = p$; $P(1|1) = P(0|0) = 1-p$. Это уравнение выражает вероятности перехода. Поскольку на выход демодулятора поступают дискретные элементы 0 и 1, говорят, что по отношению к каждому символу демодулятор принимает жесткое решение. Поскольку декодер работает на основе жестких решений, определяемых демодулятором, декодирование в двоичном симметричном канале называется также жестким декодированием.

3) Гауссов канал – канал с дискретным входным и непрерывным выходным алфавитом, лежащим в диапазоне $(-\infty, \infty)$. Этот канал добавляет шум ко всем передаваемым символам. Если на выходе демодулятора находится непрерывный алфавит или его квантованное приближение (с более чем двумя квантовыми уровнями), говорят, что демодулятор принимает мягкое решение. Если в системе используется кодирование, демодулятор подает такие квантовые кодовые символы на декодер. Поскольку декодер работает на основе мягких решений, определяемых демодулятором, декодирование в гауссовом канале называется мягким.

3.5.Блочное кодирование

Структурная схема, поясняющая процесс передачи сообщений в система с блочным кодированием, изображена на рисунке.



Источник двоичной информации вырабатывает последовательность символов сообщения со скоростью R символов/с. Эти символы группируются в блоки длиной k символов. В каждый блок добавляется $(n - k)$ избыточных символов и образуется кодовое слово (n, k) избыточного блочного кода. Эти избыточные символы иногда называют проверочными. Так как каждое слово, содержащее k символов, переносит только k бит информации, то скорость передачи информации на выходе кодера равна k/n

бит/симв. Величина k/n называется кодовой скоростью или скоростью кодирования. Таким образом, в кодере осуществляется преобразование двоичной информационной последовательности (101101...), содержащей k бит $X = (x_1, x_2, \dots, x_k)$ в двоичное кодовое слово длиной n бит $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ путем соответствующим образом сформированных проверочных символов. В декодере осуществляется обратная операция: по принятой последовательности $Z = (z_1, z_2, \dots, z_n)$ определяется наиболее вероятное переданное кодовое слово.

Если все переданные слова равновероятны, а канал связи не имеет памяти, то в качестве наиболее вероятного переданного слова выбирается то, которое ближе всего в смысле хеммингова расстояния находится к принятому кодовому слову. Расстояние Хемминга между последовательностями Y и Z оценивается как вес (число двоичных единиц) слова, образованного путем посимвольного сложения по модулю 2 последовательностей Y и Z).

3.5.1. Коды с повторением

Наиболее простой блочный код вида $(n,1)$, который позволяет понять концепцию исправления ошибок и оценить характеристики кода, известен как код повторений. В нем значение информационного символа повторяется $(n-1)$ раз, т.е. $(n-1)$ проверочных символов являются повторением информационного. Кодовая скорость $1/n$ при достаточно больших n оказывается крайне низкой. Минимальное расстояние кода равно n и при достаточно больших n коды повторений обладают высокой исправляющей способностью. Поскольку минимальное расстояние равно n , то кратность исправляемых ошибок в кодовом слове будет составлять $e=(n-1)/2$

3.6. Коды с контролем четности

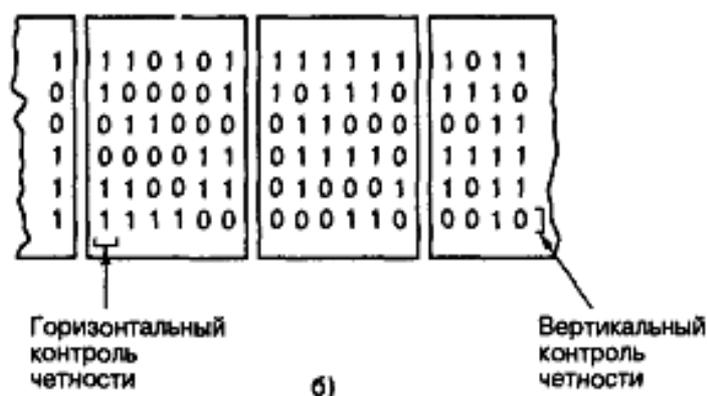
3.6.1. Код с одним контрольным битом

Коды с контролем четности для обнаружения или исправления ошибок используют линейные суммы информационных битов, которые называют

символами, или битами четности. Код с одним контрольным битом – это прибавление к блоку информационных битов одного контрольного бита. Этот бит может быть равен 0 или 1, причем его значение выбирается так, чтобы сумма всех битов в кодовом слове была четной или нечетной. В операции суммирования используется арифметика по модулю 2 (XOR). Если бит четности выбран так, что результат четный, то говорят, что схема имеет положительную четность; если при добавлении бита четности результирующий блок данных является нечетным, то говорят, что он имеет отрицательную четность. В приемном оконечном устройстве производится декодирование, заключающееся в проверке, дают ли нуль суммы принятых битов кодового слова по модулю 2 (положительная четность). Если полученный результат равен 1, то кодовое слово заведомо содержит ошибки. Степень кодирования такого кода можно записать как $k/(k+1)$.

3.6.2. Прямоугольный код

Прямоугольный код, называемый также композиционным, можно представить в виде параллельной структуры кода, изображенной на рисунке.



Код создается следующим образом. Вначале из битов сообщения строятся прямоугольники, состоящие из M строк и N столбцов; затем к каждой строке и каждому столбцу прибавляется бит четности, что в результате дает матрицу размером $(M+1)*(N+1)$. Степень кодирования прямоугольного кода может быть записана следующим образом: $k/n = M*N/(M+1)/(N+1)$.

Любая отдельная ошибка в разряде приведет к нарушению четности в одном столбце и в одной из строк матрицы. Следовательно, прямоугольный код может исправить любую единичную ошибку, поскольку расположение такой ошибки однозначно определяется пересечением строки и столбца, в которых была нарушена четность. В примере, показанном на рисунке выше, размер матрицы равен 5*5. Следовательно, на рисунке отображен код (36,25), способный исправлять единичные ошибки, расположенные в любом из 36 двоичных разрядов. Вычислим для такого блочного кода с коррекцией ошибок вероятность появления неисправленной ошибки, для чего учтем все способы появления ошибки сообщения. Исходя из вероятности наличия j ошибок в блоке из n символов, можно записать вероятность ошибки сообщения, называемой также блочной ошибкой или ошибочным словом, для кода, который может исправить модели ошибок, состоящие из t или менее ошибочных битов:

$$P_M = \sum_{j=t+1}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j}.$$

Здесь p – вероятность получения ошибочного канального символа. В примере код может исправить все однобитовые ошибки ($t = 1$) в прямоугольном блочном коде, состоящем из $n = 36$ бит. Следовательно суммирование в уравнении начинается с $j = 2$.

$$P_M = \sum_{j=2}^{36} \binom{36}{j} p^j (1-p)^{36-j}.$$

При достаточно малом p , наибольший вклад дает первое слагаемое суммы. Следовательно, для примера с прямоугольным кодом (36,25) можно записать следующее:

$$P_M = \binom{36}{2} p^2 (1-p)^{34}.$$

Точная вероятность битовой ошибки P зависит от конкретного кода и используемого декодера.

3.7.Компромиссы, решаемые при кодировании

Кодирование с коррекцией ошибок можно рассматривать как инструмент, реализующий различные компромиссы системы.

1. Достоверность или полоса пропускания;
2. Мощность или полоса пропускания;
3. Скорость передачи или полоса пропускания;
4. Пропускная способность или ширина полосы пропускания.

В каждом из упомянутых компромиссов предполагалось использование традиционного кода и избыточными битами и более быстрая передача сигналов (для систем связи реального времени); следовательно, в каждом случае платой было расширение полосы передачи. В то же время существуют методы коррекции ошибок, называемые решетчатым кодированием, которые не требуют увеличения скорости передачи сигналов или расширения полосы частот для систем связи реального времени.

3.8.Линейные блочные коды

Линейные блочные коды – это класс кодов с контролем четности, которые можно описать парой чисел (n,k) . В процессе кодирования блок из k символов сообщения (вектор сообщения) преобразуется в больший блок из n символов кодового слова (кодовый вектор), образованного с использованием элементов данного алфавита. Если алфавит состоит только из двух элементов (0 и 1), код является двоичным и включает двоичные разряды (биты).

k -битовые сообщения формируют набор из 2^k последовательностей сообщения, называемых k -кортежами. N -битовые блоки могут формировать

2^n последовательности, также именуемые n -кортежами. Процедура кодирования сопоставляет с каждым из 2^k k -кортежей один из 2^n n -кортежей. Блочные коды представляют взаимно однозначное соответствие, в силу чего 2^k k -кортежей сообщения однозначно отображаются в множество из 2^n n -кортежей кодовых слов; отображение производится согласно таблице соответствия. Для линейных кодов преобразование отображения является линейным.

Множество всех двоичных n -кортежей (V_n) называется векторным пространством на двоичном поле двух элементов (0 и 1). В двоичном поле определены две операции, сложение и умножение, причем результат этих операций принадлежит этому же множеству элементов. Арифметические операции сложения и умножения определяются согласно обычным правилам для алгебраического поля.

Подмножество S векторного пространства V_n называется подпространством, если для него выполняются следующие условия:

1. Множеству S принадлежит нулевой вектор;
2. Сумма любых двух векторов в S также принадлежит S (свойство замкнутости).

Рассмотрим пример линейного блочного кода (6,3). Нетрудно убедиться, что восемь кодовых слов образуют V_6 подпространство (есть нулевой вектор, сумма любых двух кодовых слов дает кодовое слово этого же подпространства).

Вектор сообщения	Кодовое слово
000	000000
100	110100
010	011010
110	101110
001	101001
101	011101
011	110011
111	000111

3.8.1. Матрица генерации

При больших k реализация таблицы соответствия кодера становится слишком громоздкой. Для кода (172,92) существует 2^{92} или приблизительно $5 \cdot 10^{27}$ кодовых векторов. В таких случаях применяют матрицы генерации.

Поскольку множество кодовых слов, составляющих линейный блочный код, является k -мерным подпространством n -мерного двоичного векторного пространства ($k < n$), всегда можно найти такое множество n -кортежей, которое может генерировать все 2^k кодовых слов подпространства. О генерирующем множестве векторов говорят, что оно охватывает подпространство. Наименьшее линейно независимое множество, охватывающее подпространство, называется базисом подпространства, а число векторов в этом базисном множестве является размерностью подпространства. Любое базисное множество k линейно независимых n -кортежей V_1, V_2, \dots, V_i можно использовать для генерации нужных векторов линейного блочного кода, поскольку каждый вектор кода является линейной комбинацией V_1, V_2, \dots, V_i . Иными словами, каждое из множества кодовых слов можно представить следующим образом: $U = m_1 V_1 + m_2 V_2 + \dots + m_k V_k$.

Вообще, матрицу генератора можно определить как массив размером $k \times n$:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{k1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1m} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2m} \\ \vdots & & & \\ v_{k1} & v_{k2} & \dots & v_{km} \end{bmatrix}.$$

Для примера, рассмотренного выше, матрица имеет следующий вид:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{V}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

$$p_2 = m_1 p_{12} + m_2 p_{22} + \dots + m_k p_{k2}$$

$$p_{n-k} = m_1 p_{1(n-k)} + m_2 p_{2(n-k)} + \dots + m_k p_{k(n-k)}$$

Для кода (6,3) кодовое слово выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U} &= [m_1, m_2, m_3] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \\
 & \qquad \qquad \qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{P}} \qquad \qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{I}_3} \\
 &= \underbrace{m_1 + m_3}_{u_1}, \underbrace{m_1 + m_2}_{u_2}, \underbrace{m_2 + m_3}_{u_3}, \underbrace{m_1}_{u_4}, \underbrace{m_2}_{u_5}, \underbrace{m_3}_{u_6}.
 \end{aligned}$$

3.9.1. Проверочная матрица

Определим матрицу \mathbf{H} , именуемую проверочной, которая позволит декодировать полученные вектора. Для каждой матрицы $(k \times n)$ генератора \mathbf{G} существует матрица \mathbf{H} размером $(n-k) \times n$ такая, что строки матрицы \mathbf{G} ортогональны к строкам матрицы \mathbf{H} . Иными словами, $\mathbf{GH}^T = \mathbf{0}$, где \mathbf{H}^T – транспонированная матрица \mathbf{H} , а $\mathbf{0}$ – нулевая матрица размерностью $k \times (n-k)$. \mathbf{H}^T – это матрица размером $n \times (n-k)$, строки которой являются столбцами матрицы \mathbf{H} , а столбцы – строками матрицы \mathbf{H} . Чтобы матрица \mathbf{H} удовлетворяла требованиям ортогональности систематического кода, ее компоненты записываются в следующем виде:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{I}_{n-k} \quad \vdots \quad \mathbf{P}^T].$$

Следовательно, матрица \mathbf{H}^T имеет следующий вид:

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n-k} \\ \vdots \\ \mathbf{P} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{I} & \dots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{I} \\ p_{11} & p_{21} & \dots & p_{1,(n-k)} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2,(n-k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{k1} & p_{k1} & \dots & p_{k,(n-k)} \end{bmatrix}.$$

Матрица позволяет проверять принятые векторы на предмет их принадлежности заданному набору кодовых слов. U будет кодовым словом, генерируемым матрицей G , тогда и только тогда, когда $UH^T = 0$.

3.9.2. Контроль с помощью синдромов

Пусть $r = r_1, r_2, \dots, r_n$ – принятый вектор, полученный после передачи $U = u_1, u_2, \dots, u_n$. Тогда r можно представить в следующем виде: $r = U + e$.

Здесь $r = e_1, e_2, \dots, e_n$ – вектор ошибки или модель ошибки, внесенная каналом. Всего в пространстве из 2^n n -кортежей существует $2^n - 1$ возможных ненулевых моделей ошибки. Синдром сигнала r определяется следующим образом:

$$S = rH^T.$$

Синдром – это результат проверки четности, выполняемой над сигналом r для определения его принадлежности заданному набору кодовых слов. При положительном результате проверки синдром равен 0. Если r содержит ошибки, которые можно исправить, то синдром имеет определенное ненулевое значение, что позволяет отметить конкретную модель ошибки.

Пусть передано кодовое слово $U = 101110$ и принят вектор $r = 001110$, т.е. крайний левый бит принят с ошибкой. Найдем вектор синдрома $S = rH^T$ и покажем, что он равен eH^T .

$$\begin{aligned} S &= rH^T = \\ &= [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \\ &= [1, 1+1, 1+1] = [1 \ 0 \ 1] \text{ (синдром искаженного вектора кода)} \end{aligned}$$

Далее проверим, что синдром искаженного вектора кода равен синдрому модели ошибки, которая вызвала эту ошибку.

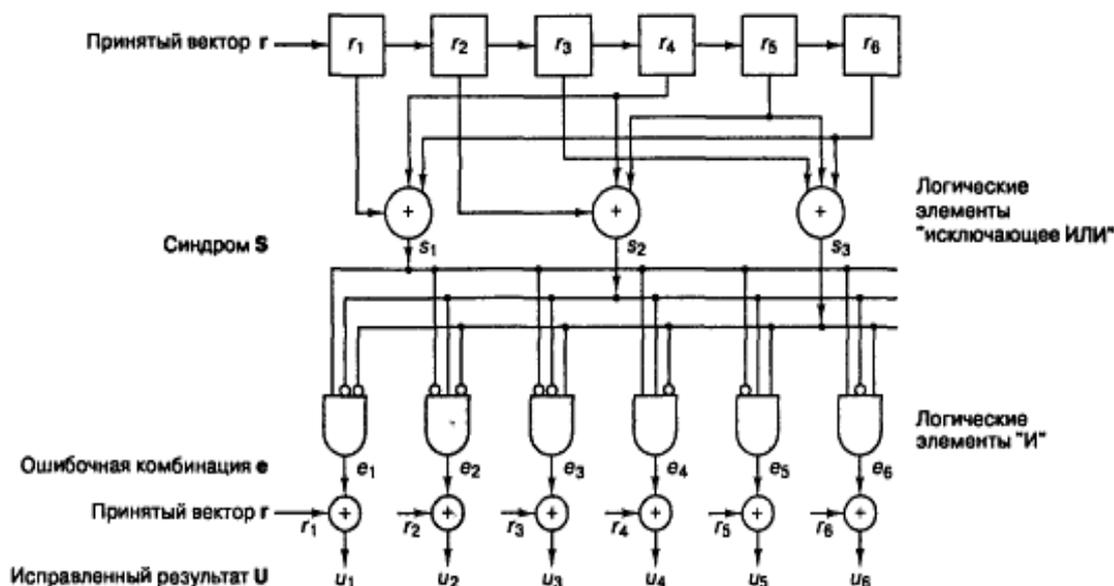
$$S = eN^T = [100000]N^T = [100] \text{ (синдром модели ошибки).}$$

3.9.3. Декодирование с исправлением ошибок

Процедура декодирования с исправлением ошибок состоит из следующих этапов:

1. С помощью уравнения $S = rN^T$ вычисляется синдром r .
2. Определяются образующие элементы класса смежности (модели ошибки) e_j , синдром которых равен rN^T .
3. Полагается, что модели ошибки вызываются искажениями в канале.
4. Полученный исправленный вектор, или кодовое слово, определяется как $U = r + e_j$. Можно сказать, что в результате вычитания определенных ошибок мы восстановили верное кодовое слово. (В арифметических операциях по модулю 2 операция вычитания равносильна операции сложения).

Рассмотрим схему декодера, где реализованы логические элементы исключающего ИЛИ и И, которые позволяют получить результат для любой модели с одним ошибочным битом в коде (6,3).



3.9.4. Оценка возможностей кода

Для больших кодов, нормальная матрица позволяет определить важные исходные характеристики, такие как возможные компромиссы между обнаружением и исправлением ошибок и пределы возможностей кода в коррекции ошибок. Одно из таких ограничений, называемое пределом Хэмминга, описывается следующим образом:

$$\text{Количество бит четности: } n - k \geq \log_2 \left[1 + \binom{n}{1} + \binom{n}{2} + \dots + \binom{n}{t} \right]$$

$$\text{Количество классов смежности: } 2^{n-k} \geq \left[1 + \binom{n}{1} + \binom{n}{2} + \dots + \binom{n}{t} \right].$$

Неравенство определяет нижнюю границу числа $n-k$ бит четности как функцию возможностей кода в коррекции t -битовых ошибок.

Рассмотрим факторы, определяющие выбор конкретных значений (n,k) .

1. Для получения нетривиального соотношения между исправлением и обнаружением ошибок желательно, чтобы код имел возможности коррекции ошибок, по крайней мере, с $t = 2$. Т.о. минимальное расстояние $d_{\min} = 2t+1 = 5$.

2. Чтобы кодовая система была нетривиальной, желательно, чтобы количество бит данных было не менее $k = 2$. Следовательно, число кодовых слов $2^k = 4$.

3. Для реальных прикладных кодов минимальное значение n выбирается по разным причинам – эффективность полосы пропускания и простота системы. Если при выборе n используется предел Хэмминга, то n следует выбирать равным 7. В то же время размерность полученного кода $(7,2)$ не соответствует указанным выше требованиям $d_{\min} = 2t+1 = 5$. Чтобы увидеть это, следует ввести другую верхнюю границу возможностей кода в коррекции t -битовых ошибок. Эта граница, называемая пределом Плоткина, определяется следующим образом:

$$d_{\min} \leq \frac{n \times 2^k - 1}{2^k - 1}.$$

В общем случае, линейный код (n,k) должен удовлетворять всем перечисленным выше условиям, включая возможности коррекции ошибок (или минимальное расстояние).

3.10. Блочные циклические коды

Циклические коды – это подкласс линейных кодов, которые удовлетворяют следующим циклическим свойствам: если $C = [c_{n-1} c_{n-2} \dots c_1 c_0]$ – кодовое слово циклического кода, тогда $[c_{n-2} c_{n-3} \dots c_2 c_{n-1}]$, полученное циклическим сдвигом элементов кода C , также является кодовым словом. Все циклические сдвиги C образуют кодовые слова. Как следствие циклического свойства, эти коды обладают значительным количеством структурных удобств, которые можно использовать при реализации операций кодирования. Большое количество алгоритмов эффективных кодеров было сделано посредством циклических кодов, что сделало возможным в практических системах связи строить блочные коды большой длины с большим количеством кодовых слов.

При работе с циклическими кодами принято связывать с кодовым словом $C = [c_{n-1} c_{n-2} \dots c_1 c_0]$ полином $C(p)$ степени $\leq n-1$, определенный таким

$$\text{образом: } C(p) = c_{n-1}p^{n-1} + c_{n-2}p^{n-2} + c_1p + c_0$$

Для двоичного кода каждый из коэффициентов полинома является либо нулем, либо единицей. Теперь предположим, мы формируем полином

$$pC(p) = c_{n-1}p^n + c_{n-2}p^{n-1} + c_1p^2 + c_0p$$

Этот полином не может представить кодовое слово, так как его степень может быть равна n (если $c_{n-1} = 1$). Однако, если мы разделим $pC(p)$ на $p^n + 1$, мы получим

$$pC(p) / p^n + 1 = c_{n-1} + C_1(p) / p^n + 1, \text{ где } C_1(p) = c_{n-1}p^{n-1} + c_{n-3}p^{n-2} + \dots + c_0p + c_{n-1}$$

Заметим, что полином $C_1(p)$ представляет кодовое слово $C_1 = [c_{n-2} c_{n-3} \dots c_2 c_{n-1}]$, которое как раз образовано из кодового слова C циклическим сдвигом на одну позицию. Поскольку $C_1(p)$ представляет собой остаток, полученный делением $pC(p)$ на $p^n + 1$, мы говорим, что $C_1(p) = pC(p) \bmod (p^n + 1)$.

Аналогичным образом, если $C(p)$ представляет кодовое слово в циклическом коде, тогда $p^i C(p) \bmod (p^n + 1)$ также является кодовым словом циклического кода. Так что можно написать:

$p^i C(p) = Q(p)(p^n + 1) + C_i(p)$, где остаточный полином $C_i(p)$ представляет кодовое слово циклического кода, а $Q(p)$ – частное.

Мы можем генерировать циклический (n, k) код, используя порождающий полином $g(p)$ степени $n-k$ с двоичными коэффициентами, который является множителем при факторизации полинома $p^n + 1$. Порождающий полином в общем виде можно записать так:

$$g(p) = p^{n-k} + g_{n-k-1} p^{n-k-1} + g_1 p + 1.$$

Мы также определяем полином информационного сообщения

$$X(p) = x_{k-1} p^{k-1} + x_{k-2} p^{k-2} + \dots + x_1 p + x_0,$$

где $[x_{k-1} x_{k-2} \dots x_1 x_0]$ определяет k информационных бит. Ясно, что произведение $X(p) * g(p)$ – это полином степени меньшей или равной $n-1$, который может представлять кодовое слово. Заметим, что имеется 2^k полиномов $\{X_i(p)\}$ и, следовательно, имеется 2^k возможных кодовых слов, которые можно формировать при заданном $g(p)$.

Из вышесказанного мы видим, что кодовые слова, обладающие циклическими свойствами, можно генерировать умножением 2^k сообщений на уникальный полином степени $n-k$ $g(p)$ – называемый порождающим полиномом циклического (n, k) кода, который является множителем при факторизации $p^n + 1$. Циклический код, генерируемый указанным образом, занимает пространство S_c векторного пространства S . Размерность подпространства S_c равна k .

Операции кодирования при создании циклических кодов можно выполнить при помощи линейных сдвигающих регистров с обратной связью, с использованием порождающего полинома.

Итак, генерирование систематического циклического кода включает три ступени, а именно:

- Умножение полинома сообщения $X(p)$ на p^{n-k} ;
- Деление этого произведения на $g(p)$;
- Прибавление остатка $r(p)$ к $p^{n-k} X(p)$.

Из этих трех ступеней только деление является нетривиальным. Деление полинома $A(p) = p^{n-k} X(p)$ степени $n-1$ на полином $g(p) = g_{n-k}p^{n-k} + c_{n-k-1}p^{n-k-1} + \dots + g_1p + g_0$ можно выполнить посредством $(n-k)$ ячеек регистра сдвига с обратной связью, показанного на рисунке.

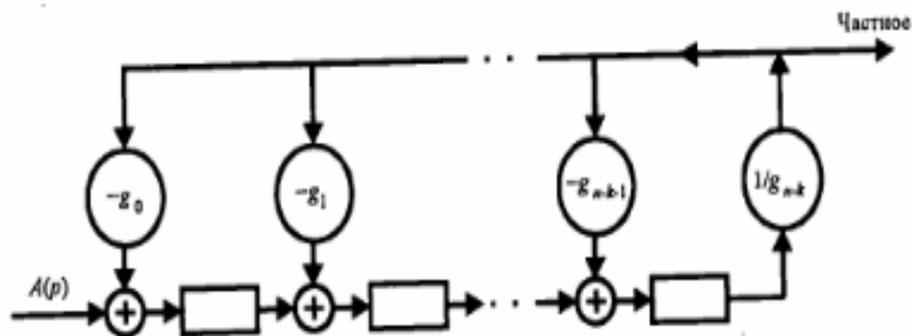


Рис. Регистр сдвига с обратной связью для деления полинома $A(p)$ на $g(p)$

Первоначально ячейки сдвига регистра содержат одни нули. Коэффициенты $A(p)$ поступают и продвигаются по регистру сдвига по одному коэффициенту за такт, начиная с коэффициентов более высокого порядка, т.е. с a_{n-1} , затем a_{n-2} и так далее. После $(n-k-1)$ сдвига, первый ненулевой выход частного равен $q_1 = (g_{n-k})^{-1}a_{n-1}$. Последующие выходы генерируются так, как показано на рисунке 1. Для образования каждого выходного коэффициента линии мы должны вычесть полином $g(p)$, умноженный на этот коэффициент, как при обычном «длинном» делении. Это вычитание произ-

водится посредством обратной связи. Таким образом, регистр сдвига на рисунке 1 обеспечивает деление двух полиномов.

В нашем случае $g_{n-k} = g_0 = 1$, и для двоичных кодов арифметические операции выполняются по mod 2. Следовательно, операция вычитания сводится к сложению по mod 2. Далее мы будем только интересоваться генерированием проверочных символов для каждого слова, поскольку код систематический. Как следствие, кодер циклического кода принимает вид, показанный на рисунке.

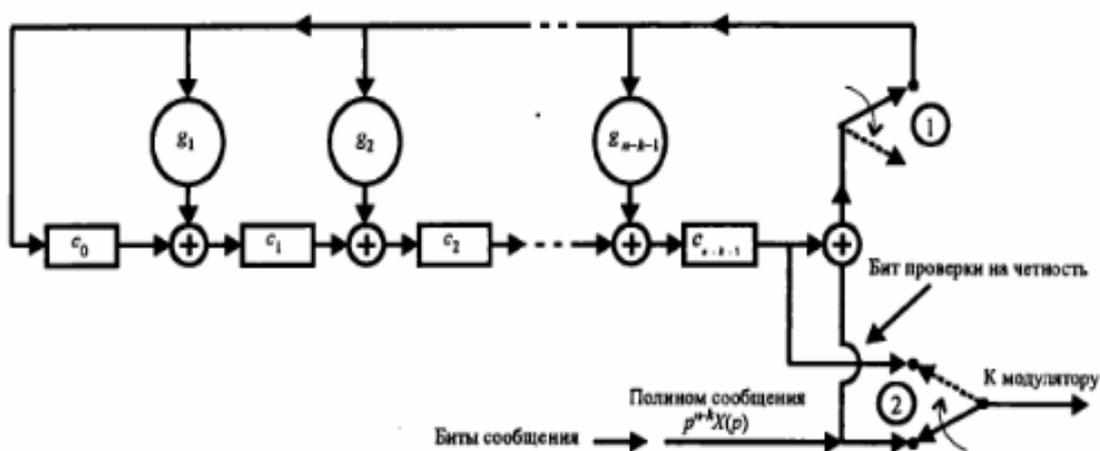
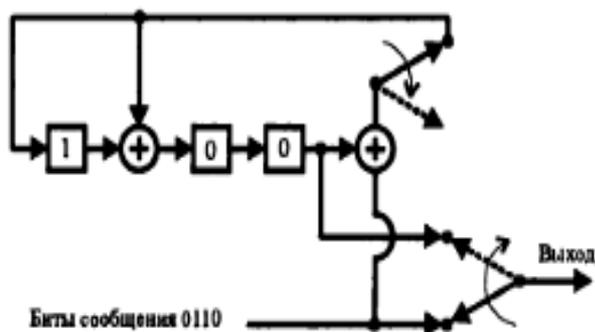


Рис. Циклический кодер с использованием порождающего полинома $g(p)$

Первые k бит на выходе кодера просто равны k информационным битам. Эти k бит одновременно поступают на регистр сдвига, поскольку ключ 1 замкнут. Заметим, что умножение полиномов p^{n-k} и $X(p)$ явно не производится. После того как все k информационных бита попали на вход кодера (и к модулятору), положения двух ключей на рисунке 2 меняются на обратные. Начиная с этого времени, содержимое регистра сдвига просто дает $n-k$ проверочных символов, которые соответствуют коэффициентам полинома остатка. Эти $n-k$ бита последовательно отправляются на модулятор.

3.10.1. Структурная схема циклического кодера (7,4)

Регистр сдвига для кодирования циклическим кодом (7,4) с порождающим полиномом $g(p) = p^3 + p + 1$ показан на рисунке.



Предположим, что сообщением является цепочка 0110. Содержание сдвигового регистра отображается в таблице.

Вход	Шаг сдвига	Содержимое регистра		
-	0	0	0	0
0	1	0	0	0
1	2	1	1	0
1	3	1	0	1
0	4	1	0	0

Таким образом, три проверочных символа равны соответственно 100.

3.10.2. Вычисление синдрома

Если вектор синдрома нулевой, считается, что принятый вектор является правильным кодовым словом. Если синдром отличен от нуля, значит, обнаружена ошибка и принятый вектор – это искаженное кодовое слово; данная ошибка исправляется путем прибавления к принятому вектору вектора ошибки.

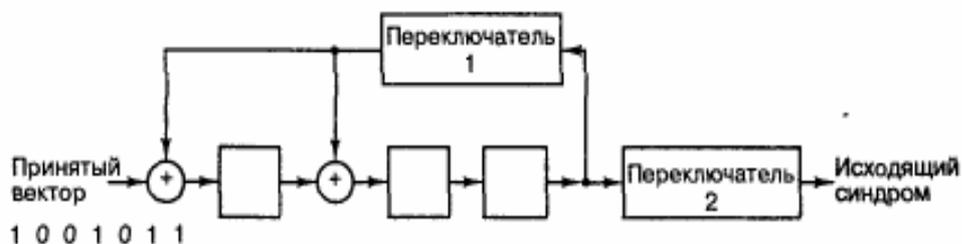


Рис. Пример вычисления синдрома с помощью $(n-k)$ – разрядного регистра сдвига

Входная очередь	Номер сдвига	Содержимое регистра
1001011	0	00
100101	1	100
10010	2	110
1001	3	011
100	4	011
10	5	111
1	6	101
-	7	000 Синдром

3.11. Код Хэмминга

Коды Хэмминга – это простой класс блочных кодов, которые имеют следующую структуру: $(n,k) = (2^m-1, 2^m-1-m)$, где $m = 2,3,\dots$. Минимальное расстояние этих кодов равно 3, они способны исправлять все однобитовые ошибки или определять все модели ошибки их двух или малого числа ошибок в блоке. Декодирование с помощью синдромов особенно хорошо подходит к кодам Хэмминга. Фактически синдром можно превратить в двоичный указатель местоположения ошибки. Хотя коды Хэмминга не являются слишком мощными, они принадлежат к очень ограниченному классу блочных кодов, называемых совершенными.

3.12. Расширенный код Голея

Одним из наиболее практичных блочных кодов является двоичный расширенный код Голея, который образован путем прибавления битов четности к совершенному коду, известному как код Голея. Эти дополнительные биты повышают минимальное расстояние с 7 до 8, что дает сте-

пень кодирования $\frac{1}{2}$, реализовать которую проще (с точки зрения системного тактового генератора), чем степень кодирования кода Голя, равную $\frac{12}{23}$. Расширенный код Голя значительно мощнее кода Хэмминга. Цена, которую приходится платить за повышение эффективности, заключается в более сложном декодере и, соответственно, более широкой полосе пропускания.

Для расширенного кода Голя $d_{\min} = 8$, поэтому можно сказать, что код гарантирует исправление всех трехбитовых ошибок. Кроме того, декодер можно сконструировать так, чтобы он исправлял некоторые модели с четырьмя ошибками.

3.13. БХЧ-коды

Коды Боуза-Чоудхури-Хоквенгема (БХЧ) являются результатом обобщения кодов Хэмминга, которое позволяет исправлять множественные ошибки. Они составляют мощный класс циклических кодов, который обеспечивает достаточную свободу выбора длины блока, степени кодирования, размеров алфавита и возможностей коррекции ошибок. Коды БХЧ очень важны, поскольку при блоках, длина которых равна порядку несколько сотен, коды БХЧ превосходят своими качествами все другие блочные коды с той же длиной блока и степенью кодирования. В наиболее часто применяемых кодах БХЧ используется двоичный алфавит и блок кодового слова длиной

$$n = 2^m - 1, \text{ где } m = 3, 4;$$

$$(n-k) \leq me, \text{ где } e - \text{ кратность исправимых ошибок};$$

$$d \geq 2e - 1$$

3.14. Коды Рида-Соломона

Коды Рида-Соломона (Reed-Solomon code, R-S code) — это не двоичные циклические коды, символы которых представляют собой m -битовые по-

следовательности, где m — положительное целое число, большее 1. Коды Рида-Соломона (n, k) определены на m -битовых символах при всех n и k для которых $0 < k < n < 2^m + 1$, где k — число информационных битов, подлежащих кодированию, а n — число кодовых символов в кодируемом блоке. Для большинства сверточных кодов Рида-Соломона $(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t)$, где t — количество ошибочных битов в символе, которые может исправить код, а $n - k = 2t$ — число контрольных символов. Расширенный код Рида-Соломона можно получить при $n = 2^m$ или $n = 2^m + 1$, но не более того.

Код Рида-Соломона обладает наибольшим минимальным расстоянием, возможным для линейного кода с одинаковой длиной входных и выходных блоков кодера. Для недвоичных кодов расстояние между двумя кодовыми словами определяется (по аналогии с расстоянием Хэмминга) как число символов, которыми отличаются последовательности. Для кодов Рида-Соломона минимальное расстояние определяется следующим образом:

$$d_{\min} = n - k + 1.$$

Код, который исправляет все искаженные символы, содержащие ошибку в t или меньшем числе бит, можно выразить следующим образом:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n - k}{2} \right\rfloor.$$

Из уравнения видно, что коды Рида-Соломона, исправляющие t символьных ошибок, требуют не более $2t$ контрольных символов. Из уравнения следует, что декодер имеет $n - k$ "используемых" избыточных символов, количество которых вдвое превышает количество исправляемых ошибок. Для каждой ошибки один избыточный символ используется для обнаружения ошибки и один — для определения правильного значения. Способность кода к коррекции стираний выражается следующим образом: $\rho = d_{\min} - 1 = n - k$.

Возможность одновременной коррекции ошибок и стираний можно выразить как требование $2\alpha + \gamma < d_{\min} < n - k$. Здесь α — число символьных

моделей ошибки, которые можно исправить, а u — количество комбинаций символьных стираний, которые могут быть исправлены.

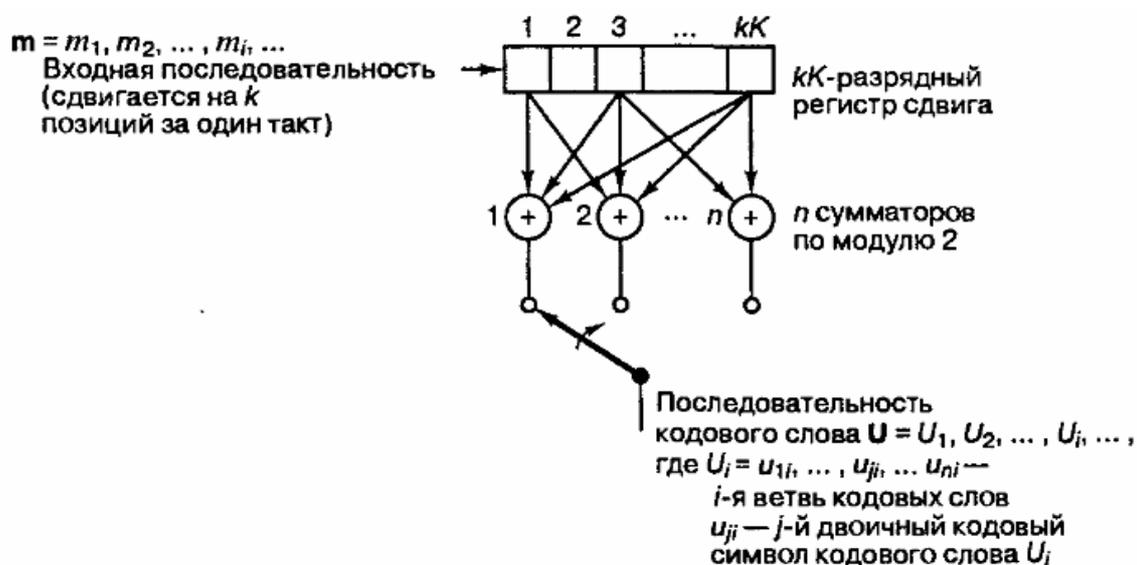
Любой линейный код даст возможность исправить $n-k$ комбинаций символьных стираний, если вес $n-k$ стертых символов приходится на контрольные символы. Однако коды Рида-Соломона имеют замечательное свойство, выражающееся в том, что они могут исправить любой набор $n-k$ символов стираний в блоке. Можно сконструировать коды с любой избыточностью. Впрочем, с увеличением избыточности растет сложность ее высокоскоростной реализации. Поэтому наиболее привлекательные коды Рида-Соломона обладают высокой степенью кодирования (низкой избыточностью).

3.15. Сверточное кодирование

Сверточный код описывается тремя целыми числами n , k , и K . Отношение k/n , называемое степенью кодирования кода (code rate), является мерой добавления избыточности. Целое число K является параметром, называемым длиной кодового ограничения (constraint length); оно указывает число разрядов k -кортежа в кодирующем регистре сдвига. Важная особенность сверточных кодов состоит в том, что кодер имеет память — n -кортежи, получаемые при сверточном кодировании, являются функцией не только одного входного k -кортежа, но и предыдущих $K-1$ входных k -кортежей. На практике n и k — это небольшие целые числа, а K изменяется с целью контроля мощности и сложности кода.

Исходное сообщение на входе обозначается последовательностью $m = m_1, m_2, \dots, m_i, \dots$, где m_i — двоичный знак (бит), а i — индекс времени. Будем предполагать, что все m_i равновероятно равны единице или нулю и независимы между собой. Будучи независимой, последовательность битов нуждается в некоторой избыточности, т.е. знание о бите m_i не дает ника-

кой информации о бите m_j (при $i \neq j$). Кодер преобразует каждую последовательность m в уникальную последовательность кодовых слов $U = G(m)$. Даже несмотря на то что последовательность m однозначно определяет последовательность U , ключевой особенностью сверточных кодов является то, что данный k -кортеж внутри m не однозначно определяет связанные с ним n -кортежи внутри U , поскольку кодирование каждого из k -кортежей является функцией не только k -кортежей, но и предыдущих $K-1$ k -кортежей. Последовательность U можно разделить на последовательность кодовых слов: $U = U_1, U_2, \dots, U_i, \dots$. Каждое кодовое слово U_i состоит из двоичных кодовых символов, часто называемых канальными символами, канальными битами или битами кода; в отличие от битов входного сообщения, кодовые символы не являются независимыми.



В типичных системах связи последовательность кодовых слов U модулируется сигналом $s(t)$. В ходе передачи сигнал искажается шумом, в результате чего получается сигнал $s(t)$ и демодулированная последовательность $Z = Z_1, Z_2, \dots, Z_j, \dots$. Задача декодера состоит в получении оценки $m = m_1, m_2, \dots, m_i, \dots$ исходной последовательности сообщения с помощью полученной последовательности Z и априорных знаний о процедуре кодирования.

3.15.1. Систематические и несистематические сверточные коды.

Если в последовательности формируемых кодером кодовых символов можно отделить $r = n - k$ избыточных символов от k информационных, то код называют систематическим. В систематическом кодере на k выходах будут информационные последовательности. На остальных $n - k$ выходах – последовательности проверочных символов, формируемых как линейные комбинации информационных.

Первые k выходов систематического кодера соединены непосредственно с первыми разрядами регистров. Для кодеров с $k = 1$ при формировании систематических кодов один из порождающих многочленов либо $G_1(X) = 1$, либо $G_2(X) = 1$, чтобы информационная последовательность была частью выходной последовательности.

Систематические коды позволяют получить на приемной стороне оценку информационных символов, не производя декодирования или какой-либо иной обработки принимаемых символов. В кодовых несистематических последовательностях информация непосредственно не содержится, они должны строиться так, чтобы при отсутствии ошибок ее можно было легко восстановить в декодере.

Достоинством несистематических сверточных кодов является то, что их минимальное свободное расстояние выше, чем у систематических при прочих равных условиях. Это объясняется тем, что систематический сверточный код можно получить из соответствующего несистематического, исключив один из сумматоров по модулю 2, что и приводит к уменьшению минимального свободного расстояния кода.

Однако несистематические сверточные коды, в отличие от систематических, могут быть катастрофическими. Катастрофическим называется такой сверточный код, для которого конечное число ошибок, приобретенных в канале связи, может привести к бесконечному числу ошибок в декодированных символах.

3.15.2. Модели каналов при сверточном кодировании и методы декодирования при этом.

1) Дискретный канал без памяти – характеризуется дискретным входным алфавитом, дискретным выходным алфавитом и набором условных вероятностей $P(j|i)$ ($1 \leq i \leq M$, $1 \leq j \leq Q$), где i представляет модулятор M -арного входного символа, j – демодулятор Q -арного выходного символа, а $P(j|i)$ – это вероятность приема символа j при переданном символе i . Каждый выходной символ канала зависит только от соответствующего входного символа, так что для данной входной последовательности $U = u_1, u_2, u_3, \dots, u_m, \dots, u_N$ условную вероятность соответствующей выходной последовательности

$Z = z_1, z_2, z_3, \dots, z_m, \dots, z_N$ можно записать следующим образом:

$$P(\mathbf{Z}|\mathbf{U}) = \prod_{m=1}^N P(z_m|u_m).$$

Если же канал имеет память (т.е. в пакете данных имеются помехи или канал подвергается воздействию замирания), условную вероятность последовательности Z нужно выражать как совместную вероятность всех элементов последовательности.

2) Двоичный симметричный канал – является частным случаем дискретного канала без памяти, входной и выходной алфавиты которого состоят из двоичных элементов 0 и 1. Условные вероятности имеют симметричный вид: $P(0|1) = P(1|0) = p$; $P(1|1) = P(0|0) = 1-p$. Это уравнение выражает вероятности перехода. Поскольку на выход демодулятора поступают дискретные элементы 0 и 1, говорят, что по отношению к каждому символу демодулятор принимает жесткое решение. Поскольку декодер работает на основе жестких решений, определяемых демодулятором, декодирование в двоичном симметричном канале называется также жестким декодированием.

3) Гауссов канал – канал с дискретным входным и непрерывным выходным алфавитом, лежащим в диапазоне $(-\infty, \infty)$. Этот канал добавляет шум ко всем передаваемым символам. Если на выходе демодулятора находится непрерывный алфавит или его квантованное приближение (с более чем двумя квантовыми уровнями), говорят, что демодулятор принимает мягкое решение. Если в системе используется кодирование, демодулятор подает такие квантовые кодовые символы на декодер. Поскольку декодер работает на основе мягких решений, определяемых демодулятором, декодирование в гауссовом канале называется мягким.

3.15.3. Способы представления сверточного кодера.

Кодер СК содержит регистр памяти для хранения определенного числа информационных символов и преобразователь информационной последовательности в кодовую последовательность. Процесс кодирования производится непрерывно. Скорость кода $R=k/n$, где k - число информационных символов, одновременно поступающих на вход кодера, n - число соответствующих им символов на выходе кодера. Схема простого кодера показана на рис.

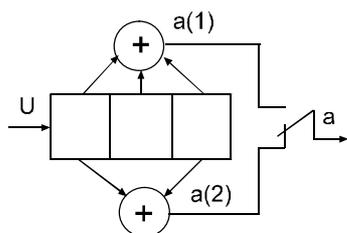


Рис.1.1 а)

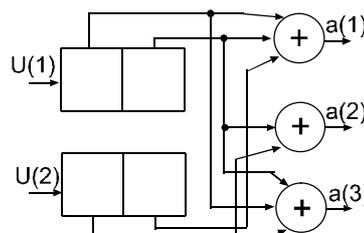
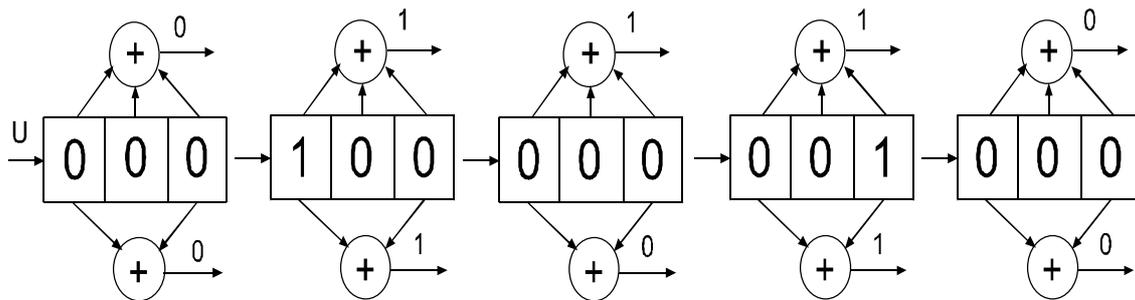


Рис.1.1 б)

Символы $a(1)$ и $a(2)$ на его выходе образуют импульсный отклик $h=00111011\ 00\dots$. Таким образом, если на входе кодера действует произвольная информационная последовательность и, то последовательность на его выходе есть сумма по модулю 2 всех импульсных откликов, обусловленных действием смещенных во времени символов 1. Сверточный кодер, как автомат с конечным числом состояний, может быть описан диаграммой

состояний. Диаграмма представляет собой направленный граф и описывает все возможные переходы кодера из одного состояния в другое, а также содержит символы выходов кодера, которые сопровождают эти переходы.



$$G = \begin{pmatrix} G_0, G_1, G_2, \dots, G_{k-1} & \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet, G_0, G_1, G_2, \dots, G_{k-1} & \bullet & \bullet & \\ \bullet, \bullet, G_0, G_1, G_2, \dots, G_{k-1} & \bullet & & \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

Решетчатая диаграмма является разверткой диаграммы состояний во времени. На решетке состояния показаны узлами, а переходы соединяющими их линиями. После каждого перехода из одного состояния в другое происходит смещение на один шаг вправо. Решетчатая диаграмма дает наглядное представление всех разрешенных путей, по которым может продвигаться кодер при кодировании. Каждой информационной последовательности на входе кодера соответствует единственный путь по решетке. Построение решетки производится на основе диаграммы состояний. Исходное состояние $S(1)S(2)=0$. С поступлением очередного символа $u=0$ либо 1 возможны переходы в состояния 00 либо 10 , обозначаемые ветвями 00 и 11 .

Для описания кодера последовательности символов на его входе и выходе представляют с использованием оператора задержки:

$$U_{(i)}(D) = U_{(i)0}D^0 + U_{(i)1}D^1 + U_{(i)2}D^2 + \dots,$$

$$U_{(j)}(D) = U_{(j)0}D^0 + U_{(j)1}D^1 + U_{(j)2}D^2 + \dots$$

Здесь индексы в скобках обозначают: i - номер входа кодера, $1 \leq j \leq n$, j - номер выхода кодера, $1 \leq i \leq k$. Индексы без скобок (0, 1, 2, ...) обозначают

$$G^{(j)}(D) = g_0^{(j)} + g_1^{(j)}D + g_2^{(j)}D^2 + \dots + g_n^{(j)}D^n,$$

дискретные моменты времени.

Процесс кодирования может быть представлен как умножение многочлена входной информационной последовательности $u(D)$ на порождающие многочлены кода $G^{(j)}(D)$, которые описывают связи ячеек регистра кодера с его выходами (1.1):

$$a^{(j)}(D) = u(D)G^{(j)}(D), 1 \leq j \leq n.$$

Порождающий многочлен представим в виде ряда (1.2):

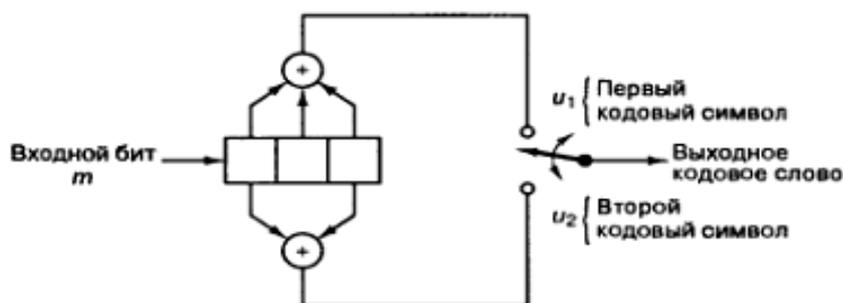
СК можно также задавать порождающей матрицей (1.3):

Порождающая матрица состоит из сдвигов базисной порождающей матрицы (верхняя строка матрицы G), которая, в свою очередь, состоит из элементарных матриц G_i , $0 \leq i \leq k-1$, содержащих k строк и n столбцов. Элементами этих матриц двоичных кодов являются символы 0 и 1.

Как при использовании блоковых кодов, процесс кодирования может быть представлен в матричной форме: $A=UG$, где U – полубесконечная матрица входных информационных символов, A - полубесконечная матрица символов на выходе кодера.

3.15.4. Схема сверточного кодера при $K=3$ и степени кодирования

1/2.



В кодере имеется $n=2$ сумматора по модулю 2; следовательно, степень кодирования кода k/n равна $1/2$. При каждом поступлении бит смещается в крайний левый разряд, а биты регистра смещаются на одну позицию вправо. Затем коммутатор на выходе дискретизирует выходы всех сумматоров по модулю 2 (т.е. сначала верхний сумматор, затем нижний), в результате чего формируются пары кодовых символов, образующих кодовое слово, связанное с только что поступившим битом. Это выполняется для каждого входного бита. Выбор связи между сумматорами и разрядами регистра влияет на характеристики кода. Всякое изменение в выборе связей приводит в результате к различным кодам. Связь, конечно же, выбирается и изменяется не произвольным образом.

Один из способов реализации кодера заключается в определении n векторов связи, по одному на каждый из n сумматоров по модулю 2. Каждый вектор имеет размерность K и описывает связь регистра сдвига кодера с соответствующим сумматором по модулю 2. Единица на i -й позиции вектора указывает на то, что соответствующий разряд в регистре сдвига связан с сумматором по модулю 2, а ноль в данной позиции указывает, что связи между разрядом и сумматором по модулю 2 не существует. Для кодера на рис. можно записать вектор связи g_1 для верхних связей, а g_2 — для нижних.

$$g_1 = 1\ 1\ 1\ g_2 = 1\ 0\ 1$$

Предположим теперь, что вектор сообщения $m = 101$ закодирован с использованием сверточного кода и кодера. Введены три бита сообщения, по одному в момент времени t_1 , t_2 и t_3 . Затем для очистки регистра в моменты времени t_4 и t_5 введены $(K - 1) = 2$ нуля, что в результате приводит к смещению конечного участка на всю длину регистра. Последовательность на выходе выглядит следующим образом: 1 1 1 000 1 0 1 1, где крайний левый символ представляет первую передачу. Для декодирования сообщения нужна полная последовательность на выходе (включающая кодовые символы). Для удаления сообщения из кодера требуется на единицу меньше нулей, чем имеется разрядов в регистре, или $K - 1$ очищенных бит. В момент времени t_5 регистр устанавливается в исходное состояние, уже можно передавать новое сообщение.

		Кодовое слово ветви	
		u ₁	u ₂
Содержимое регистра			
100		1	1
010		1	0
001		1	1
Входная последовательность	1 0 0		
Выходная последовательность	11 10 11		

Вход, m	Выход				
1	11	10	11		
0		00	00	00	
1			11	10	11
Сумма по модулю 2	11	10	00	10	11

3.16. Турбокоды

Схема каскадного кодирования впервые была предложена как метод получения высокоэффективного кода посредством комбинации двух или более компонентных кодов (иногда называемых составными). В результате,

такие коды могут корректировать ошибки в значительно более длинных кодах и имеют структуру, которая позволяет относительно легко осуществить декодирование средней сложности. Последовательные каскадные коды часто используются в системах с ограничением мощности, таких как космические зонды. Самая распространенная из этих схем содержит внешний код Рида-Соломона (выполняется первым, убирается последним), который следует за сверточным внутренним кодом (выполняется последним, убирается первым). Турбокод можно считать обновлением структуры каскадного кодирования с итеративным алгоритмом декодирования связанной кодовой последовательности.

Коды образуются посредством компоновки двух или более составных кодов, являющихся разными вариантами чередования одной и той же информационной последовательности. Тогда как для сверточных кодов на финальном этапе декодер выдает жестко декодированные биты (или в более общем случае — декодированные символы), в каскадной схеме, такой как турбокод, для хорошей работы алгоритм декодирования не должен ограничивать себя, подавая на декодеры жесткую схему решений. Для лучшего использования информации, получаемой с каждого декодера, алгоритм декодирования должен применять, в первую очередь, мягкую схему декодирования, вместо жесткой. Для систем с двумя составными кодами концепция, лежащая в основе турбодекодирования, заключается в том, чтобы передать мягкую схему принятия решений с выхода одного декодера на вход другого и повторять эту процедуру до тех пор, пока не будут получены надежные решения.

3.17.Схемы перемежения

Перемежение (interleaving) представляет собой такое изменение порядка следования символов информационной последовательности, то есть та-

кую перестановку символов, при которой стоявшие рядом символы оказываются разделенными несколькими другими символами. Перемежение, как процедура перестановки символов, предпринимается с целью преобразования групповых ошибок (пакетов ошибок) в одиночные ошибки, с которыми проще бороться с помощью блочного и сверточного кодирования.

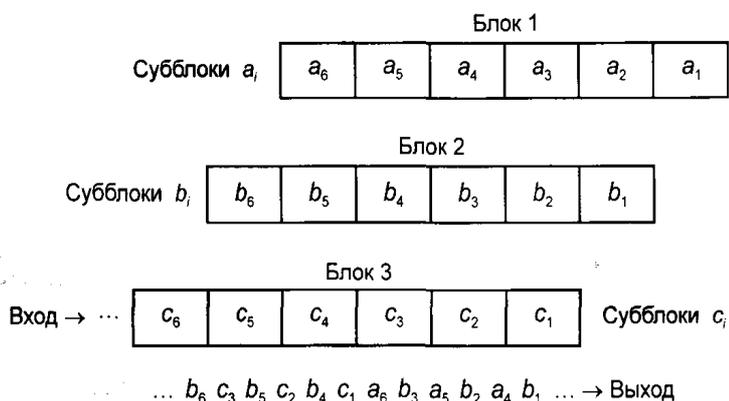
3.17.1. Диагональная схема перемежения

В диагональной схеме перемежения входная информация делится на блоки, а блоки — на субблоки, при этом в выходной последовательности субблоки, например, второй половины предыдущего блока, чередуются с субблоками первой половины следующего блока.

На рис. показана схема диагонального перемежения, где каждый блок состоит из 6 субблоков a_i , второй — из субблоков b_i , третий — из субблоков c_i .

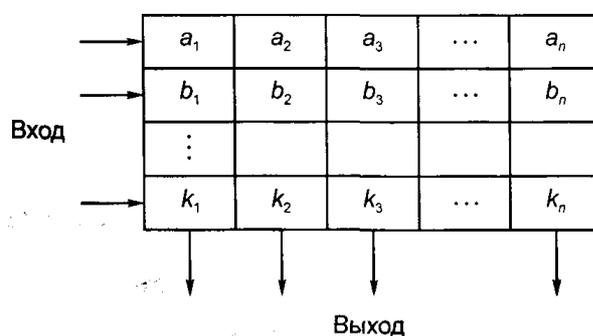
Каждый субблок может состоять либо из нескольких символов, либо из одного символа и даже из одного бита. Как видно из рис., выходная последовательность субблоков b_i блока 2 перемежается с второй частью блока 3 и второй частью блока 1.

Приведенная схема диагонального перемежения вносит малую задержку, но расставляет соседние символы лишь через один, то есть рассредоточение ошибочных символов группы получается сравнительно небольшим.



3.17.2. Блочная схема перемежения

Перемежение (interleaving) представляет собой такое изменение порядка следования символов информационной последовательности, то есть такую перестановку символов, при которой стоявшие рядом символы оказываются разделенными несколькими другими символами. Перемежение, как процедура перестановки символов, предпринимается с целью преобразования групповых ошибок (пакетов ошибок) в одиночные ошибки, с которыми проще бороться с помощью блочного и сверточного кодирования.



При блочном перемежении входная информация также делится на блоки, по i -субблоков (или символов) в каждом блоке, в выходной последовательности чередуются субблоки k_i последовательных блоков.

Работу этой схемы можно представить в виде:

- записи блоков входной последовательности — в качестве строк матрицы размерности $k \times n$,
- считывания информации, которое производится по столбцам.

Таким образом, если входная последовательность в этом примере имеет вид:

- a_1, a_2, \dots, a_n
- b_1, b_2, \dots, b_n
-
- k_1, k_2, \dots, k_n

то выходная последовательность будет:

- a_1, b_2, \dots, k_n
- a_1, b_2, \dots, k_n
-
- a_1, b_2, \dots, k_n

Субблоки, или символы, в частном случае, также могут состоять из одного бита.

Схема блочного перемежения вносит большую задержку, чем схема диагонального перемежения, но значительно сильнее рассредоточивает символы группы ошибок.

Общим недостатком обеих рассмотренных схем является жесткая периодичность следования переставленных символов в пределах интервала перемежения.

3.18. Структурная схема кодера канала стандарта GSM

Кодер канала следует после кодера речи и предшествует модулятору. Главной его задачей является помехоустойчивое кодирование речевого сигнала, то есть такое кодирование, которое позволяет обнаруживать и в значительной мере исправлять ошибки, возникающие при распространении сигналов по радиоканалу от передатчика к приемнику, например, от передатчика MS к приемнику BTS и наоборот.

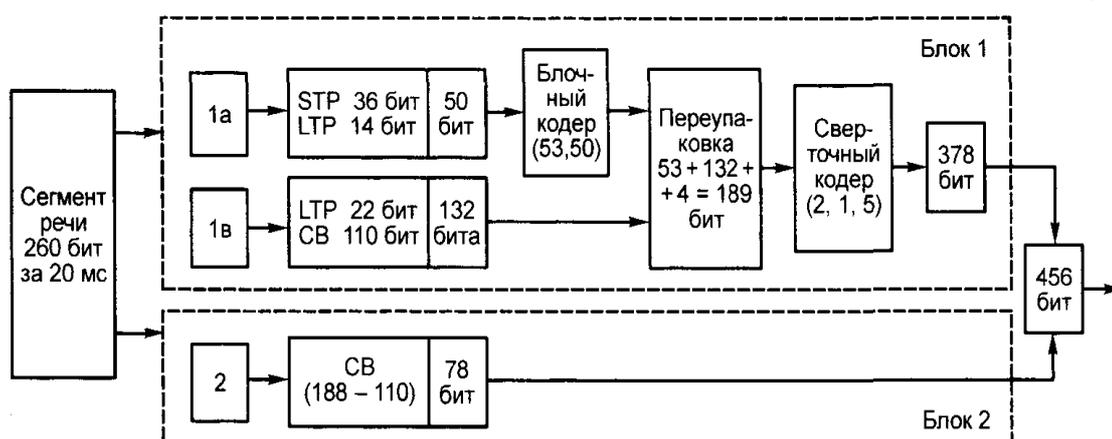
Помехоустойчивое кодирование осуществляется за счет введения в состав передаваемого сигнала достаточно большого объема избыточной информации, при этом может реализоваться кодирование с упреждающей коррекцией ошибок — FEC coding {Forward Error Correcting coding}.

В сотовых системах связи помехоустойчивое кодирование выполняется в виде трех процедур:

- блочного кодирования (block coding);
- сверточного кодирования (convolutional coding);
- перемежения (interleaving).

Кроме того, кодер канала выполняет еще ряд функций:

- добавляет управляющую информацию, которая, в свою очередь, подвергается помехоустойчивому кодированию;
- упаковывает подготовленную к передаче информацию и сжимает ее во времени;
- осуществляет шифрование передаваемой информации.



В кодеке канала кодируются/декодируются как речевая информация, так и информация каналов управления, то есть информация каналов трафика ТСН и информация каналов управления ССН.

В то время как в информации канала трафика кодируется лишь часть битов, информация каналов управления кодируется в полном объеме.

Рассмотрим кодирование сегмента речевого сигнала, полученного на выходе кодера речи и имеющего:

- параметр фильтра STP — 36 бит,
- параметр фильтра LTP — 36 бит,
- параметр сигнала возбуждения (CB) — 188 бит,

то есть за 20 мс передаются в сегменте речевого сигнала 260 бит.

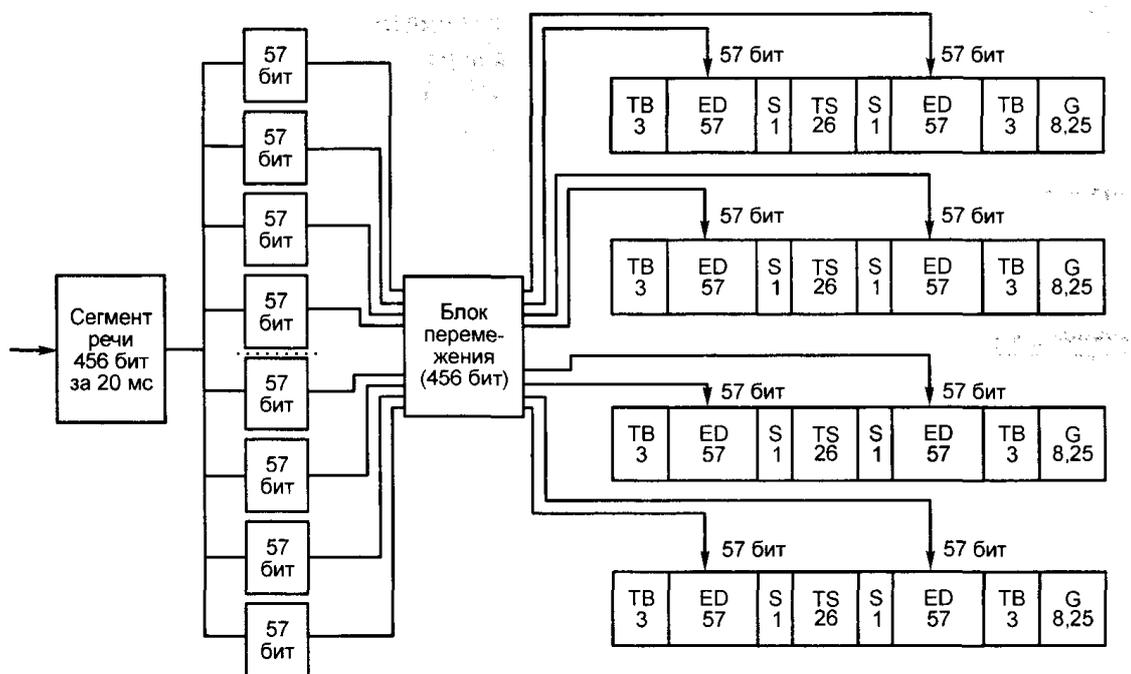
В кодере канала 260 бит информации разделяются на 2 класса:

- класс 1 — в него включено 182 бита, защищаемых помехоустойчивым кодированием;
- класс 2 — в него включены оставшиеся $260 - 182 = 78$ бит, которые передаются без помехоустойчивого кодирования.

3.18.1. Схема блочного диагонального перемежения в стандарте GSM

В стандарте GSM используется достаточно сложная и совершенная схема блочного диагонального перемежения.

Полученные 456 бит информации одного 20-миллисекундного сегмента речи разбиваются на 8 подсегментов по 57 бит каждый ($456/8 = 57$).



Далее в блоке перемежения реализуется алгоритм перемежения, обладающий свойствами квазислучайности, так что смежные биты исходной последовательности разделяется непостоянным числом бит, причем после перемежения 57 бит одного подсегмента распределяются между смежными восемью подсегментами таким образом, что смежными с каждым конкретным битом оказываются соответствующие ему по положению биты, отстоящие от него до перестановки на 4 подсегмента, причем на четные и

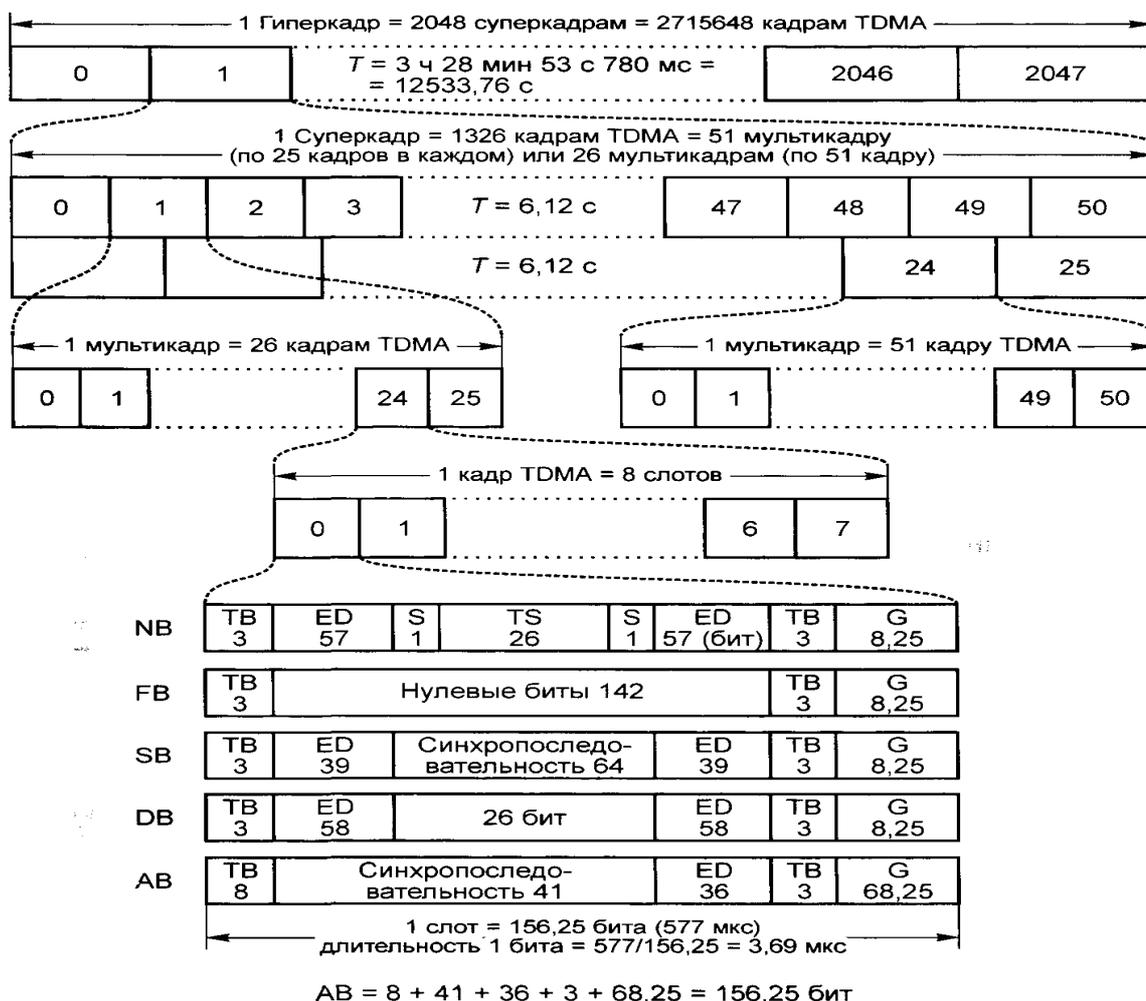
нечетные (после перестановки) битовые позиции подсегмента ставятся биты из смежных сегментов.

Таблица перемежения для речевой последовательности бит имеет вид:

Номер кадра	F0	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7
	a_0, b_4	a_1, b_5	a_2, b_6	a_3, b_7	a_4, b_0	a_5, b_1	a_6, b_2	a_7, b_3
Биты речевой последовательности	114	114	114	114	114	114	114	114 биты

После перемежения бит информации одного речевого сегмента распределяются по одноименным слотам (временным интервалам) четырех последовательных кадров канала трафика: два поля по 57 бит в слоте и каждое 57-битовое поле снабжается дополнительным скрытым флажком S, помечающим информацию речи.

3.18.2. Структура кадра и мультикадра в стандарте GSM



3.18.3.Процесс (алгоритм) декодирования в стандарте GSM

1. Сверточное декодирование информации после эквалайзера, при этом исправляются ошибки в пределах возможностей кода свертки.
2. По коду четности проверяется наличие остаточных ошибок в информации подкласса 1А.
- 3.
4. Реализуется блочное декодирование речевой информации.
5. Реализуется сверточное и блочное декодирование управляющей информации, которая далее поступает в ЦПУ

Контрольные вопросы

1. Кодирование канала – блочные симметричные линейные коды; коды с контролем четности
2. Кодирование канала - способы защиты от ошибок; виды кодов; компромиссы при кодировании с коррекцией ошибок.
3. Кодирование канала – схема декодера для кода (6,3)
4. Кодирование канала – циклические коды
5. Кодирование канала - Коды Хемминга. Расширенный код Голея. Коды БХЧ.
6. Кодирование канала – декодирование циклического кода (7,4)
7. Кодирование канала. Циклические коды – логическая схема для реализации полиномиального деления.
8. Кодирование канала. Циклические коды – систематическое кодирование с помощью регистра сдвига.
9. Кодирование канала. Циклические коды – обнаружение ошибок с помощью регистра сдвига.
10. .Сверточное кодирование.
11. Систематические и несистематические сверточные коды.

12. Модели каналов при сверточном кодировании и методы декодирования при этом.
13. Способы представления сверточного кодера.
14. Схема сверточного кодера при $K=3$ и степени кодирования $1/2$.
15. Диагональная схема перемежения.
16. Блочная схема перемежения.
17. Коды Рида-Соломона
18. Турбокоды
19. Структурная схема кодера канала стандарта GSM.
20. Схема кодирования сегмента речевого сигнала в стандарте GSM.
21. Схема блочного диагонального перемежения в стандарте GSM.
22. Структура кадра и мультикадра в стандарте GSM.
23. Процесс (алгоритм) декодирования канала в стандарте GSM.

4.ИНТЕРФЕЙСЫ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА МОБИЛЬНЫХ ТЕРМИНАЛОВ

4.1. Интерфейс USB.

Universal Serial Bus - универсальная последовательная шина. Является промышленным стандартом. Предназначена для подключения многих устройств в том числе и мобильных терминалов (телефонов).

4.1.1. Особенности с точки зрения пользователя.

1. Простота кабельного соединения.
2. Скрытие подробностей электрического подключения от конечного пользователя.
3. Самоидентифицирующиеся ПУ, автоматическая связь устройств с драйверами и конфигурирование.
4. Возможность динамического подключения и конфигурирования ПУ.

4.1.2. Скорости.

LS (Low Speed) - низкая - 1,5 Мб/с (USB1.0)

FS (Full Speed) - полная - 12 Мб/с (USB1.0)

HS (High Speed) - высокая 480 Мб/с (USB2.0)

Структура USB и организация шины имеет хостцентрический вид.

Допускается 5 уровней хабов. Все подключенные устройства могут обслуживаться хостом одновременно. Такая структура называется многоярусной звездой: Каждый кабельный сегмент соединяет 2 точки (хаб с хабом или хаб с функцией).

4.1.3. Протоколы и уровни взаимодействия между хостом и ПУ:

Протокол включает 3 уровня взаимодействия (рис. 4.2.):

1. Верхний – уровень функций. В хосте для уровня функций существует программная часть Client SW. Он взаимодействует с функцией Function (виртуальное взаимодействие на уровне данных).

USB-system взаимодействует виртуально с USB Logical Device.

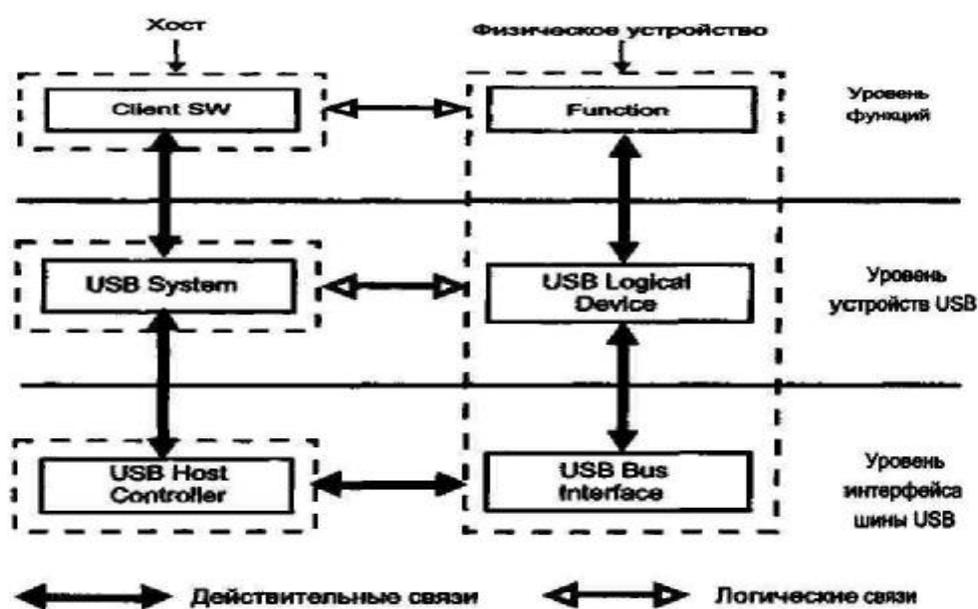


Рис. 4.2.

2. Уровень устройств USB

3. Уровень интерфейса шины

Элементы структуры.

Физическое устройство USB – устройство на шине, выполняющее функции интерфейса конечного пользователя.

Client SW – ПО, соответствующее конкретному устройству, исполняемое на хосте. Может являться составной частью ОС или отдельным ПО (драйвер) устройства.

USB System SW – системная поддержка USB, независимая от конкретных устройств (драйвер шины)

USB Host Controller – аппаратно-программные средства для подключения устройств USB к хост-компьютеру.

4.1.4. Физический интерфейс

Физический интерфейс включает в себя 4 провода:

1 контакт – напряжение U_{bus} ($U_{пит} = \pm 5V$)

2 контакт – D+

3 контакт – D-

4 контакт – земля

Соединение

2 вида соединения: - витая пара (макс. длина 5 м) – экранированная; - невитая пара – неэкранированная. Различие в качестве и дальности проводов.

Витая пара(рис. 4.3):

Такое подключение для полноскоростных устройств (полная и высокая скорость)

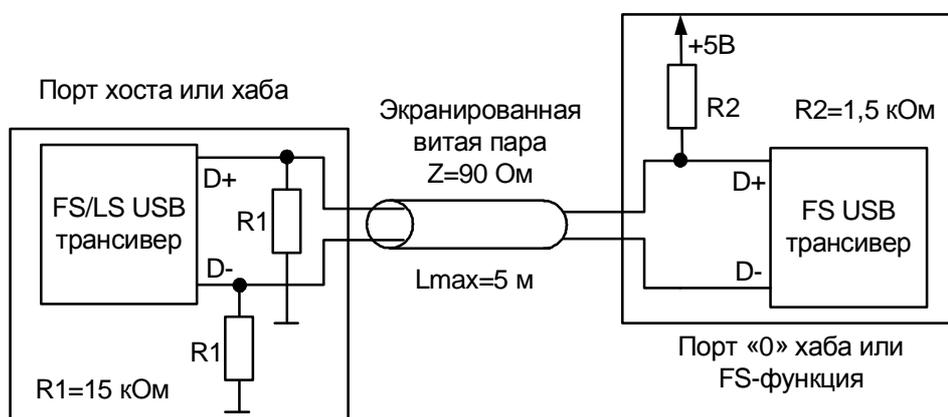


Рис. 4.3.

Невитая пара (рис. 4.4):

Если LS-функция, то можно ограничиться невитой неэкранированной парой длиной до 3 м.

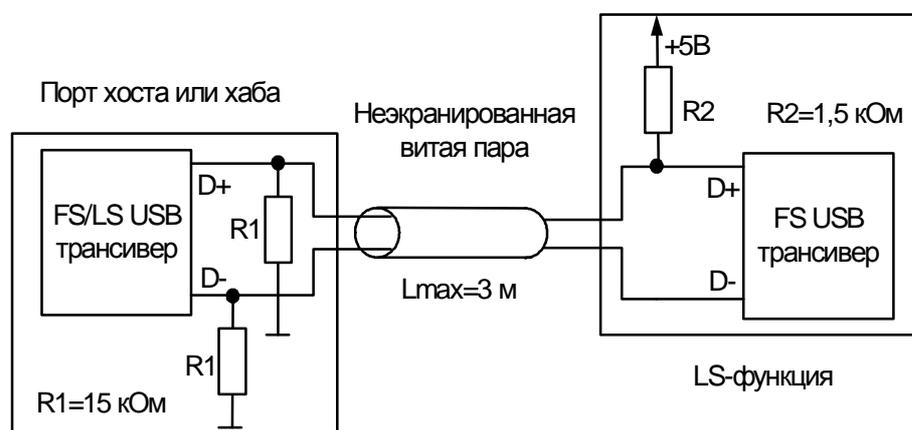


Рис. 4.4.

Кабели 2 типов:

Тип А – для подключения к хабам устройств, не отсоединяемых на своем конце (мышь, клавиатура)

Тип В – для устройств, у которых кабель может отсоединяться (принтер, сканер)

Разъемы типов "А" и "В" (рис.4.5 а, б) различаются механически, что исключает недопустимые петлевые соединения портов хабов. Четырехконтактные разъемы имеют ключи, исключающие неправильное присоединение. Конструкция разъемов обеспечивает позднее соединение и раннее отсоединение сигнальных цепей по сравнению с питающими. Для распознавания разъема USB на корпусе устройства ставится стандартное символическое обозначение.

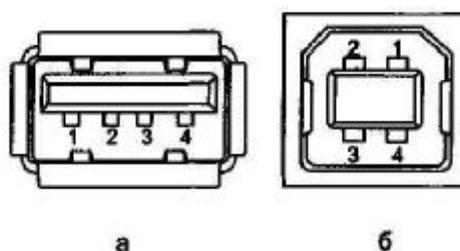


Рис. 4.5.

Питание устройств USB возможно от кабеля (Bus-Powered Devices) или от собственного блока питания (Self-Powered Devices). Хост обеспечивает питанием непосредственно подключенные к нему ПУ. Каждый хаб, в свою очередь, обеспечивает питание устройств, подключенных к его нисходящим портам. Максимальная потребляемая мощность ограничена: в сумме не более 500 мА (т.е. каждое устройство не более 100 мА)

$$U_{\text{пер}} "0" \leq 0,3\text{В}$$

$$U_{\text{пер}} "1" \geq 2,8\text{В}$$

$$U_{\text{пр}} "0" < 0,5\text{В}$$

$$U_{\text{пр}} "1" < 3,8\text{В}$$

Передачик должен иметь возможность перехода в высокоимпедансное состояние.

Каналы (pipe) – модель передачи данных между конечной точкой и хост-контроллером.

Могут быть каналы 2 видов:- потоки; - сообщения, массивы

Поток может реализовать следующие виды обмена:

1. Сплошной
2. Изохронный
3. Прерываний

Сообщение имеет формат, определенный USB. Хост посылает запрос к контрольной точке, после которого передает пакет сообщения и информацию о состоянии конечной точки (квитанция о приеме)

4.1.5.Протокол обмена.

Весь обмен происходит кадрами. Кадр состоит из транзакций. Транзакция состоит из пакетов. Пакеты бывают 3 типов: - пакет-маркер; - пакет данных; пакет-подтверждение (квитанция). На изохронных передачах этот пакет отсутствует.

Параметры кадра

– FS, LS: Длительность=1мс, частота=1кГц

- HS: Длительность=125нс, частота=8кГц

Каждая транзакция планируется контроллером и идентифицируется по следующим параметрам:

1. Наличие пакета-маркера. Он описывает тип и направление передачи, адрес устройства и номер конечной точки.
2. Источник данных, определяемый маркером. Передает пакет данных или уведомление об отсутствии данных для передачи.
3. После успешного приема пакета источник приписывает подтверждение, причем может быть получен отказ от приема данных, если буфер переполнен.

4.2. BlueTooth

4.2.1. Общая характеристика

Радиоинтерфейс BlueTooth может использоваться в мобильных телефонах для организации режима Hands Free (свободные руки) и для подключения к компьютеру и др. устройствам, в том числе к компьютерным сетям. Интерфейс появился в 1998 году. Его поддерживает группа компаний SIG-2000.

Интерфейс использует $f = 2,4 - 2,4835$ ГГц (промышленный научно-технический диапазон - ISM)

Скорость передачи:

- 720 Кб/с в асимметричном режиме
- 420 Кб/с в полудуплексном режиме

Мощность: $P \leq 10$ мВт

Длина: связи от 10 м до 100 м

Интерфейс регламентируется стандартом IEEE 802.11 - локальные беспроводные сети.

Вся отведенная полоса делится на каналы $\Delta f = 1$ МГц. Каждый канал представляет собой псевдослучайную последовательность скачков по 79-23 каналам. Это зависит от страны. По времени весь канал делится на сегменты (тайм-слоты) длительностью 625 мкс. Скачки происходят синхронно со скоростью 1600 скачков/с. В одной пикосети может быть до 7 подчиненных устройств и 1 основное. Подчиненные устройства могут входить в несколько сетей. Через 227 мс происходит переключение. (227 - длина ПСП (всего 10 вариантов)). Частота смены каналов 1600 раз в сек.

Установка соединения происходит автоматически в несколько этапов.

4.2.2.Интерфейс имеет 4 слоя протоколов.

Таблица

№	Протокольный слой	Протоколы в стеке
1	Корневые протоколы (Core Protocol)	BaseBand, LMP, L2CAP, S2DP
2	Протокол с заменой кабеля (кабельное соединение)	RFComm
3	Протокол управления телефонией	TCS binary, AT - команда
4	Воспринятые протоколы (Adapted Protocol)	PPP, UDP/TCP/IP, OBEX, WAP, VCARD, IrMC, WAE

4.2.3.Временная диаграмма асинхронного режима.

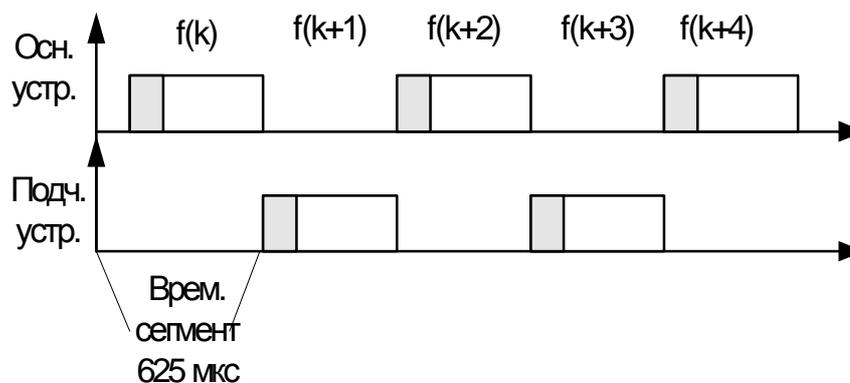


Рис. 4.6.

Асинхронные пакеты передаются в то время, которое не зарезервировано для синхронных.

Пакет состоит из:

1. 72 бита - код доступа (идентифицирует пакеты, для синхронизации процедур запроса)
2. 54 бита - заголовок (состоит из 6 полей, может отсутствовать)
3. 2745 бит - данные

4.2.4. Электронная база. Общая структура устройства (рис. 4.7).

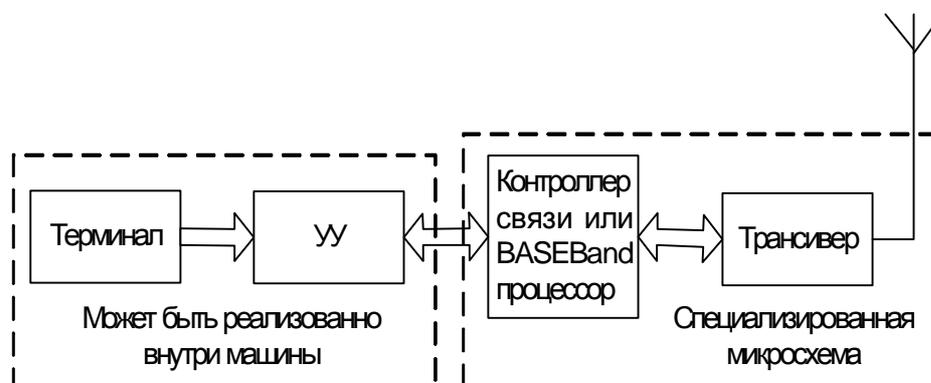


Рис. 4.7.

Трансивер преобразует битовый сигнал в радио. Происходит модуляция радиоволны битового сигнала. Управляющее устройство реализует протоколы верхнего уровня.

4.3. Инфракрасный порт.

С его помощью можно подключить мобильный терминал (телефон) к компьютеру.

Этот последовательный порт поддерживает 3 скорости:

- Низкая $U=115,2$ Кб/с
- Средняя $U=1152$ Кб/с
- Высокая $U=4$ Мб/с

4.3.1. Стандарты:

1. *Sharp - IR*. Режим поддерживает двунаправленную связь, используя DASK. Скорости до 38,4 Кб/с.

2. *IrDA - 1.0 SIR* - двунаправленная связь. Позволяет передавать данные со скоростью 115,2 Кб/с (низкая скорость). Стандарт фирмы HP.

3. *IrDA - 1.1 MIR* - средняя скорость, *FIR* - высокая скорость.

4. Стандарт для бытовой аппаратуры.

4.3.2. Приемопередатчики ИК.

- Внутренние приемопередатчики для низкой скорости - подключаются с помощью схемы UART.

- Для средней и высокой скорости - используется специализированная схема контроллеров, которая обеспечивает прямое обращение к шине (Pc87109). Контроллер выполнен в виде карты расширения или интегрируется в системную плату. Приемопередатчик подключается напрямую или через специальный разъем.

- Внешние ИК-адаптеры выполняются с интерфейсом RS-232C или с шиной USB.

Для организации связи используются диоды (рис 4.8):

1. Излучающий светодиод
излучает в секторе 30° .
2. Пин-диод (фотодиод).
принимает в секторе 15°



Рис. 4.8

Параметры интерфейса:

Длина надежной связи = 1.0 м

Тип связи - полудуплексный

4.3.3. Протоколы 7 уровней:

1. Физический уровень. Его временная диаграмма – на рис. 6.4 Тактовая частота задается 24 МГц (тактовая частота генератора = 1МГц). Время импульса = 1,63 мкс = 3/16 бита

В режимах MIR и FIR есть понятие кадра. Начало и конец отмечаются флагами.

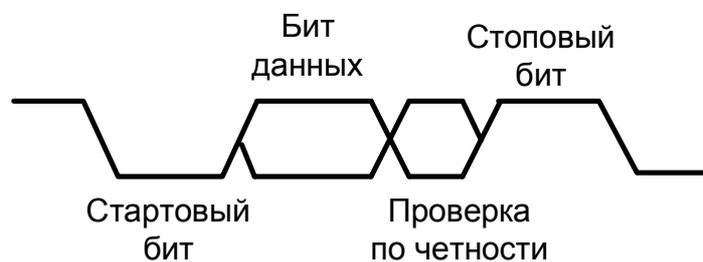


Рис. 4.9.

Для MIR - 16-битный CRC-код

Для FIR - 32-битный CRC-код (позиционно-импульсный код для любой пары бит)

2. IrLAP - ИК модификация протокола HDLC для ИК-связи. Протокол описывает процедуру установления, нумерации и закрытия соединения.

3. Протокол установления соединения. IrLMP устройство сообщает о своем присутствии. Позволяет обнаруживать сервисы, предоставляемые другими устройствами, проверять потоки данных и выступать в роли мультиплексора.

4. Транспортный протокол Tiny TP - обслуживает внутренние каналы, производит установку данных в пакеты и сборку данных из пакетов.

5. IrCOMM - позволяет через ИК-связь эмулировать
- обычное 3-проводное подключение (аналог COM-порта). По протоколу TXD, RDX, GND.

- 9-проводное подключение RS-232C

6. IrLAN - обеспечивает доступ к локальным сетям Ethernet, TokenRing. Требуется устройствам с интерфейсом IrDA, подключенным к сети.

7. Протокол объектного обмена (высокий уровень) IrOBEX - определяет команды ввода-вывода (имеет расширение для мобильной связи).

4.4.Устройства отображения информации (УОИ). Дисплей.

Различают 2 вида дисплеев: светодиодные и жидкокристаллические (ЖК).

Рассмотрим виды жидких кристаллов:

1. Сметические жидкие кристаллы - жидкие кристаллы, в которых длинные молекулы сгруппированы в слои. Между слоями существует слабое взаимодействие, что позволяет им легко сдвигаться друг относительно друга.
2. Нематические жидкие кристаллы - жидкие кристаллы, образованные длинными сигарообразными или нитевидными молекулами, которые параллельны друг другу, но беспорядочно сдвинуты вдоль своих осей.
3. Холестерические жидкие кристаллы - жидкие кристаллы, молекулы которых образуют закрученную структуру.

4.4.1. Виды электрических явлений в кристаллах

1. Эффект динамического рассеивания. Под действием напряжения и тока жидкий кристалл становится матовым вследствие нарушения упорядоченности кристалла. Напряжение для достижения этого эффекта составляет 5-6 В, f питания – 10 кГц, время включения – 50-500 мс.
2. Твист-эффект. Эффект заключается в том, что при приложении напряжения молекулы ориентируются вдоль поля и не изменяются поляризации света. $U = 9-1.5$ В, время переключения 30-200 мс.
3. Эффект «гость-хозяин» основан на ориентации молекул носителя вместе с молекулами ЖК. $U = 2-10$ В, $t = 30-500$ мс.

4.4.2. Параметры ЖК-индикаторов

1. Контрастность (80-100%)
2. Напряжение (2-20 В) – переменное
3. Ток (1-100 мкА)
4. Частота питания (10 Гц – 1 МГц)

4.4.3. Достоинства ЖК

1. Простота конструкции
2. Низкое энергопотребление
3. Хороший контраст
4. Хорошая совместимость с ИС

4.4.4. Недостатки ЖК

1. Необходимость подсветки
2. Узкий диапазон температур
3. Разрешающая способность фиксирована
4. Некоторые пиксели могут выходить из строя

4.5. Клавиатура

Клавиатура служит для набора информации. Она состоит из клавиш, подпружиненных резиновыми колпачками, и 3 слоев пленки. На верхнем и нижнем слоях нанесены проводники и контактные площадки под клавишами. Средний слой – разделительный. В нем под каждой клавишей сделано отверстие, обеспечивающее контакт между верхней и нижней пленками при нажатии клавиши. Схема управления состоит из 2 процессоров. Первый формирует электрический сигнал последовательно на каждой из шин. Второй производит опрос присоединенных к нему шин для обнаружения сигнала, возникающего при замыкании (соединении) горизонтальной шины (на рисунке) с вертикальной при нажатии соответствующей клавиши

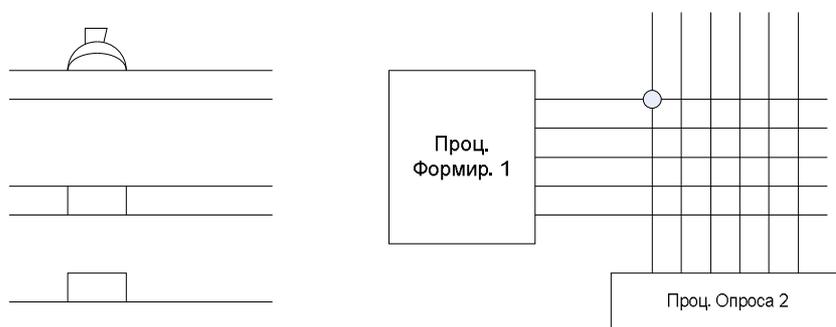


Рис. 4.10

4.6. Фотокамера в смартфонах

Разрешение стандартных фотокамер в смартфонах составляет 144*176 или 128*196 пикселей (1,3-4 мегапикселей). Глубина цвета достигает 24 бит. Один пиксель может отображать один цвет.

Применяются палитры RGB и CMYK. В RGB преобладает зеленый цвет.

G	R	G	R	G	R
B	G	B	G	B	G
G	R	G	R	G	R
B	G	B	G	B	G
G	R	G	R	G	R
B	G	B	G	B	G

M	Y	M	Y	M	Y
G	G	G	G	G	G
M	Y	M	Y	M	Y
G	G	G	G	G	G
M	Y	M	Y	M	Y
G	G	G	G	G	G

Структурная схема фотокамеры имеет вид:

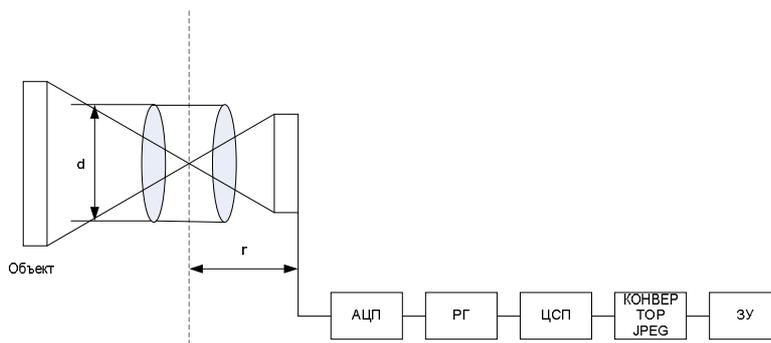


Рис. 4.11.

Величину $(r/d)^2$ называют относительным фокусным расстоянием. Свет, прошедший через оптическую систему (линзы), попадает на светочувствительную матрицу. Применяются матрицы 2 видов: ПЗС (CCD) и КМОП (CIS). Далее аналоговый сигнал подается на АЦП, преобразуется в цифровой и записывается в регистр РГ. Блок ЦСП обеспечивает интерполирование и конвертацию в JPEG. Видео хранится в формате MPEG.

MPEG по структурному принципу очень схож с JPEG, и даже основывается на этом стандарте, но с одной лишь разницей: в нем используется множество специфических надстроек. То есть, например, для реализации короткого видеофрагмента нам может понадобиться только один полноценный кадр, сжатый в JPEG, а все остальное можно достраивать, регистрируя только небольшие изменения относительно исходного. Идея JPEG кодирования проста – изображение по специальному алгоритму разбивается на блоки 16×16 , к которым в дальнейшем применяется дискретное косинусное преобразование. При этом, в зависимости от выбранного качества, наименее значимые с точки зрения алгоритма цвета убираются (или подменяются более значимыми в этом блоке), что позволяет значительно уменьшить объем хранимой информации.

Данный алгоритм в обычной жизни хорошо себя проявляет на красочных, многоцветных фотографиях, и отвратительно на рисунках, использующих небольшой набор цветов.

Контрольные вопросы

1. Классификация УОИ. Жидкокристаллический индикатор (ЖК) - виды электрических явлений в них. Параметры и конструкция ЖК-индикаторов.

2. Дисплей – назначение. Параметры дисплеев на ЖК, преимущества и недостатки. Способы запитки матрицы.

3. Кодирование цифрового видео MPEG, JPEG.

4. Клавиатура и ее клавиши. Схема управления клавиатурой.

5. Фотокамера, ее параметры и назначение. Структурная схема фотокамеры.

Список рекомендуемой литературы

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: СПб., Киев: Вильямс, 2003.

2. Феер К. Беспроводная цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлёва. – М.: Радио и связь, 2000, обл., 520с.

3. Галкин В. А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 432 с.

4. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000.

2. Попов В. И. Основы сотовой связи стандарта GSM. _ М.: Эко-Трендз, 2005. – 206с.

3. Гук М. Аппаратные интерфейсы ПК Энциклопедия. – СПб.: Питер, 2002. – 528с.

4. Гук М.. Аппаратные средства IBM PC. Энциклопедия. – СПб.: Питер, 2003 – 928с.

5. Мюллер С. Модернизация и ремонт ПК, 12-е изд. Издат. дом «Вильямс», 2001. – 1184с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	3
Введение.....	4
Характеристики терминального оборудования мобильных станций.....	4
Классификация МТ.....	6
1. МОБИЛЬНЫЕ СТАНЦИИ.....	7
1.1.Функциональная схема типичной системы цифровой связи.....	7
1.2.Основные преобразования сигнала.....	7
1.3.Структурная схема мобильной станции.....	8
1.4.Детальная структурная схема мобильной станции.....	9
Контрольные вопросы.....	12
2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	13
2.1.Виды информации.....	13
2.2.Форматирование и передача видеосигнала в цифровой связи.....	14
2.3.Кодирование речи.....	21
2.4. Обзор методов кодирования речевых сигналов.....	43
Контрольные вопросы.....	46
3.КОДИРОВАНИЕ КАНАЛА.....	47
3.1.Ортогональные коды.....	47
3.2.Биортогональные коды.....	48
3.3.Структурированные последовательности.....	49
3.4.Модели каналов.....	50
3.5.Блочное кодирование.....	51
3.6.Коды с контролем четности.....	52
3.7.Компромиссы, решаемые при кодировании.....	55

3.8.Линейные блочные коды.....	55
3.9.Систематические линейные коды.....	58
3.10.Блочные циклические коды.....	63
3.11.Код Хэмминга.....	68
3.12.Расширенный код Голея.....	68
3.13.БХЧ-коды.....	69
3.14.Коды Рида-Соломона.....	69
3.15.Сверточное кодирование.....	71
3.16. Турбокоды	79
3.17. Схемы перемежения	80
3.18.Структурная схема кодера канала стандарта GSM.....	83
Контрольные вопросы.....	87
4.ИНТЕРФЕЙСЫ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА МОБИЛЬНЫХ ТЕРМИНАЛОВ.....	89
4.1. Интерфейс USB.....	89
4.2. Интерфейс BlueTooth.....	94
4.3. Инфракрасный порт.....	96
4.4.Устройства отображения информации (УОИ). Дис- плей.....	98
4.5.Клавиатура.....	100
4.6.Фотокамера в смартфонах.....	101
Контрольные вопросы.....	102
Список рекомендуемой литературы.....	103