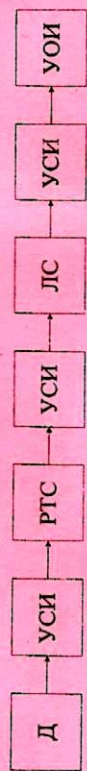


РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Методические указания к курсовому проекту



УДК 621.396

Радиосистемы передачи информации: методические указания к курсовому проекту/Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. С.Н. Кириллов. - Рязань, 2019. -40 с.

Приведены указания к курсовому проекту по дисциплине «Радиосистемы передачи информации». Рассмотрены радиотелеметрические системы с адаптивной дискретизацией и адаптивной коммутацией каналов, а также такие способы уплотнения каналов, как мажоритарное, временное частотное и уплотнение каналов по форме. Дан пример расчета группового сигнала с временным разделением каналов.

Предназначены для студентов специальности 210304 «Радиоэлектронные системы», обучающихся по курсу «Радиосистемы передачи информации», а также для бакалавров и магистров по направлению «Радиотехника».

Ил. 34. Библиогр.: 10 назв.

Радиотелеметрические системы, системы сжатия информации, квантователи, временное разделение каналов, частотное разделение каналов, разделение каналов по форме, адаптивная дискретизация каналов, адаптивная коммутация каналов, групповой сигнал

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета (зав. кафедрой проф. В.И. Кошелев)

Радиосистемы передачи информации

Составитель Кириллов Сергей Николаевич

Редактор Р.К. Мангутова

Корректор С.В. Макушина

Подписано в печать 15.07.19, Формат бумаги 60x84 1/16.

Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 2,5.

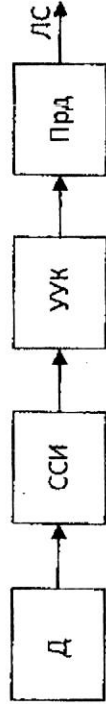
Тираж 50 экз. Заказ 3678.

Рязанский государственный радиотехнический университет.
390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РРТУ.

1. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

В данном курсовом проекте необходимо разработать радиотелеметрическую систему (РТМС), обеспечивающую передачу информации с заданными показателями качества. Кроме того, необходимо обеспечить сокращение избыточности информации в данной радиосистеме передачи данных. Передающая часть РТМС может быть представлена следующим образом (см. рисунок).



Передающая часть РТМС

Здесь Д - датчики, ССИ - система сжатия информации, УУК - устройство уплотнения каналов, Прд - передатчик, ЛС - линия связи. В качестве исходных данных на курсовое проектирование используются показатели верности, форма спектра, число каналов, квантователь, отношение сигнал-шум квантователя, способ уплотнения, алгоритм сжатия и вероятность ошибки на символ. Таким образом, в курсовом проекте необходимо обосновать и выбрать в соответствии с исходными данными систему сжатия информации, систему уплотнения каналов, а также определить структуру группового сигнала и его длительность.

Порядок выполнения курсового проекта:

- 1) определение частоты опроса датчиков;
- 2) обоснование и выбор структуры системы сжатия информации;
- 3) обоснование и выбор структуры квантователя;
- 4) обоснование и выбор структуры системы уплотнения каналов;
- 5) определение структуры группового сигнала и его параметров.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ОПРОСА ПЕРВИЧНОГО СИГНАЛА

Определим частоту опроса первичного сигнала F_0 при среднем квадратическом приближении алгебраическими полиномами. Используем показатель верности оценки $U(t)$ в форме интегральной средней квадратической ошибки [1]:

$$\beta_{T_n} = \sqrt{\frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} M [\hat{U}(t) - U(t)]^2 dt},$$

где $\hat{U}(t)$ - восстановленный сигнал, $U(t)$ - первичный сигнал, $M[\]$ - математическое ожидание, T_u - интервал интерполяции.

Более удобно использовать приведенный показатель верности

$$\gamma_{\text{эф}} = \frac{\beta_{\text{т}}}{U_{\text{эф}}}$$

где $U_{\text{эф}}$ - эффективное значение сигнала.

Используем эту формулу для определения частоты опроса в случае четырех моделей первичного сигнала.

Модель 1. Сигнал с ограниченным равномерным спектром (рис. 2.1).

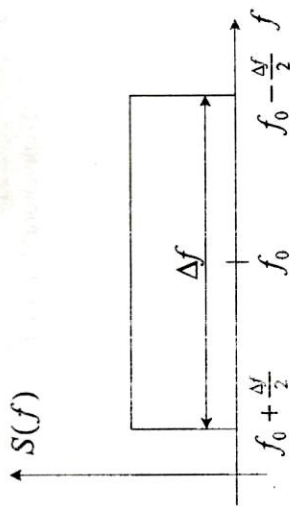


Рис. 2.1. Сигнал с ограниченным равномерным спектром

$$f_T = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{23.7 \cdot 10^{-3}} = 42.1$$

Применяя косинус-преобразование Фурье от $S(f)$, получаем функцию корреляции этого сигнала

$$K(\tau) = U_{\text{эф}}^2 \frac{\sin 2\pi \Delta f \tau}{2\pi \Delta f \tau} \cos 2\pi f_0 \tau.$$

Модель 2. Сигнал с треугольным спектром (рис. 2.2)

$$S(f) = \frac{U_{\text{эф}}^2}{F_m} \left(1 - \frac{f}{F_m} \right), 0 \leq f \leq F_m.$$

Эффективная ширина спектра в этом случае имеет вид

$$\Delta f_{\text{эф}} = \frac{F_m}{2}, \text{ а функция корреляции равна}$$

$$K(\tau) = U_{\text{эф}}^2 \left[\frac{\sin \pi F_m \tau}{\pi F_m \tau} \right]^2,$$

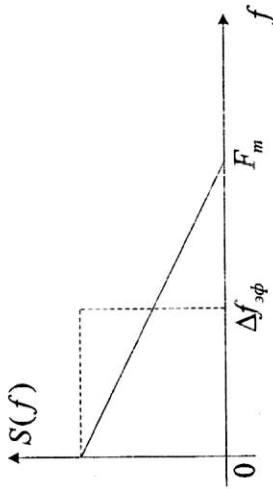


Рис. 2.2. Сигнал с треугольным спектром

Модель 3. Сигнал марковского типа (рис. 2.3).

Энергетический спектр этого сигнала описывается соотношением

$$S(f) = \frac{U_{\text{эф}}^2}{\left[1 + \left(\frac{\pi f}{2 \Delta f_{\text{эф}}} \right)^2 \right]^2}$$

а функция корреляции равна

$$K(\tau) = U_{\text{эф}}^2 \exp \left[-4 \Delta f_{\text{эф}}^2 |\tau| \right].$$

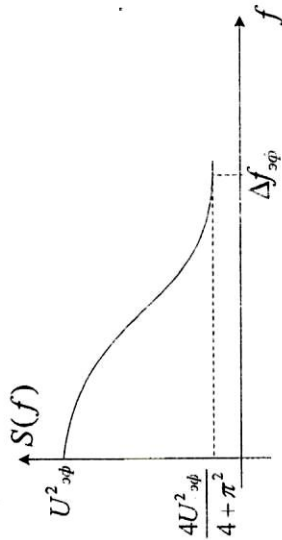


Рис. 2.3. Сигнал марковского типа

Модель 4. Сигнал с колокольным спектром (рис. 2.4).

Энергетический спектр этого сигнала описывается соотношением

$$S(f) = \sqrt{\frac{a}{\pi}} U_{\text{эф}}^2 \exp[-af^2],$$

а функция корреляции равна

$$K(\tau) = U_{\text{эф}}^2 \exp\left[-\frac{4}{\pi} \Delta f_{\text{эф}}^2 \tau^2\right] \cdot \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{\pi}{2} \Delta f_{\text{эф}}^2 \tau^2\right] \cdot d\tau = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \Delta f_{\text{эф}}$$

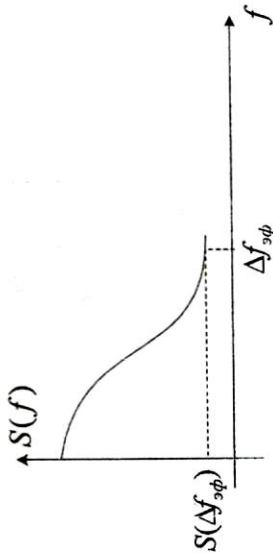


Рис. 2.4. Сигнал с колокольным спектром

Эти модели охватывают значительную часть практически используемых сигналов и являются стационарными случайными процессами. Применяя для этих моделей интерполяцию по Лагранжу при $n=1,2,3$

$$x_i = \frac{\prod_{j=0}^{n-1} (t - t_j)}{\prod_{j=0}^{n-1} (t_i - t_j)},$$

где $\prod^{(i)}$ - символ произведения, в котором отсутствуют сомножители при $j=i$, приведем в таблице следующие формулы для расчета величины $x = F_0 / 2\Delta f_{\text{эф}}$. В случае модели 1 и идеальной интерполяции, т.е. при опросе по В.А. Котельникову, $x = 1$. Формулы, приведенные в таблице, используются для определения частоты опроса датчиков $F_0 = x\Delta f_{\text{эф}}$.

Модель	$x = \frac{F_0}{2\Delta f_{\text{эф}}}$		
	$n=1$	$n=2$	$n=3$
1	$52.4/\sqrt{\gamma_{\text{эф}}}$	$6.4/\sqrt{\gamma_{\text{эф}}}$	$3.8/\sqrt[3]{\gamma_{\text{эф}}}$
2	$74.4/\sqrt{\gamma_{\text{эф}}}$	$9.6/\sqrt{\gamma_{\text{эф}}}$	$6/\sqrt[3]{\gamma_{\text{эф}}}$
3	$\left(\frac{100}{\gamma_{\text{эф}}}\right)^2$	$\left(\frac{81}{\gamma_{\text{эф}}}\right)^2$	$\left(\frac{87}{\gamma_{\text{эф}}}\right)^2$
4	$23/\sqrt{\gamma_{\text{эф}}}$	$5.5/\sqrt{\gamma_{\text{эф}}}$	$4.5/\sqrt[3]{\gamma_{\text{эф}}}$

Задавая моделью сигнала, исходя из таблицы, можно определить коэффициент α и далее рассчитать значение F_0 .

3. ВЫБОР СИСТЕМЫ СЖАТИЯ ИНФОРМАЦИИ

3.1. Радиотелеметрическая система с адаптивной дискретизацией каналов

Назначением данных РТМС является согласование характеристик входного потока сообщений с характеристиками канала передачи. Обычно большой объем измерительных сообщений необходимо передавать по каналу связи (КС) с ограниченной полосой пропускания. Поэтому вводят адаптивную систему сжатия, которая будет опрашивать несколько каналов и обрабатывать существующие отсчеты с целью сокращения избыточной информации.

Возможны два варианта построения адаптивных РТМС с предварительным сокращением избыточной информации [2]: устройство сокращения данных имеется в каждом измерительном канале (РТМС с АД в каждом канале с буферной памятью); устройство сокращения данных находится после коммутатора или после АЦП (РТМС с исключением избыточных данных или с АД в каждом канале без буферной памяти).

Наиболее целесообразно использовать РТМС с адаптивной дискретизацией в каждом канале без буферной памяти. Достоинством данной схемы является отсутствие буферной памяти, что позволяет производить передачу информации в реальном масштабе времени. Иногда данную систему называют асинхронно-циклической (рис. 3.1).

Распределитель импульсов РИ останавливается и выдает номер (адрес) выбранного канала в блок считывания БС. В БС код адреса и код параметра преобразуются из параллельного кода в последовательный и передаются в линию связи ЛС. По окончании считывания БС выдает сигнал на разрешение дальнейшего прохождения импульсов через схему запуска на распределитель, а также на один из входов схемы совпадения «Ит». Схема «Ит» служит для формирования сигнала сброса АВД в момент отсчета. Так как на второй вход схемы «Ит» поступает сигнал от схемы «И» своего канала, то сброс АВД производится только в выбранном канале. После этого распределители продолжают опрос схем «И». В асинхронно-циклических системах можно не передавать код адреса, а вместо него через канал связи передаются на приемник импульсы переключения распределителя РИ от схемы запуска СЗ. Для предотвращения передачи нулевой информации может быть использована обратная связь от блока считывания к АВД, где осуществляется регулировка допустимой погрешности аппроксимации.

Недостатком такой системы является сложность аппаратуры.

3.2. Радиотелеметрическая система с адаптивной коммутацией каналов

Адаптивная коммутация представляет собой способ изменения частоты опроса источников информации в соответствии со скоростью изменения входного сигнала [3]. Основной проблемой системы сжатия информации является объединение потоков отсчетов, идущих с различной частотой, в единый поток, следующий с постоянной частотой, определяемой пропускной способностью канала связи.

Очередность передачи информации от различных источников обычно производится в соответствии с такими характеристиками, как:

- наибольшая текущая потребность в информации;
- экстремальные значения входных сигналов или их производных;
- отклонение параметров от нормы.

Системы адаптивной коммутации позволяют учитывать приоритет отдельных сообщений по отношению к другим источникам. В системах адаптивной коммутации информация передается в канал связи в натуральном масштабе времени, т.е. без задержки, что является основным преимуществом таких систем.

В данных системах производится предварительный опрос всех каналов, выделяется канал с наибольшей погрешностью

Схема работает следующим образом. С помощью адаптивных временных дискретизаторов АВД в каждом канале, работающем в соответствии с одним из полиномиальных методов сжатия, осуществляется адаптивная дискретизация.

Сигналы с датчиков поступают в адаптивные временные дискретизаторы АВД, состоящие из преобразователя погрешности аппроксимации (ППА) и сравнивающего устройства (СУ). ППА функционирует в соответствии с одним из полиномиальных методов сжатия данных.

На СУ подается пороговое напряжение $\epsilon_{\text{доп}}$, соответствующее допустимой погрешности аппроксимации. Если погрешность аппроксимации в канале

$$\Delta_k \geq \epsilon_{\text{доп}},$$

то на выходе АВД появляется единица.

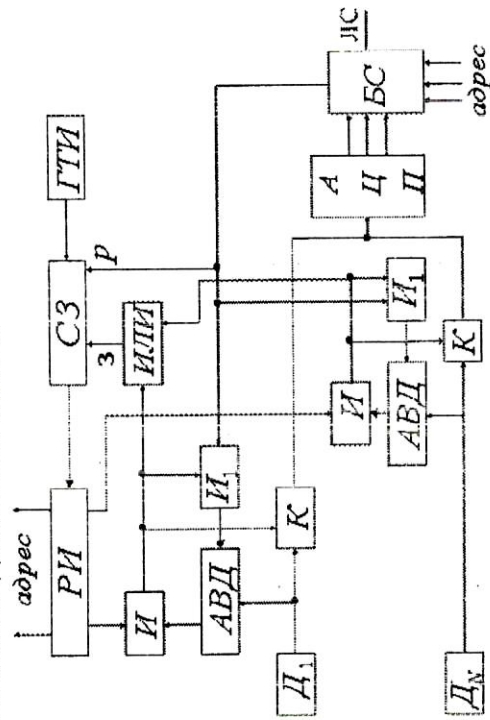


Рис. 3.1. Схема РТМС асинхронно-циклического типа

В то же время импульсы от ГТИ через открытую схему запуска СЗ с помощью распределителя импульсов РИ поочередно поступают на схему совпадения «И». На выходе схемы «И» k-го канала формируется единица, которая открывает ключ К, и соответствующий датчик подключается к АЦП. При этом через собирающую схему «ИЛИ» на схему запуска подается сигнал запрета З, запрещающий прохождение импульсов с генератора тактовых импульсов ГТИ до окончания выдачи кода в линии связи.

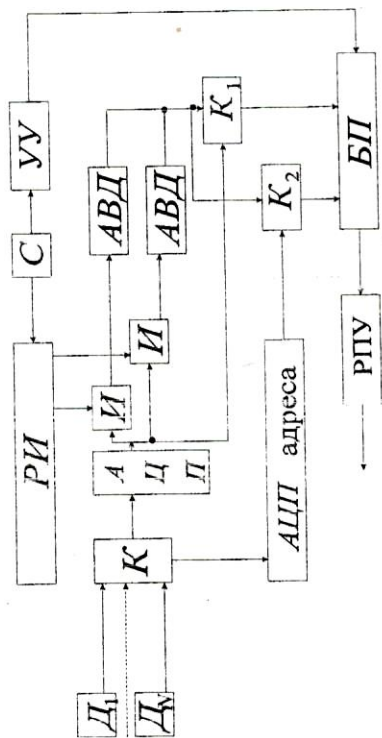


Рис. 3.3. Схема РТМС с исключением избыточных данных

Достоинства РТМС с исключением избыточных данных:

- выдача существенных отсчетов осуществляется в соответствии с нумерацией каналов в цикле, что упрощает построение приемной и передающей аппаратуры;
- при высокой частоте опроса параметров эффективность данной РТМС приближается к эффективности РТМС с адаптивной дискретизацией. При этом рассматриваемая система оказывается более простой. Также можно отметить достоинством применение цифровых АВД.

Недостатки РТМС с исключением избыточных данных:

- применение быстродействующих АЦЦ;
- необходимость обеспечения устойчивой синхронизации;
- необходимость обеспечения высокой помехоустойчивости передаваемых данных. Возможность переполнения БП. При переполнении БП происходит потеря отсчетов. С другой стороны, при полном опустошении БП в канал связи будет передаваться нулевая информация, так называемые «пустые слова», что нежелательно.

С учетом требований задания, а также на основе заданного алгоритма сжатия и количества каналов обосновывается структура системы сжатия информации.

4. ВЫБОР КВАНТОВАТЕЛЯ

4.1. Импульсно-кодовая модуляция

Следующими шагами курсового проектирования являются определение разрядности кодового слова и определение скорости передачи информации.

Самым простым и понятным способом кодирования формы сигнала является так называемая импульсно-кодовая модуляция — ИКМ (или РСМ - Pulse Code Modulation), при использовании которой производятся дискретизация и равномерное квантование входного сигнала, а далее — преобразование полученного результата в равномерный двоичный код.

В процессе квантования каждый отсчет сигнала округляется в один из M уровней x_{iq} и для двоичного представления каждого из этих уровней необходимо $n = \log_2 M$ двоичных символов (бит). При этом скорость кода R составит [2] $R = F_{отсч} \cdot \log_2 M$ (бит/с). Квантование сопровождается появлением ошибок — разланий между точными x_i и квантованными x_{iq} значениями отсчетов сигнала. При этом отношение сигнал-шум квантования может быть представлено выражением [1]:

$$q = 6V - 7,2 \text{ дБ}, \quad (1)$$

где V - разрядность кодового слова. Видно, что величина шума (ошибок) квантования уменьшается на 6 дБ на каждый дополнительный бит кода. Экспериментально показано, что при равномерном квантовании для получения практически идеального качества речи нужно квантовать сигнал не менее чем на ± 2000 уровней, иными словами, для представления каждого отсчета понадобится 12 бит, а результирующая скорость кода будет составлять $R = 8000 \text{ отсчетов/с} \times 12 \text{ бит/отсчет} = 96000 \text{ бит/с} = 96 \text{ кбит/с}$.

Для речевого сигнала (РС) характерно то, что малые уровни сигнала появляются значительно чаще, чем большие. Используя неравномерное квантование (более точно для малых уровней сигнала и более грубое для больших его уровней) таким образом, чтобы относительная ошибка квантования была постоянной для всех уровней сигнала, можно достичь того же самого субъективного качества восстановления РС при скорости кодирования $R = 64 \text{ кбит/с}$ и гораздо меньшем числе уровней квантования.

4.2. Разностная/дифференциальная импульсно-кодовая модуляция

Кроме ИКМ, широко известны [3] два метода цифрового представления аналоговых сигналов (цифровой модуляции).

1. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ) или разностная ИКМ (РИКМ). Кроме того, данный вид цифровой модуляции называют как ИКМ с предсказанием.
2. Дельта-модуляция (ДМ) - разностная модуляция с предсказанием, а также адаптивная ДМ (АДМ).

Во всех случаях процедура цифровой модуляции состоит из трех операций: дискретизации, квантования и кодирования. Дискретизация и квантование осуществляются на основе ранее изложенных принципов, а именно дискретизация - с соблюдением условий теоремы В.А. Котельникова, а квантование - исходя из допустимого уровня шумов квантования [4]. В то же время каждый метод цифровой модуляции обладает определенными особенностями.

Принцип РИКМ заключается в том, что в данном случае квантуются и кодируются не мгновенные значения кодируемого сигнала в моменты дискретизации, а "разность" между действительным и предсказанным значениями сигнала в тактовый момент. При РИКМ предсказанное значение сигнала в i -й тактовый момент принимается равным значению сигнала в предыдущий тактовый момент.

Уменьшение числа разрядов в кодовой группе при РИКМ снижает скорость передачи цифрового потока и, следовательно, уменьшает требуемую полосу частот линии передачи. Если же полоса частот линии передачи и скорость цифрового потока определяются параметрами ИКМ, то применение РИКМ позволяет уменьшить ошибку квантования по сравнению с ИКМ за счет уменьшения шага квантования. В настоящее время известно много вариантов технической реализации РИКМ [3]. Наиболее широкое распространение получила схема кодера РИКМ с обратной связью (рис. 4.1).

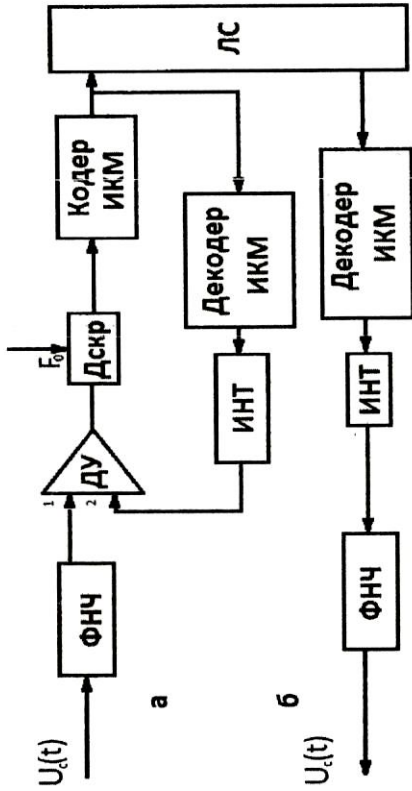


Рис. 4.1. Квантователь с РИКМ/ДИКМ

В этой схеме оценивается не разность между двумя соседними отсчетами передаваемого сигнала, а разность между значением данного отсчета и квантованным значением предыдущего отсчета, что позволяет уменьшить ошибку квантования.

Структурная схема кодера включает в себя: ФНЧ, ограничивающий спектр частот входного сигнала частотой F_0 ; дифференциальный (разностный) усилитель ДУ, усиливающий разность двух сигналов, поступающих на его входы; дискретизатор Дскр, осуществляющий дискретизацию разностного сигнала; кодер ИКМ, осуществляющий квантование и кодирование разностного сигнала; декодер ИКМ, в котором кодовые группы преобразуются в дискретные отсчеты разностного сигнала; интегратор Инт., преобразующий амплитудные отсчеты, поступающие на его вход, в ступенчатую функцию.

Рассмотрим принцип работы кодера (рис. 4.2, а). В начальный момент времени t_1 напряжение на выходе интегратора отсутствует и на выходе усилителя напряжение соответствует непрерывному сигналу. Дискретный отсчет с амплитудой U_1 квантуется и кодируется в кодере ИКМ, а затем через декодер поступает на интегратор, который запоминает его амплитуду до момента времени t_2 .

В момент времени t_2 напряжение на неинвертирующем входе ДУ равно напряжению аналогового сигнала U_2 , а на инвертирующем входе - напряжению на выходе интегратора U_1 . На выходе разностного усилителя получаем разность напряжений $\Delta U_1 = U_2 - U_1$.

После квантования и кодирования этой разности в линию поступает кодовая группа, соответствующая разности двух соседних отсчетов. По цепи обратной связи через декодер амплитуда отсчета U_2 поступает на интегратор и запоминается им до момента времени t_3 . В этот момент времени опять происходит определение разности U_2 , ее квантование, кодирование и т.д. Когда напряжение на выходе интегратора (в момент t_4) больше напряжения аналогового сигнала, разность на выходе ДУ будет отрицательной. После квантования, кодирования и декодирования на выходе интегратора получится отрицательный скачок напряжения U_3 на величину этой разности.

Структурная схема декодера РИКМ состоит из декодера ИКМ, интегратора и ФНЧ [5]. На выходе декодера ИКМ получают сигнал, соответствующий разности соседних отсчетов (рис. 4.2, б). Эти отсчеты интегратор преобразует в ступенчатое напряжение (рис. 4.2, в), а ФНЧ "сглаживает" его, в результате чего опять получают непрерывный сигнал (штриховая линия на рис. 4.2, в).

В случае РИКМ, как и при ИКМ, основным источником шумов является квантование. Но в отличие от ИКМ при том методе отсутствуют шумы ограничения, поскольку результат процесса кодирования не зависит от абсолютного значения входного сигнала, но зато возможно появление другого вида искажений - перегрузки по крутизне, когда приращение сигнала за тактовый интервал чрезмерно велико. Квантование и кодирование разности соседних отсчетов в случае РИКМ позволяют уменьшить число уровней квантования по сравнению с необходимым числом уровней при квантовании самих отсчетов. Таким образом, уменьшается разрядность представления информационных символов, передаваемых по каналу передачи в единицу времени. РИКМ целесообразно применять при передаче телевизионных и видеотелефонных сигналов, когда возможны резкие изменения напряжения сигнала.

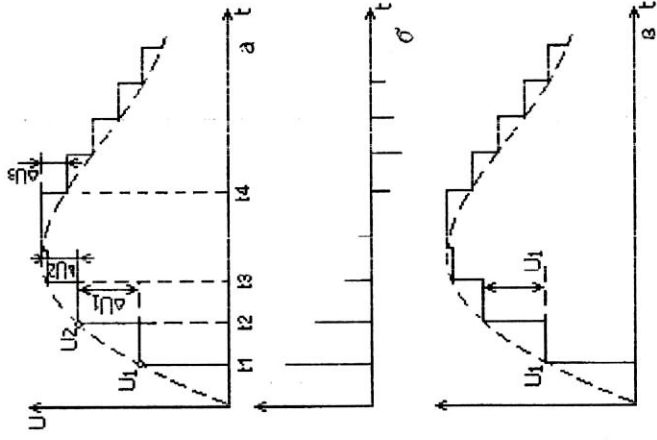


Рис. 4.2. Временные диаграммы системы с РИКМ: а - определение разностного сигнала, б - разностный сигнал, в - формирование сигнала на выходе декодера

Благодаря существенному уменьшению динамического диапазона кодируемых данных (ошибки предсказания в сравнении с исходным сигналом) РИКМ обеспечивает выигрыш от 4 до 11 дБ по сравнению с ИКМ. Наибольший выигрыш достигается при переходе от системы без предсказания к предсказателю первого порядка, несколько меньший выигрыш - при увеличении порядка предсказателя от одного до 4 - 5, после чего выигрыш перестает увеличиваться. Увеличение отношения сигнал-шум означает, что системы с РИКМ могут обеспечивать данное отношение сигнал-шум при разрядности на 1 - 2 бита меньше, чем это требовалось бы при прямом квантовании РС. Дифференциальная ИКМ обладает теми же свойствами, что и обычная ИКМ, т. е. отношение сигнал-шум для нее увеличивается на 6 дБ для каждого дополнительного разряда кодового слова, а также зависит от текущего уровня входного сигнала.

4.3. Адаптивно-разностная/дифференциальная импульсно-кодированная модуляция

Эффективность ДИКМ может быть повышена, если предсказание и квантование сигнала будут выполняться не на основе некоторых средних характеристик, а с учетом их текущего значения и изменения во времени, т.е. адаптивно. Так, если скорость изменения сигнала стала большей, можно увеличить шаг квантования и, наоборот, если сигнал стал изменяться гораздо медленнее, величину шага квантования можно уменьшить. При этом ошибка предсказания уменьшится и, следовательно, будет кодироваться меньшим числом бит на отсчет. Такой способ кодирования называется адаптивной ДИКМ, или АДИКМ (ADPCM). Сегодня такой способ кодирования стандартизован (стандарты G.721 и G.726) и широко используется при сжатии РС в междугородных цифровых системах связи, в системе микросотовой связи DECT, в цифровых бесшумных телефонах и т.д. Использование АДИКМ со скоростью кода 4 бит/отсчет или 32 кбит/с обеспечивает такое же субъективное качество речи, что и 64 кбит/с ИКМ, но при вдвое меньшей скорости кода. Существует два основных способа управления адаптивным квантованием с адаптацией по входу и по выходу. На рис. 4.3 (а - передающая часть; б - приемная часть) показана схема АДИКМ с адаптацией по входу. В этой схеме адаптация по шагу квантования производится на основе слежения за дисперсией входного сигнала $x(n)$ [6].

Недостатком схемы с адаптацией по входу является необходимость отдельного кодирования изменяющегося во времени шага квантования $\Delta(n)$ и включения этого кода в общий поток бит на выходе АДИКМ. Вторым способом является адаптация по выходу квантователя, при которой изменение шага квантования производится на основе анализа результатов кодирования нескольких предшествующих отсчетов. К примеру, если значения ошибки предсказания $s(n)$ на нескольких последних отсчетах $x(n)$ были больше некоторой заданной величины, это означает, что шаг квантования следует изменить (если ошибка предсказания отрицательна — увеличить, если положительна — уменьшить). Схема квантователя с адаптацией по выходу приведена на рис. 4.3 (а - передающая часть; б - приемная часть).

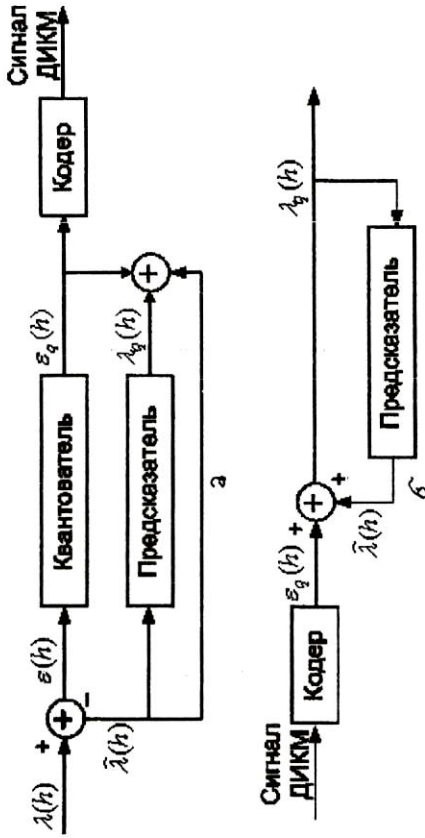


Рис. 4.3. Система АРИКМ/АДИКМ с адаптацией по входу

Преимуществом адаптации по выходу является то, что не требуется передавать дополнительную информацию о шаге квантования. Это, однако, делает восстановленный сигнал более чувствительным к ошибкам в канале связи. При адаптации по входу кодовые слова и шаг квантования представляют собой полное описание сигнала. Хотя это увеличивает сложность представления и длину кода, однако появляется возможность передачи шага квантования с защитой его от ошибок, что позволяет существенно улучшить качество восстановленного сигнала. Таким образом, из анализа методов кодирования видно, что сжатие речевых сигналов на основе кодирования их формы в алгоритмах ДИКМ и АДИКМ обеспечивает двух-трехкратное уменьшение скорости кода. Дальнейшее снижение скорости ведет к резкому ухудшению качества кодируемого сигнала.

Общий выигрыш системы АРИКМ может составлять 18...24 дБ по сравнению с системами на основе адаптивного квантователя с тем же числом уровней. Если применить μ -закон квантования к разностному сигналу, то выигрыш составит 24 ... 30 дБ, что позволит уменьшить разрядность кодового слова на 4 ... 5 единиц по сравнению с ИКМ. Дополнительным достоинством является возможность работы с входными сигналами, которые имеют большой динамический диапазон.

если $U_{АИМ-2}(t) < U_{АИМ-2-1}(t)$, то отрицательной полярности -1 (рис. 4.5), где $U_{f_m}(t)$ - импульсная последовательность с тактовой частотой при дельта-модуляции $f_t = \frac{1}{T_{ДМ}}$; $U_{ДМ}(t)$ - цифровой дельта-сигнал.

Таким образом, при выбранном шаге квантования передается информация только о его знаке, и для этого достаточно передавать один двоичный символ в каждый момент отсчета. Такой способ формирования канального сигнала называется классической дельта-модуляцией (ДМ). Простейшая структурная схема модема дельта-модуляции и демодуляции приведена на рис. 4.6. Схема включает в себя ФНЧ, ограничивающий спектр частот входного сигнала; РУ (разностный усилитель), усиливающий разность двух поступающих на его входы сигналов: непрерывного аналогового сигнала $U(t)$ и отсчетного значения $U_{АИМ,1}(t)$; ГТЧ (генератор тактовой частоты), управляющие импульсы с которого поступают на пороговое устройство ПУ с частотой $m f_m$; ПУ (на выходе ПУ возникают импульсы положительной полярности, если $U(t) - U_{АИМ,1}(t) \geq 0$, и импульсы отрицательной полярности, если $U(t) - U_{АИМ,1}(t) < 0$; идеальный интегратор, на выходе которого формируется ступенчатая во времени функция $U_{АИМ,2}(t)$ с интервалом $T_{ДМ}$ и амплитудой каждого отсчета, отличающегося от предыдущего на величину $\pm \Delta$. На приемной стороне в состав модема входят: ФУ - формирующее устройство, восстанавливающее искаженную форму импульсного сигнала; СС - система синхронизации, выделяющая тактовую частоту f_T из принимаемого цифрового сигнала с ДМ; идеальный интегратор, формирующий ступенчатую функцию; ФНЧ_{пр}, преобразующий ступенчатую функцию в непрерывный аналоговый сигнал.

При использовании приведенной схемы дельта-модема возможна ситуация, когда ступенчатое напряжение $U_{АИМ,2}(t)$ с одинаковым шагом приращения Δ на участках резкого изменения крутизны непрерывного сигнала $T_{ДМ}$ не "успевает следить" за изменением $U(t)$. На этих участках возникают специфические, свойственные способу ДМ искажения передаваемых сигналов — перегрузка по крутизне, при этом $U_{ДМ} = U(t) - U_{АИМ,2}(t) > \Delta$. Для уменьшения шумов перегрузки при ДМ можно увеличивать шаг квантования, но при этом возрастает ошибка квантования, или же при

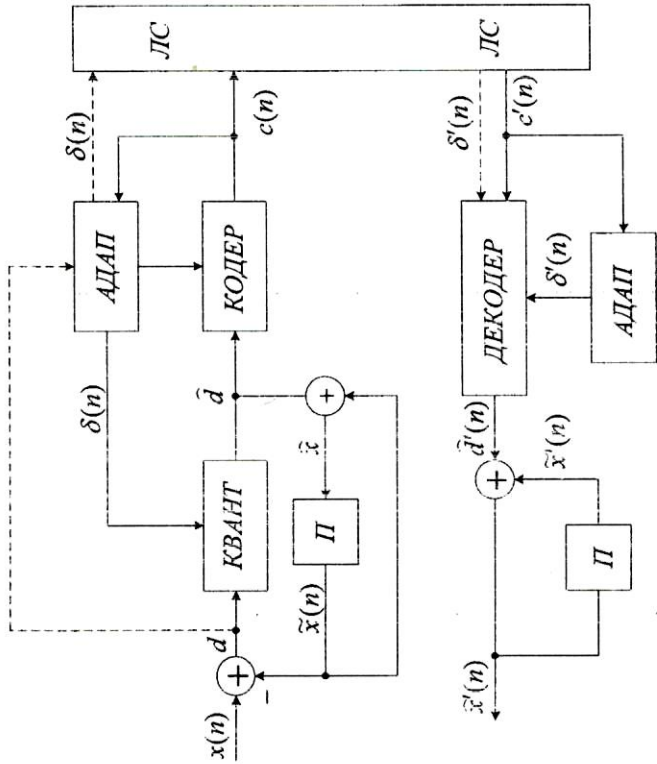


Рис. 4.4. Система АРИКМ/АДИКМ с адаптацией по выходу

4.4. Линейная дельта-модуляция

При рассмотрении принципов ИКМ и ДИКМ предполагалось, что период дискретизации выбран в соответствии с теоремой В.А. Котельникова: $T_D = \frac{F_{Макс}}{2}$. Однако если взять период дискретизации

существенно меньшим: $T_D \ll \frac{F_{Макс}}{2}$, то различие между соседними отсчетами непрерывного аналогового сигнала уменьшится и не будет превышать минимального шага квантования Δ , определенного для систем с ИКМ [7]. В этом случае за каждый период дискретизации при дельта-модуляции $T_{ДМ}$ достаточно передавать в цифровом виде информацию о приращении разности последующего i-го отсчета по отношению к предыдущему (i-1)-му: если $U_{АИМ-2}(t) \geq U_{АИМ-2-1}(t)$, то формируется импульсная посылка положительной полярности +1, а

том же шаге квантования увеличить тактовую частоту f_T , что приведет к увеличению скорости передачи цифрового канального сигнала. Поэтому в рассмотренной классической схеме дельта-модулятора при одинаковых с ИКМ шумах квантования тактовая частота f_T , или скорость передачи импульсных посылок будет существенно больше. Если в канале с ИКМ f_T , при передаче ГФ сигнала $f_T * m = 8 \text{ кГц} * m = 64 \text{ кГц}$, то при ДМ она при тех же шумах квантования должна быть в 2...2,5 раза выше (примерно 150 кГц). По этой причине классическая ДМ практически не используется, а применяются ее модификации.

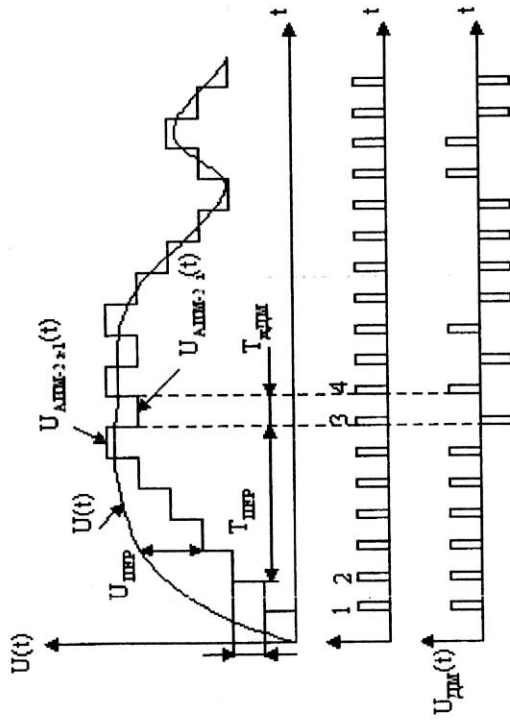


Рис. 4.5. Временные диаграммы системы с ЛДМ

Основными преимуществами ЛДМ по сравнению с ИКМ являются ее большая помехоустойчивость, связанная с тем, что она менее чувствительна к ошибкам при передаче цифрового сигнала, чем ИКМ, а также простота и надежность выделения тактовой частоты. В настоящее время известно несколько десятков видов дельта-модуляции. Наиболее перспективными областями ее применения являются абонентские телефонные сети в сочетании с электронными системами коммутации и спутниковые системы связи.

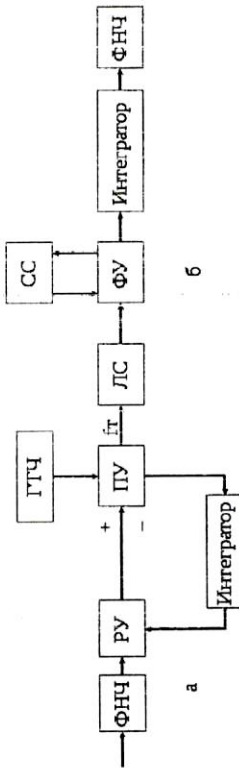


Рис. 4.6. Система квантования с ЛДМ

4.5. Адаптивная дельта-модуляция

Адаптивные схемы дельта-модуляторов (АДМ) позволяют значительно улучшить характеристики ЛДМ, в частности грубое квантование погрешности предсказания. Обычно при АДМ используется адаптация по выходному сигналу. В этом случае не требуется синхронизация по кодовым словам, так как шаг квантования в передатчике и приемнике перестраивается в одной и той же кодовой последовательности. Структурная схема АДМ приведена на рис. 4.7.

Шаг квантования в этой схеме подчиняется следующему правилу:

$$\delta(n) = M\delta(n-1), \quad \delta_{\min} \leq \delta(n) \leq \delta_{\max},$$

где M - функция текущего и предшествующего кодовых слов. Алгоритм выбора множителя M имеет вид:

$$M = P > 1, C(n) = C(n-1) - \text{перезагрузка},$$

$$M = Q < 1, C(n) = C(n-1) - \text{шумы дробления}, P = \frac{1}{Q}.$$

Действительно, при перегрузке последовательности на выходе состоят только из нулей или единиц, а при шуме дробления - из чередующейся последовательности нулей и единиц.

Проигрыш ЛДМ по сравнению с АДМ составляет $8 \dots 14$ дБ. То есть $q_{\text{АДМ}} = q_{\text{ЛДМ}} + (8 \div 14) \text{ дБ}$ при $R < 40$ кбит/с; $q_{\text{АДМ}} > q_{\text{ИКМ}}$, а при $R > 40$ кБ/с $q_{\text{АДМ}} < q_{\text{ИКМ}}$.

Улучшение качества АДМ достигается путем ее незначительного усложнения, все достоинства ЛДМ при этом сохраняются. Использование предсказателя второго порядка в ЛДМ или АДМ дает выигрыш в отношении сигнал-шум квантования на 4 - 5 дБ.

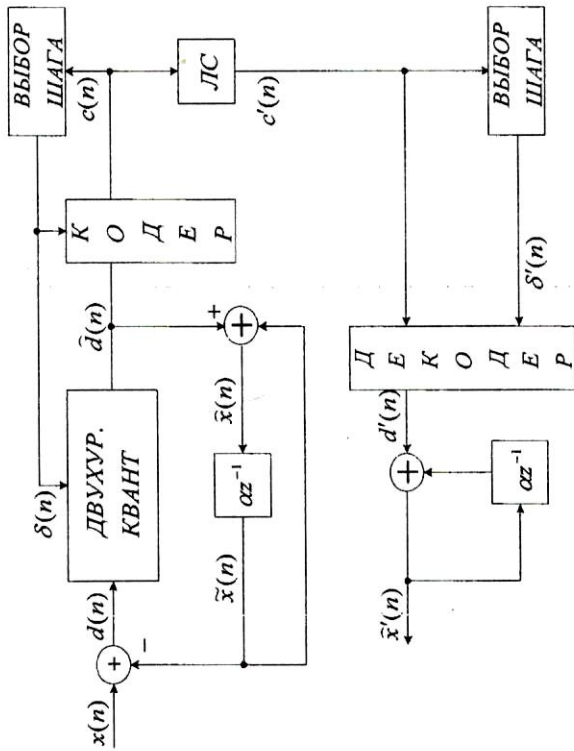


Рис. 4.7. Структурная схема АДМ

С учетом заданного типа квантователя и отношения сигнал- шум квантователя производится выбор схемы кодера и соответственно кодовой скорости.

5. ВЫБОР СИСТЕМЫ УПЛОТНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

5.1. Мажоритарное разделение каналов

Данный способ является частным случаем комбинационного уплотнения [8]. В результате такого уплотнения каждой комбинации двоичного кода с блоковой длиной n_c , в параллельной форме

поступившей от уплотняемых источников, в устройстве уплотнения ставится в однозначное соответствие комбинация двоичного кода группового сигнала с блоковой длиной n , представленного в последовательной форме. При этом значение каждого двоичного символа кодовой комбинации группового сигнала определяется в соответствии с логической функцией абсолютного большинства, т.е. мажоритарно [8, 9].

Двоичный код группового сигнала, получаемый при мажоритарном уплотнении, удобен для дальнейших преобразований на передающей стороне и для обработки на приемной стороне и имеет минимально возможный пик-фактор, что позволяет полностью использовать потенциальные возможности радиопередающего устройства.

Структурная схема устройства уплотнения многоканальной системы передачи информации с мажоритарным уплотнением приведена на рис. 5.1.

Модулирующие сообщения от каждого n_c уплотняемых источников, представленных двоичным кодом, одновременно во всех каналах поступают на один из входов канального модулятора, которым является сумматор по модулю два (M2). На другой вход каждого канального модулятора поступает канальный сигнал, закрепленный за данным каналом и представляющий собой комбинацию двоичного кода с блоковой длиной n . Длительность двоичного символа канального сигнала выбирается равной $t = T/n$, где T — длительность двоичного символа, поступившего от источника. С выхода сумматора по модулю два в каждом канале получаем либо выделенный данному каналу канальный сигнал (в случае прихода от уплотняемого источника информационного символа "0"), либо его инверсию (в случае прихода от уплотняемого источника информационного символа "1").

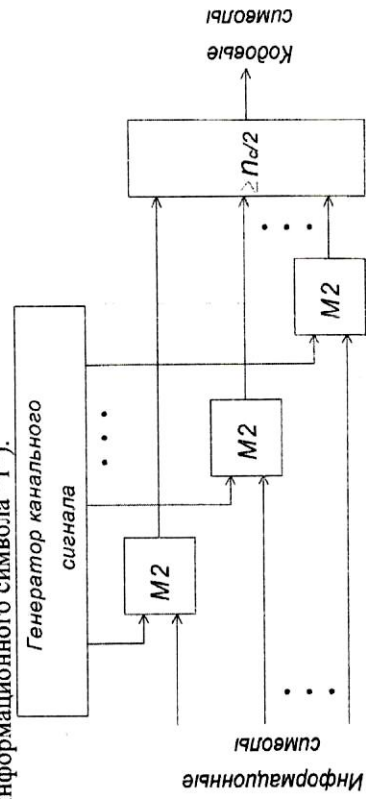


Рис. 5.1. Структурная схема системы с мажоритарным уплотнением

Полученные таким образом каналные сигналы или их инверсии одновременно поступают на мажоритарный элемент, на выходе которого формируется двоичное кодовое слово группового сигнала по следующему правилу: i -й его разряд равен единице, если число единиц, поступивших на мажоритарный элемент по всем N_c каналам в i -й момент времени, больше или равно $N_c / 2$, и равен нулю в противном случае. Таким образом, на выходе устройства мажоритарного уплотнения формируется двоичный групповой сигнал в последовательной форме, символы которого будем называть кодовыми.

Устройство разделения каналов (рис. 5.2) при мажоритарном уплотнении является линейным устройством.

Кодовые символы, полученные после элементарного приема, поступают на набор из N_c каналных корреляторов, каждый из которых состоит из последовательно соединенных сумматоров по модулю два и реверсивного счетчика.

На один вход каждого сумматора по модулю два поступают принимаемые кодовые символы, а на другой вход - символы канального сигнала, используемого данным каналом. Символы с выхода сумматора по модулю два поступают на реверсивный счетчик; на суммирующий его вход поступают единицы, а на вычитающий - нули.

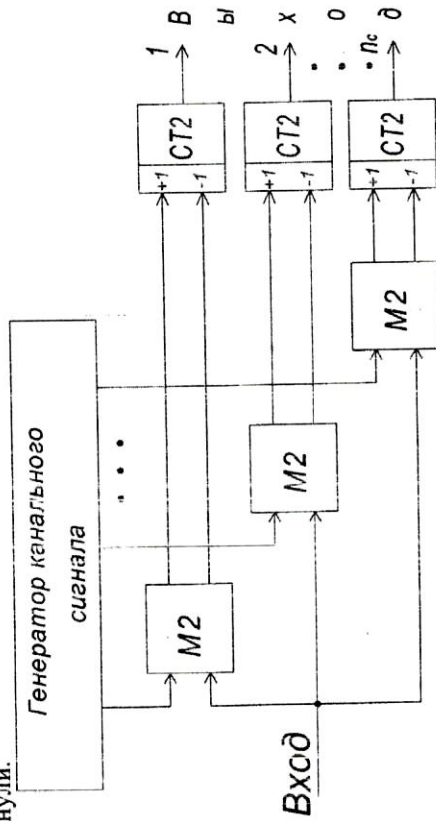


Рис. 5.2. Структурная схема системы с мажоритарным разделением каналов

В момент окончания приема очередного информационного символа определяется знак накопленной суммы. Если накопленная величина положительна, то выносится решение о приеме информационного символа «1», а в противном случае - о приеме символа «0». Тем самым осуществляется операция, обратная операции уплотнения.

Следует отметить, что мажоритарное уплотнение каналов, основанное на использовании функций Уолша, псевдослучайных импульсных последовательностей и других дискретных поднесущих, обладающих свойствами ортогональности, позволяет получить высокую помехоустойчивость, скрытность работы, возможность одновременной работы многих систем в одном и том же диапазоне частот и др.

5.2. Временное разделение каналов

При данном методе разделения сигналы датчиков передаются только в отведенные для них непересекающиеся отрезки времени Δt_k (рис. 5.3)[8].

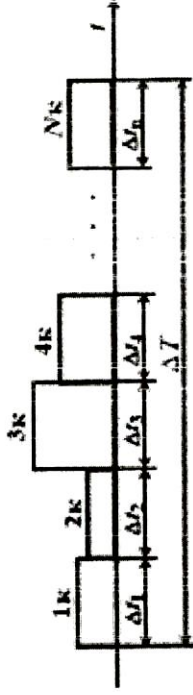


Рис. 5.3. Распределение каналов во времени

При временном разделении каналов (ВРК) сигналы, принадлежащие отдельным каналам, не перекрываются по времени. Импульс i -го канала может находиться только в i -м интервале времени. Такие сигналы ортогональны независимо от формы импульсов, если только временное положение этих импульсов находится в пределах своего канального интервала. Частота переключения каналов выбирается так, чтобы для всех возможных реализаций сообщений удовлетворялся заданный показатель верности. Базисные функции e_1 и e_2 имеют вид, представленный на рис. 5.4. Данные функции обладают свойством ортогональности, которое записывается в следующем виде:

$$\int e_i(t)e_j(t)dt = \begin{cases} 1, & i=j; \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

Для разделения каналов при ВРК необходимо производить следующие операции:

$$S_{sp} \cdot e_k(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t)e_k(t) = S_k(t).$$

При ВРК необходима многоступенчатая модуляция, минимальное число ступеней которой равняется двум. В первой ступени какой-либо параметр периодической последовательности видеопульсов моделируется сообщением $U_i(t)$. Число канальных импульсов равняется числу каналов.

Можно определить периодическую последовательность импульсов следующим образом:

$$F(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_0 f(t-t_k),$$

где $F(t)$ - функция, характеризующая форму импульсов; U_0 - амплитуда импульсов; $t_k - kT_{\Pi} + t_0 + \nu_k$ - начало переднего фронта k -го импульса; T_{Π} - период следования импульсов; t_0 - начало отсчета последовательности; ν_k - сдвиг k -го импульса относительно момента времени $t'_k = kT_{\Pi} + t_0$.

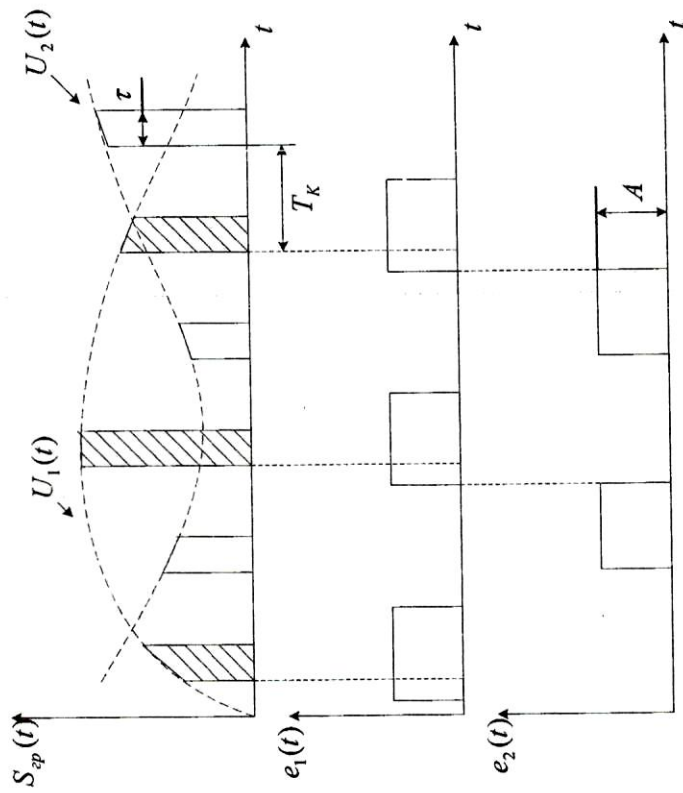


Рис. 5.4. Вид базисных функций и входного сигнала

В первой ступени часто применяют следующие виды параметрической модуляции:

$$U_0 = U(t) - АИМ, t_k = \tau(t) - ШИМ, t_k = \theta(t) - ВИМ.$$

Возможна комбинированная модуляция, при которой одновременно меняются несколько параметров (АИМ-ШИМ, АИМ-ВИМ). Применяют такие виды непараметрической модуляции, как КИМ-модуляция. При использовании радиолиний применяют двойную модуляцию, например ФИМ-АМ, ФИМ-ЧМ, КИМ-ЧМ, КИМ-ОФМ.

На второй ступени параметр синусоидального колебания высокой частоты модулируется суммой канальных импульсов. Обычно используются амплитудная, фазовая, частотная модуляции. В названии системы с ВРК первые буквы определяют вид модулированной последовательности импульсов, а последние - способ модуляции несущей суммы канальных импульсов (ШИМ-ЧМ, АИМ-АМ).

Рассмотрим структурную схему передающей части системы с ВРК (рис. 5.5).

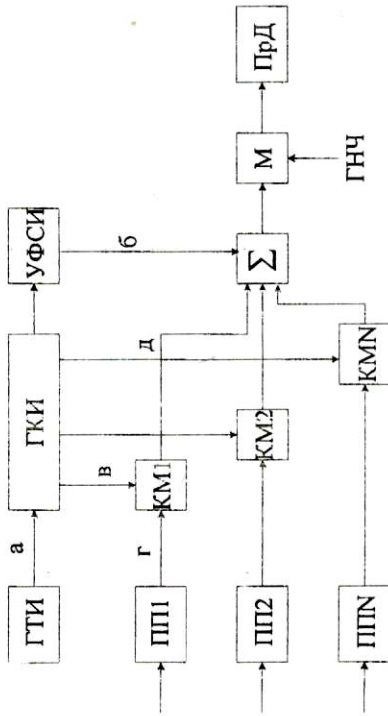


Рис. 5.5. Структурная схема передающей части

Генератор тактовых импульсов ГТИ вырабатывает последовательность импульсов с частотой $F_k = \frac{1}{T_k}$. Согласно схеме приведены эпюры сигналов в указанных точках (рис. 5.6).

Для синхронизации устройства разделения используют нулевой или $p+1$ канал. В устройстве формирования синхроимпульса УФСИ эти импульсы кодируются. Синхроимпульсы должны отличаться по форме от канального импульса. Первая ступень модуляции реализуется в канальном модуляторе, на который поступают первичный сигнал и периодическая последовательность канальных импульсов. Промодулированные в каждом канале импульсы складываются в сумму. Вторая ступень модуляции осуществляется в модуляторе передатчика. На приемной стороне системы с ВРК принятое колебание усиливается в приемнике и демодулируется (рис. 5.7).

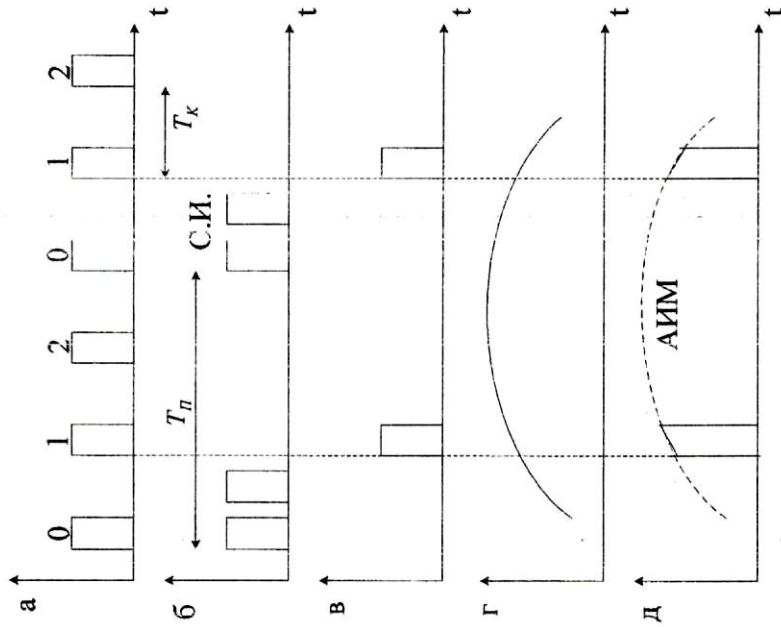


Рис. 5.6. Эпюры сигналов при их передаче

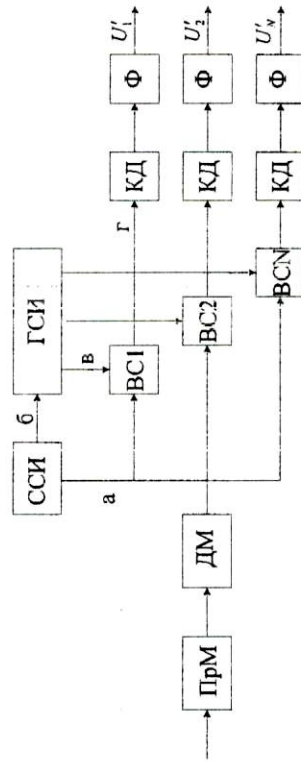


Рис. 5.7. Структурная схема приемной части системы

Далее последовательность импульсов поступает на селектор

синхроимпульсов ССИ и на N-й вход временных селекторов ВС. Простейшая схема ССИ имеет вид, представленный на рис. 5.8.

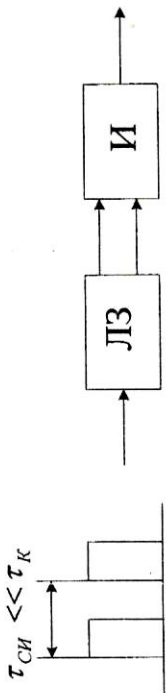


Рис. 5.8. Структурная схема селектора синхроимпульсов (ССИ)

Сигнал на схему «и» подается с двух отводов линии задержки ЛЗ. Задержка осуществляется на время $\tau_{СИ} \ll \tau_K$. Сигнал со схемы ССИ используется для запуска генератора селекторных импульсов ГСП. Импульсы с ГСИ открывают ВС соответствующего канала на время существования i-го канального импульса. Далее сигнал поступает на i-й канальный демультиплексор КД. Аналогично передатчику представлены эспоры сигналов в указанных точках (рис. 5.9)

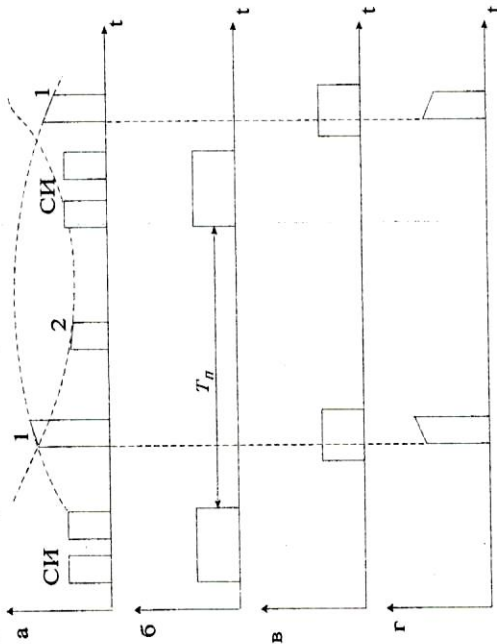


Рис. 5.9. Эспоры сигналов при их приеме

Основной недостаток систем с временным разделением - необходимость обеспечения синхронной работы распределителей каналов передатчика и приемника.

При временном разделении сигнал состоит из двух частей: синхроимпульса и самих данных. Синхроимпульс служит для

синхронизации передачи данных по времени, при этом данные N_k передаются по каналам. Структура данного сигнала представлена на рис. 5.10.

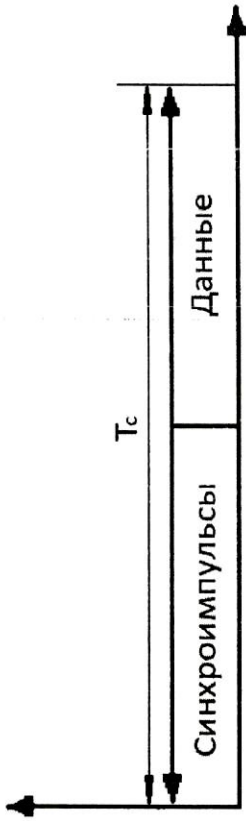


Рис. 5.10. Структура группового сигнала

5.3. Разделение каналов по форме

Для разделения сигналов, различающихся по форме, используются операции, наиболее чувствительные к изменению формы, обычно дифференцирование, интегрирование и вычитание [9]. На рис. 5.11 представлен пример функций, получаемых путем последовательного дифференцирования, для этого их математические модели будут записаны следующим образом:

$$U_{x1}(t) = U_1, U_{x2}(t) = U_2, \dots$$

На линию поступает сумма $U(t) = U_1 + U_2$. На приемной стороне выделение U_2 осуществляется путем дифференцирования функции $U(t)$. Интегрирование U_2 восстанавливает переданный сигнал второго канала $U_{x2}(t)$. Величина U_1 получается путем вычитания $U_{x2}(t)$ из $U(t)$.

При разделении сигналов по форме базисные функции $e_i(t)$ должны быть линейно независимыми и ортогональными. При этом передаваемая информация заключается в амплитуде базисных функций. В случае разделения по форме канальный сигнал имеет вид:

$$S_i(t) = U_i(pT)e_i(t - pT), p = 0, 1, 2, \dots,$$

где T - период канального сигнала, U_i - отсчеты первичного сигнала.

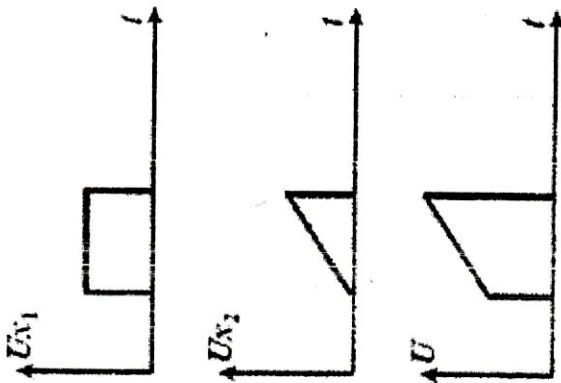


Рис. 5.11. Временные диаграммы сигналов многоканальной системы с разделением по форме

Выражение справедливо в случае, когда информация заключена в амплитуде сигнала. В качестве базиса используются функции, удобные с точки зрения технической реализации. В частности, полиномы Лежандра, Матье и др. В данном случае условие ортогональности функций будет записано в следующем виде:

$$\frac{1}{T} \int_0^T P_i(t) P_n(t) dt = \begin{cases} \frac{1}{2n+1}, & i=n, \\ 0, & i \neq n. \end{cases}$$

Таким образом, средняя мощность каждого ортогонального колебания равна $(1/2n+1)$. Для того чтобы выровнять мощность канальных сигналов на передающей стороне, каждую базисную функцию умножают на $\sqrt{2n+1}$.

При использовании нечетных полиномов в сигнале появляются скачки, для передачи которых потребуется широкая полоса радиоканала (рис. 5.12).

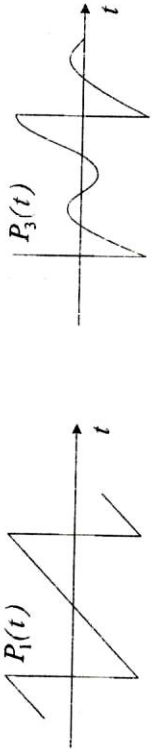


Рис. 5.12. Нечетные полиномы

Для устранения этого недостатка в передаваемом сигнале у нечетных полиномов через период изменяют полярность (рис. 5.13).

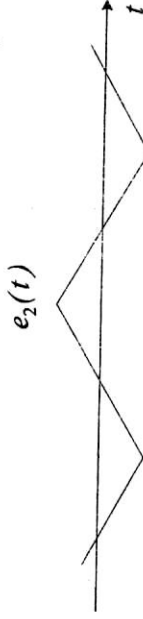


Рис. 5.13. Изменение полярности

Рассмотрим структурную схему передающей части системы с ортогональными сигналами (рис. 5.14), где СМУ - суммарно-масштабирующий усилитель, ГПФ - генератор полиномиальных функций, ГТЧ - генератор тактовой частоты, ГНК - генератор несущего колебания, К - ключ, С - синхронизатор. Первичный сигнал $U_i(t)$ - непрерывная функция времени. ГТЧ формирует

кратковременный импульс с частотой $\frac{1}{T_{\text{мкс}}}$. Ключи К хранят значение отсчетов за весь период, а синхронизатор формирует синхросигнал. Следовательно, групповой сигнал будет представлен в следующем виде:

$$S_{\text{гр}}(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sqrt{2i-1} P_{i-1}(t), 0 \leq t \leq T,$$

Для разделения канальных сигналов используют свойство их ортогональности. Эта операция сводится к вычислению скалярного произведения группового сигнала и базисной функции выделяемого канала

$$\int_0^T S_{\text{гр}}(t) e_k(t) dt = \int_0^T \sum_{i=1}^N A_i e_i(t) e_k(t) dt = A_k.$$

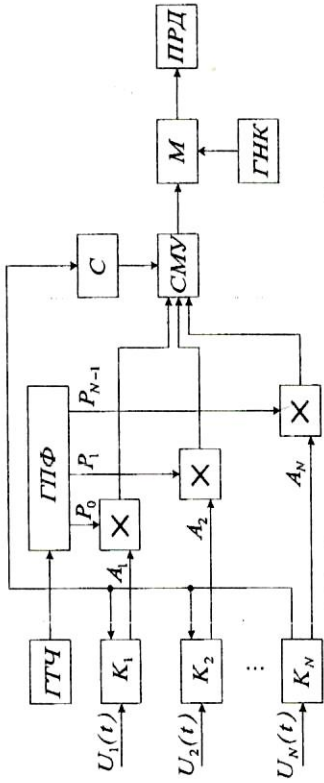


Рис. 5.14. Структурная схема передающей части

Структурная схема приемной части системы представлена на рис. 5.15.

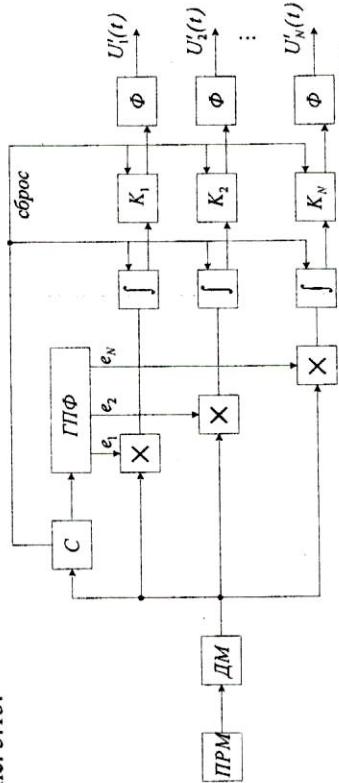


Рис. 5.15. Структурная схема приемной части системы с РКФ

Ортогональные полиномы Лежандра, Чебышева и т.д. являются непрерывными аналоговыми сигналами, и, следовательно, устройствам их генерирования и обработки свойственны недостатки, присущие всем аналоговым устройствам: невозможность унификации и стандартизации большинства из них; высокие требования к температурной стабильности; сложность технической реализации генераторов полиномиальных функций. Поэтому в настоящее время в качестве канальных сигналов используются различные типы цифровых сигналов, в частности ансамбль функций Уолша.

С учетом заданного способа уплотнения и числа каналов производится выбор схемы устройства уплотнения и разделения каналов.

6. ПРИМЕР РЕСЧЕТА ГРУППОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ ВРК

Исходные данные для расчета

Вероятность ошибки на символ - 10^{-6} . Показатель верности - 0,2 %. Ширина спектра - 100 Гц. Функция плотности вероятности (ФПВ) - нормальный закон. Форма спектра - равномерная. Число каналов - 100. Уплотнение - ВРК. Квантователь - ИКМ. Отношение с-ш квантователя - 30 дБ. Алгоритм сжатия - адаптивная коммутация (АК). Вид модуляции - ФМ.

Число датчиков для схемы сжатия выбирается в диапазоне от 8 до 32 в зависимости от числа каналов. В связи с этим для рассматриваемых исходных данных выбираем по 16 датчиков для каждой схемы АК. Тогда, принимая во внимание число каналов, получаем, что необходимо 7 схем АК ($100/16 \approx 6,25 \approx 7$).

Сигнал с выхода одной схемы АК представляет собой информационное слово, структура которого показана на рис. 6.1.

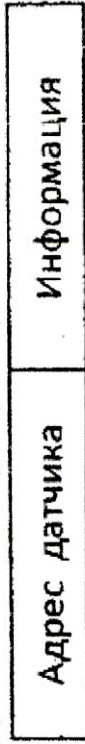


Рис. 6.1. Структура информационного слова

Для кодировки адреса датчика необходимо 4 бита (т.к. $2^4 = 16$). Число бит, отводимых на информацию, определяется разрядностью квантователя. Разрядность квантователя определяется с учетом его типа и заданного отношения сигнал-шум $q = 6 \cdot V - 7,2$. Подставив заданное соотношение сигнал-шум, можно получить $30 = 6 \cdot V - 7,2$, отсюда $V = 37,2/6 \approx 6,2 \approx 7$. Чтобы обеспечить заданное соотношение сигнал-шум, округляем в высшую сторону и получаем 7-разрядный квантователь. Длина информационного слова (ИС) $N_u = 4 + 7 = 11$ бит. Далее ИС поступают на систему временного уплотнения каналов, где добавляется сигнал для синхронизации передатчика с приемником. Согласно рассчитанному количеству схем АК получаем количество входов системы временного уплотнения (для нашего случая $k = 7$). Далее сигналы со всех умножителей складываются и к этой последовательности добавляется синхросигнал (СС). Длина синхросигнала рассчитывается с учетом вероятности ошибки на символ. По графику (рис. 6.3) при вероятности ошибки на символ

$P_{ош} = 10^{-5}$ и вероятности ложного обнаружения синхросигнала $P_s = 10^{-6}$, которая рассчитывается по формуле $P_s = \frac{P_{ош}}{10 \div 100}$, выбираем длину синхросигнала $n \approx 58$. В качестве синхроимпульса будем использовать М-последовательность, длина которой находится по формуле $n_M = 2^k - 1$. Соответственно в данном случае выберем длину синхросигнала $n_c = 63$.



Рис. 6.2. Вид группового сигнала после системы уплотнения

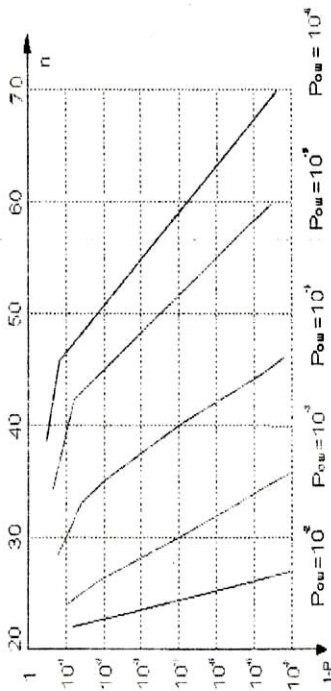


Рис. 6.3. График зависимости вероятности ошибки от количества

Тогда длина группового сигнала (рис. 6.2) на выходе схемы уплотнения каналов будет определяться следующим образом:
 $L_{гр} = n_c + N_n * k = 63 + 11 * 7 = 140$ (бит).

Длительность группового сигнала определяется частотой опроса $T_D = \frac{1}{F_0} = \frac{1}{301200} = 3.32$ мкс, а длительность передачи одного

символа $\tau = \frac{T_D}{L_{гр}} = \frac{3.32 * 10^{-6}}{140} = 23.7$ нс. Соответственно частота

тактового генератора $f_T = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{23.7 * 10^{-9}} = 42.1$ МГц.

Разработанная структурная схема передающей части РСПИ приведена на рис. 6.4.

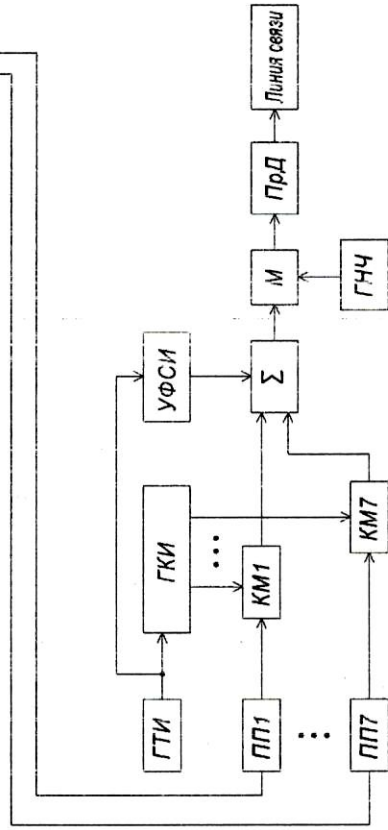
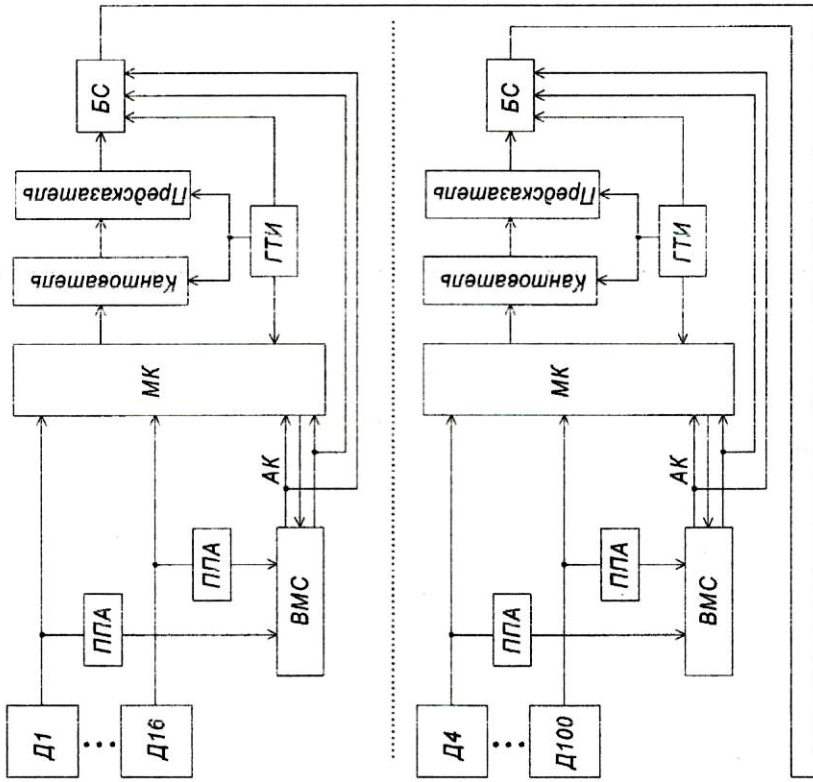


Рис. 6.4. Структурная схема передающей части РСПИ

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Бодров О.А. Курс лекций по радиосистемам передачи информации. Рязань: РГРТУ, 2011. -194 с.
2. Тепляков И.М. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: учеб. пособие / И. М. Тепляков. -М.: Радио и связь, 2004. -328 с.
3. Ломовицкий В.В., Михайлов А.И., Шестак К.В., Шекотихин В.М. Основы построения систем и сетей передачи информации / под ред. В.М. Шекотихина. -М.: Горячая линия - Телеком, 2005. -382 с.
4. Котоусов А.С. Теоретические основы радиосистем. - М.: Радио и связь, 2002. -224 с.
5. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дронов А.Е., Григорьев А.С., Волков С.С. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. -М., 2006. -408 с.
6. Гаранн М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. -М., 2001. -336 с.
7. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи информации. -М., 2002. -705 с.
8. Гитлец М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. -М., 1995. -145 с.
9. Сорока Н.И., Кривинченко Г.А. Телемеханика: конспект лекций. -Минск, 2010. -334 с.
10. Шульгин В.И. Основы теории связи. Ч. 1 //Теория и практика кодирования: учеб. пособие. -Харьков, 2005. -196 с.

Оглавление

1. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА.....1	
2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ОПРОСА ПЕРВИЧНОГО СИГНАЛА.....1	
3. ВЫБОР СИСТЕМЫ СЖАТИЯ ИНФОРМАЦИИ.....5	
3.1. Радиотелеметрическая система с адаптивной дискретизацией каналов.....5	
3.2. Радиотелеметрическая система с адаптивной коммутацией каналов.....7	
3.3. Радиотелеметрическая система с исключением избыточных данных.....9	
4. ВЫБОР КВАНТОВАТЕЛЯ.....11	
4.1. Импульсно-кодовая модуляция.....11	
4.2. Разностная/дифференциальная импульсно-кодовая модуляция.....12	
4.3. Адаптивно-разностная/дифференциальная импульсно-кодовая модуляция.....16	
4.4. Линейная дельта-модуляция.....18	
4.5. Адаптивная дельта-модуляция.....21	
5. ВЫБОР СИСТЕМЫ УПЛОТНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ.....22	
5.1. Мажоритарное разделение каналов.....22	

5.2. Временное разделение каналов	25
5.3. Разделение каналов по форме.....	31
6. ПРИМЕР РЕСЧЕТА ГРУППОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ ВРК	35
Библиографический список	38