

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

(Конспект лекций)

Москва
2004

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

1.1. Общие сведения по системам связи с подвижными объектами

Связь - некий процесс обмена информацией между субъектами или предоставление информационных услуг различного типа, причём их спектр значительно возрастает.

Среда связи - множество каналов, которые соединяют между собой множество коммуникационных центров и множество пользователей.

Специфика систем связи СП подвижными объектами:

- 1) использование радиоканалов или ЭМ поля в качестве транспортировки для информации.
- 2) минимизация размеров терминала: чем больше отношение минимального размера антенны к минимальной длине волны, тем лучше, следовательно, укорочение волны - проблема передачи на большие расстояния.
- 3) связь с подвижными объектами осуществляется на коротких волнах (КВ). Когда объекты находятся на больших расстояниях, используют соты, связанные сетью, или спутниковые каналы связи (низколетящие спутники).
- 4) проблема маршрутизации информационных потоков.
- 5) проблема использования частотных каналов (соты).

1.2. Информация и сообщение

Информация - только неожиданные сведения, априорная вероятность которых меньше единицы. Информацией является всё то, что приносит пользу в выполнении некоторых целенаправленных действий.

Свойства информации как физической субстанции:

- 1) *статистическое свойство*: информацию содержит только те сведения о событиях, априорная вероятность возникновения которых меньше единицы.
- 2) *логическое (семантическое) свойство*: полезно для выполнения целенаправленных действий субъекту, к которому она поступает.
- 3) *источником информации* является физическая система окружающего мира, окружающей среды.
- 4) *любая физическая система* находится в постоянном изменении во времени; система либо развивается, либо деградирует. Она бесконечно познаваема.

Генерирует информацию изменяющаяся составляющая системы, но она генерирует через изменяющиеся свойства и параметры системы. Любая физическая система инерционна из-за ограниченности энергетики. Инерционность системы приводит к тому, что каждое последующее состояние статистически связано с предыдущим, а каждое последующее состояние не является абсолютно новым. В параметре, который представляет системы, с точки зрения информации, содержится статистическая избыточность.

Каждый параметр физической системы, которая является источником информации, генерирует сведения со статистической избыточностью.

В силу субъективного подхода потребителя к получаемым сведениям параметр системы, являющийся источником информации, может содержать логическую или семантическую избыточность.

1.3. Представления о системах передачи информации

По информационному признаку системы разделяются на следующие классы:

- 1) системы *извлечения* информации - системы, в которых информация извлекается из источника помимо его воли (системы радиолокации, радиоастрономии).
- 2) системы *передачи* информации: источник способствует извлечению информации.
- 3) системы *разрушения* информации: противодействуют процессам получения информации получателем-абонентом.
 - а) системы радиоразведки: изучение и исследование сигналов, исполненных в СПИ.
 - б) системы радиопротиводействия, радио генерации помех.

4) системы *управления* осуществляют воздействие на объект и технологические объекты некоторой информацией, способной влиять на ход развития этих объектов, процессов.

5) *комбинированные системы*.

1.3.1. Системы передачи информации

1) естественная система передачи информации (акустическая);

2) искусственные системы.

Радиоэлектронная СПИ

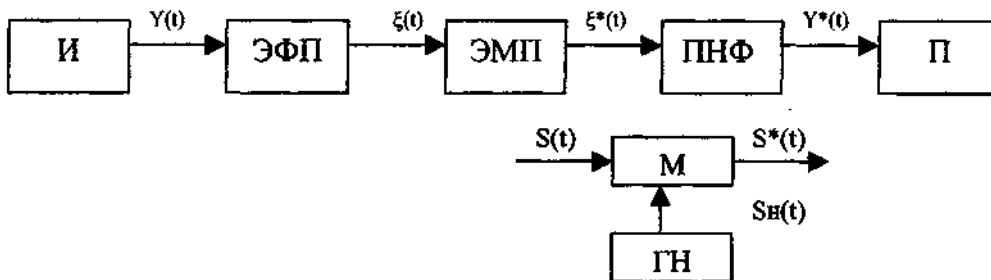


Рис. 1.1.

И - источник информации.

ЭФП - электрофизический преобразователь.

ЭМП - электромагнитный преобразователь.

ПНФ - преобразователь в нужную форму.

П - получатель

М - модулятор

ГН - генератор

Чтобы передать сведения получателю с помощью ЭМП нужно преобразовать электрический сигнал. ЭФП состоит из микрофона, датчика давления, температуры.

Антенна - согласующее устройство (развёрнутый колебательный контур, если $\xi(t)$ - гармонический сигнал).

$\xi(t)$ - первый сигнал.

$S(t)$ - модулированный гармонический сигнал (радиосигнал).

На рисунках 1.2 и 1.3 изображены непериодический сигнал и его непрерывный спектр, соответственно.

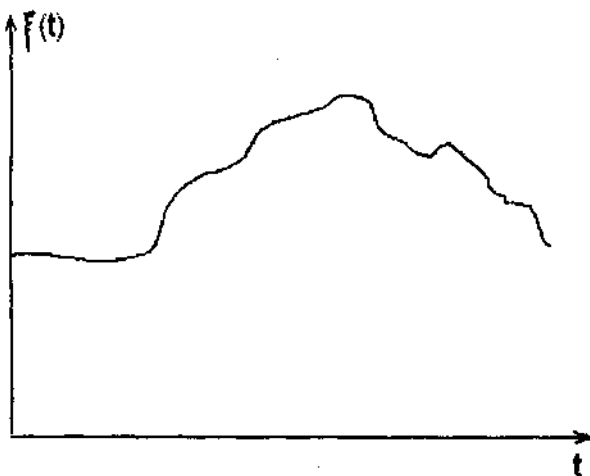


Рис.1.2.

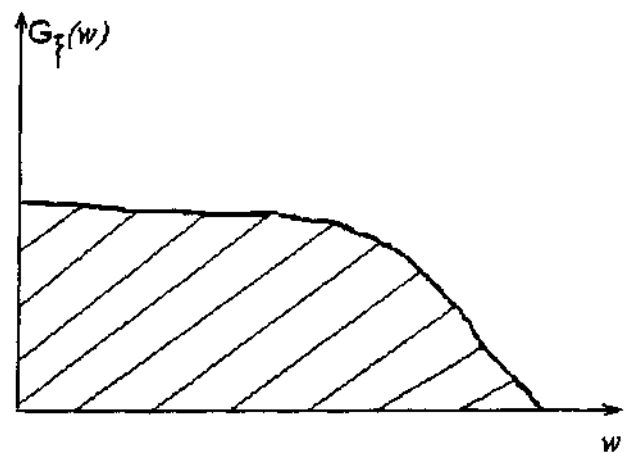


Рис.1.3.

Поскольку спектр непрерывный и сигнал случайный, то система должна быть широкополосной.

1.3.2. Причины использования цифровых систем

- 1) Ограниченная разрешающая способность устройств восприятия (уши).
- 2) Удобство обработки: можно построить системы коррекции, позволяющие обнаружить и исправить ошибки.
- 3) Нет влияния температурных, радиационных воздействий дрейфов в определённом диапазоне изменений (дрейф нуля).
- 4) Надёжность элементов, технологическое совершенство элементов.

1.4. Кодер источника

На рисунке 1.4. приведена схема преобразования электрического сигнала в цифровую форму с помощью кодера источника.

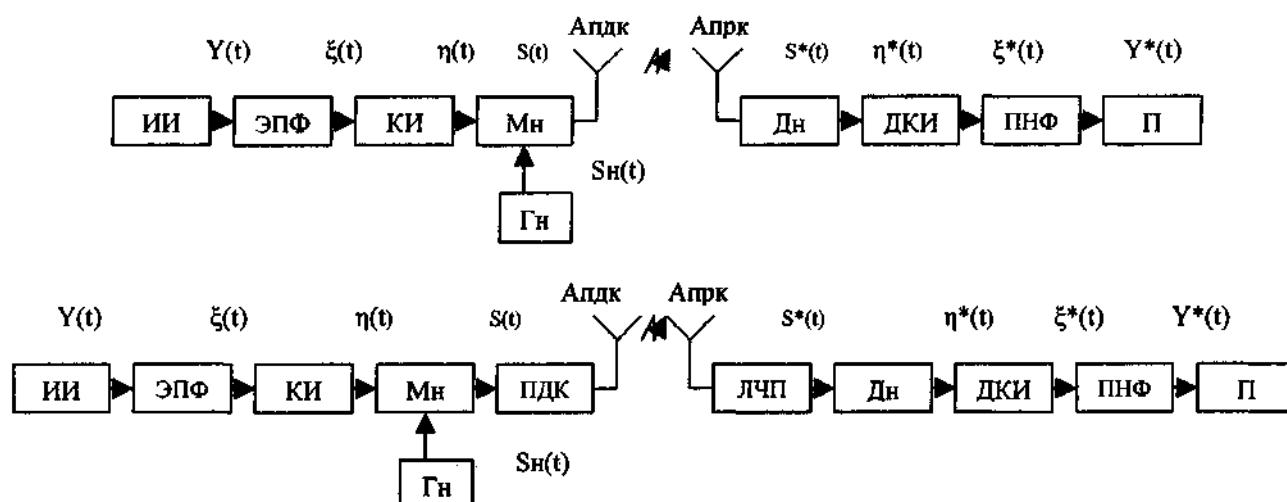


Рис. 1.4.

Все помехи пересчитываются на входе приёмника: $S^*(t) = \varphi\{S(t); \chi(t)\}$.

$S^*(t) = S(t) + \chi(t)$ - аддитивная помеха (функция линейна).

$S^*(t) = S(t) \times \chi(t)$ - мультипликативная помеха (функция нелинейная).

Организованные помехи создаются специальными средствами, созданными для подрыва работы систем.

Неорганизованные помехи - это производственные, природные (атмосферные шумы, космические шумы, шумы Земли: тепловые, отражённые) помехи или шумы, создаваемые другими средствами, работающими на близких частотах - электромагнитной совместимости.

Линейная часть приёмника - это часть линейных устройств, являющихся полезными по отношению к сигналу.

УЛЧ - усилитель линейной частоты.

ПЧ - преобразователь частоты.

УПЧ - усилитель промежуточной частоты.

Для того, чтобы первичный сигнал содержал информацию, он должен представлять случайную непрерывную функцию времени.

Она задаётся бесконечным множеством своих физических реализаций (рис.1.5).

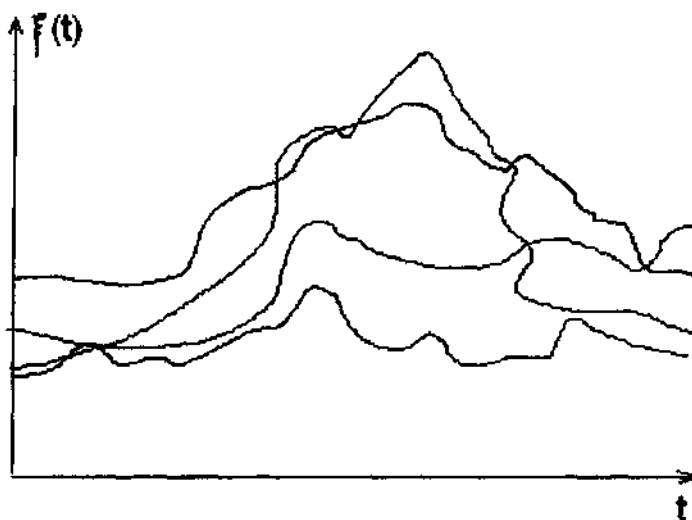


Рис.1.5.

При каждом эксперименте имеем одну из этих реализаций.

На рисунках 1.6 и 1.7 изображены дискретизация по времени и квантование по уровню соответственно.

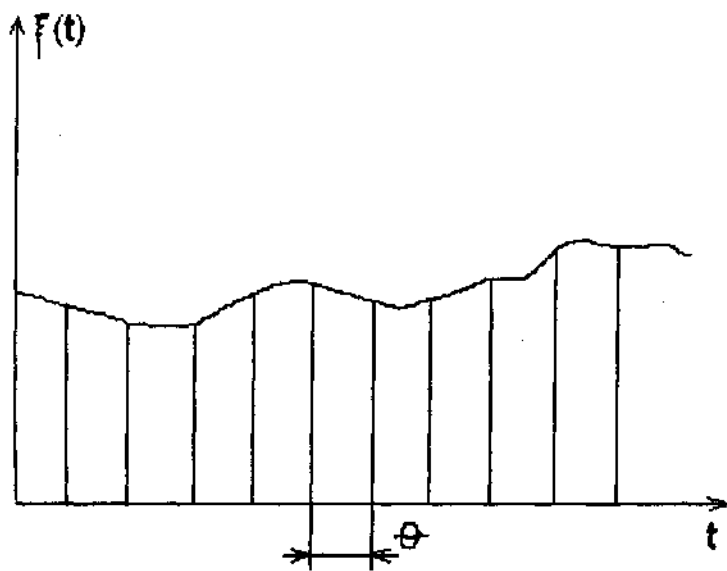


Рис.1.6.

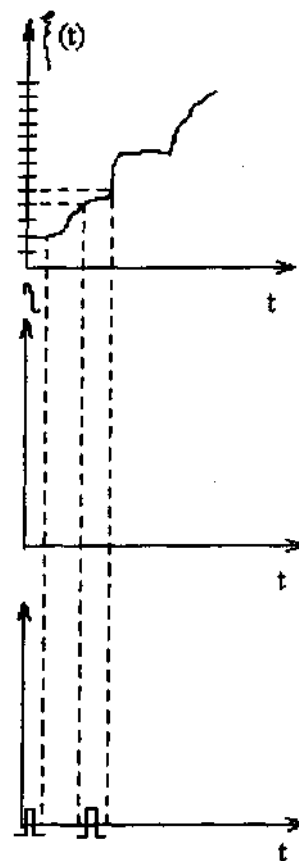


Рис.1.7.

$Q \leq \frac{1}{2F_{\max}}$ (теорема Котельникова) справедливо для сигналов с ограниченным спектром (рис.1.8.).

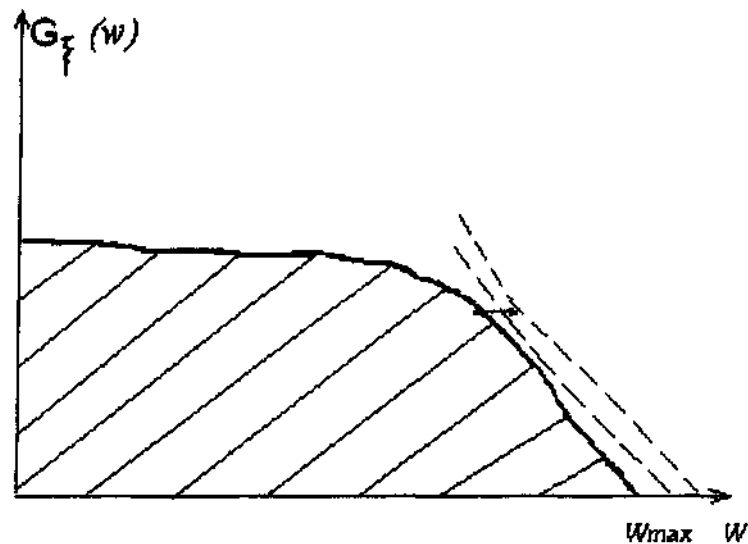


Рис.1.8.

Для дискретизации сигнал должен быть бесконечным (реально не реализован) и спектр меняется, хвост тянется в бесконечность.

В зависимости от требуемой надёжности берётся класс точности.

Коррекция сигнала осуществляется внесением в сигнал дополнительных элементов (избыточность) и используется для исправления ошибок.

Между элементами должна появиться функциональная зависимость, тогда при возникновении нарушения легче будет обнаружить и исправить ошибку.

1.5. Кодер канала

В качестве дополнительных элементов для борьбы с помехами применяют: кодер источника и кодер канала.

Дополнительные элементы необходимо ввести таким образом, чтобы существовали функциональные зависимости, которые оказались бы известными. При наличии большого числа функциональных зависимостей можно не только обнаружить ошибку, но и исправить её.

На рисунке 1.9 изображен кодер канала одноканальной и многоканальной СПИ.

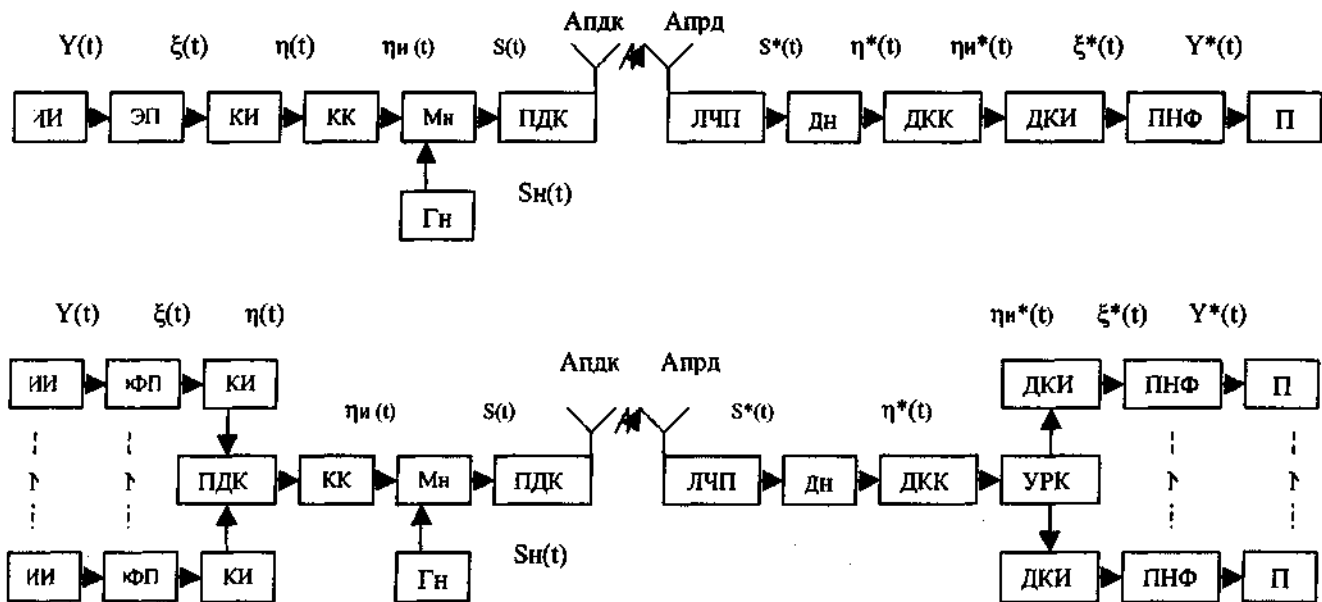


Рис. 1.9.

Современные системы передачи информации являются многоканальными, для этого в системе используется устройство уплотнения и разделения каналов.

Самыми дорогостоящими элементами в СПИ являются передатчик (ПРД), приёмник (ПРМ) и антенна.

УУК - устройство уплотнения каналов.

УРК - устройство разделения каналов.

КИ - кодер источника.

ДКИ - декодер источника.

ЭФП - электрофизический преобразователь.

Мн - модулятор несущей.

Дн - демодулятор несущей.

Гн - генератор несущей.

$\eta_n(t)$ - избыточный сигнал с функциональной зависимостью между элементами.

1.6. Подсистема синхронизации

Из множества цифровых сигналов формируется общий групповой сигнал (кодируется, добавляются дополнительные элементы для борьбы с помехами), модулируется несущая. Из группового сигнала выделяются отдельные потребители.

Вследствие эффекта Доплера деформируются фазы, частоты, временные соотношения всех компонент сигнала. Получение информации осуществляется выделением из смеси сигнал-шум полезного сигнала. Если есть эффект Доплера, то нужно построить узкополосный фильтр с подстраиваемой частотой.

Подсистема синхронизации максимально увеличивает объём сведений о принимаемом сигнале на входе приёмника.

В комплекс обычно входят четыре комплекта:

- устройство синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала.

Приёмник - селектор спектра компонента несущего сигнала.

В комплекс устройств синхронизации входят 4 составляющих:

1. Устройство синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала. В передатчике: генератор несущей, в приемнике: селектор спектральных компонент несущего сигнала.

2. Устройство синхронизации по символам или по элементам. В передатчике: генератор временных меток - символьных или символов синхронизации. Символьный синхросигнал не включается как отдельный элемент в синхросигнал, сведения о нем содержатся в передаваемом сигнале и оттуда могут быть извлечены селектирующий символ-сигнал, символьный синхросигнал: включает длительность граничных символов.

3. Устройство синхронизации по словам. В передатчике: генератор синхросигнала, словного, словно-кодových слов. Кодовое слово - группа символов содержательно самостоятельная. Генератор генерирует специальные элементы, которые включаются в состав передаваемого сигнала и с помощью них обозначаются границы кодовых слов. Приемник: селектор словного синхросигнала.

4. Устройство кадровой или псевдокадровой синхронизации. Элементы кадровой или псевдокадровой синхронизации используются в системах, в которых сведения отдельных источников передаются раздельно, поочередно во времени. В передающей части системы имеется генератор кадровой или псевдокадровой синхронизации, генерирующий сигнал кадровой синхронизации, который должен отличаться от информационного. В приемнике: селектор кадрового синхросигнала.

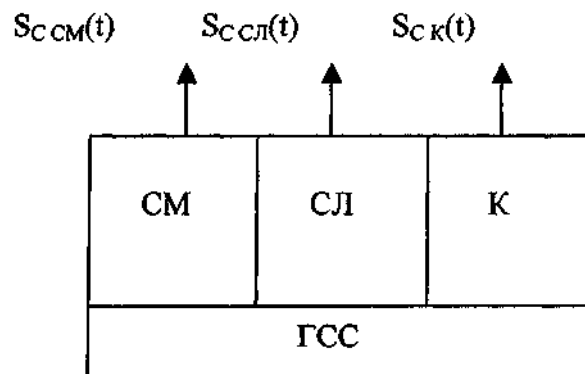


Рис. 1.10.

Сигнал символьной синхронизации используется во всех системах передачи информации в том или ином виде. Для синхронизации используется во всех элементах системы от кодера источника до декодера источника. В кодере источника, канала, ПРД, и т.д.

Сигнал словной синхронизации: дополнительные элементы включаются в передаваемый сигнал, либо в кодере источника, либо в кодере канала для борьбы с помехами.

Элементы словной синхронизации используются в кодере канала, в устройстве уплотнения канала, в декодере источника, в декодере канала, в устройстве разделения канала.

Сигнал кадровой синхронизации включается в групповой сигнал в устройстве уплотнения канала и используется в устройстве разделения канала.

В демодуляторе используется спектральная компонента несущего сигнала для демодуляции. В ПРМ: 4 селектора синхросигнала. Словный селектор синхросигнала используется для очистки от ошибок, вызванных помехами. Кодовый селектор синхросигнала используется в устройстве разделения канала.

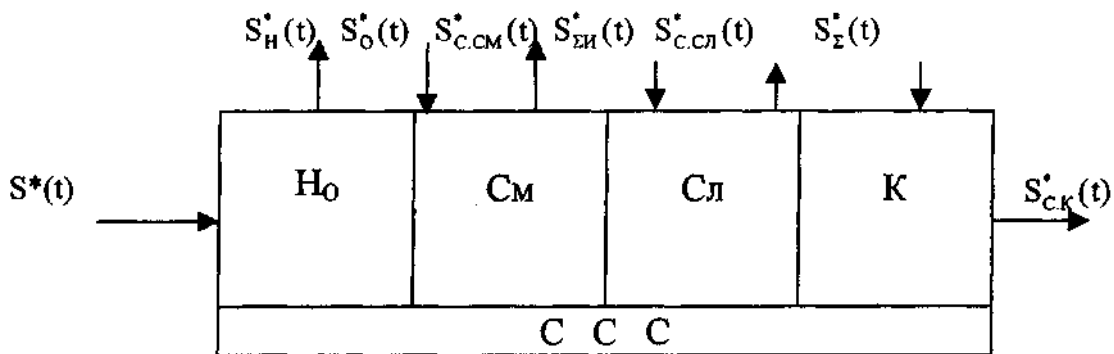


Рис. 1.11.

Синхронизация по несущему сигналу - отслеживание доплеровских изменений спектральной компоненты с частотой несущего сигнала в радиосигнале. Спектральная компонента несущего сигнала генерируется соответствующим генератором ГН, селектируется из спектра оценки радиосигнала $S^*(t)$ одним из устройств селектора синхросигналов и используется демодулятором огибающей ДО.

Синхронизация символов - слежение за доплеровским изменением временных границ элементарных сигналов, из которых формируются цифровые сигналы. В приемной части системы оценка символьного синхросигнала $S_{CCM}^*(t)$ селектируется из спектра оценки сигнала огибающей $S_O^*(t)$ соответствующим устройством селектора синхросигналов. В первую очередь она используется регенератором символов (РС), а также для синхронизации всех последующих устройств до декодера источника включительно.

Синхронизация кодовых слов - отслеживает доплеровские изменения их временных границ. Оценка словного синхросигнала $S_{Ccl}^*(t)$ выделяется соответствующим устройством селектора синхросигналов из оценки избыточного группового сигнала $S_{\Sigma}^*(t)$.

Синхронизация кадров - обеспечивает разделение каналов, если при уплотнении каналов используется упорядочение размещения сигналов по времени. Оценка кадрowego синхросигнала $S_{CK}^*(t)$ выделяется соответствующим устройством селектора синхросигналов из оценки группового сигнала $S_{\Sigma}^*(t)$ и используется устройством разделения каналов.

$S^*(t)$ - принятая оценка синхросигнала. ФАП - фазовая автоподстройка частоты эквивалентна очень высокочастотному и узкополосному фильтру.

ДН - демодулятор несущего сигнала, ДО - демодулятор огибающей, РС - регенератор символа.

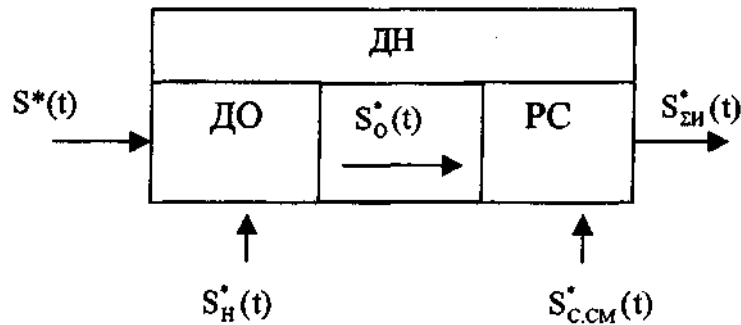


Рис. 1.12.

1.7. Обратные каналы связи

В современных системах передачи информации для борьбы с изменяющимся уровнем помех в большом динамическом диапазоне используются обратные каналы связи.

Существуют 2 основных вида обратной связи в системах передачи информации.

1. Обратная информационная связь.
2. Обратная решающая связь.

При использовании информационной обратной связи передача организуется следующим образом: первичные сигналы передаются по частям, блоками. Каждая q -ая часть запоминается в ЗУ, запоминаются в передатчике и передаются в приемник. В приемнике принятый сигнал, как правило, демодулируется и ретранслируется в обратную сторону в передатчик. Оценка принятой q -й части избыточного группового сигнала с выхода регенератора символов ретранслируется каналом обратной связи (модулятор несущей обратного канала, генератор обратного канала, ПРД обратного канала, антенна ПРД обратного канала) в ПРД и сравнивается с образцом этой части, хранящимся в ЗУ. Таким образом контролируется качество передачи избыточного группового сигнала. При их совпадении в ЗУ записывается очередная $q+1$ часть избыточного группового сигнала и она же передается в модулятор несущего сигнала (МН). В противном случае повторяется передача q -й части.

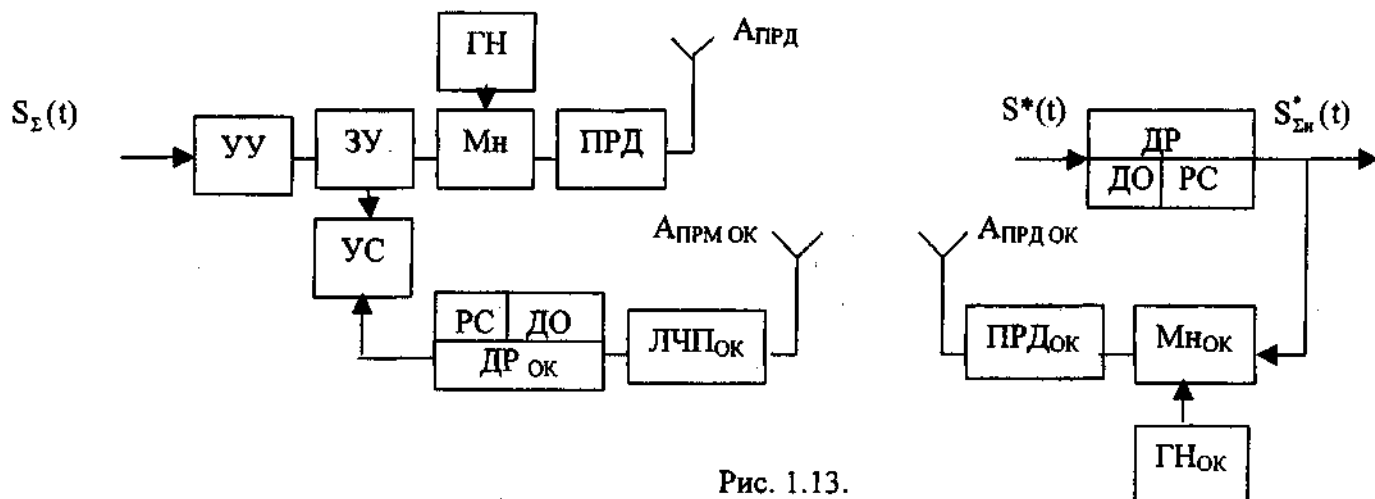


Рис. 1.13.

ЗУ - запоминающее устройство.

УС — устройство сравнения.

ДР - демодулятор радиосигнала состоит из 2-х составных частей: демодулятора огибающей, выделяющего из оценки радиосигнала $S^*(t)$ оценку огибающей $S_o^*(t)$, и регенератора символов.

В регенераторе символов на основе оценок огибающей $S_o^*(t)$ восстанавливаются символы группового избыточного сигнала либо их блоки, и формируется оценка группового избыточного сигнала $S_{\Sigma}^*(t)$.

При информационной обратной связи: пропускная способность обратного канала связи равна пропускной способности прямого канала связи, включается перед модулятором несущего сигнала.

При использовании решающей обратной связи передача группового сигнала осуществляется также блоками, запоминается каждый блок. Но есть отличие: в приемной части системы имеется анализатор качества принятого сигнала - АК. Анализ качества может осуществляться с использованием оценки сигнала огибающей и может быть использована оценка избыточного группового сигнала $S_{\Sigma}^*(t)$. Если качество плохое, то осуществляется повтор передачи блока. ФК - формирователь команды «Да», «Нет». По каналу обратной связи передается лишь выбор повторной передачи, если результат неудовлетворителен, либо разрешение передачи следующей части группового избыточного сигнала, если результат удовлетворителен.

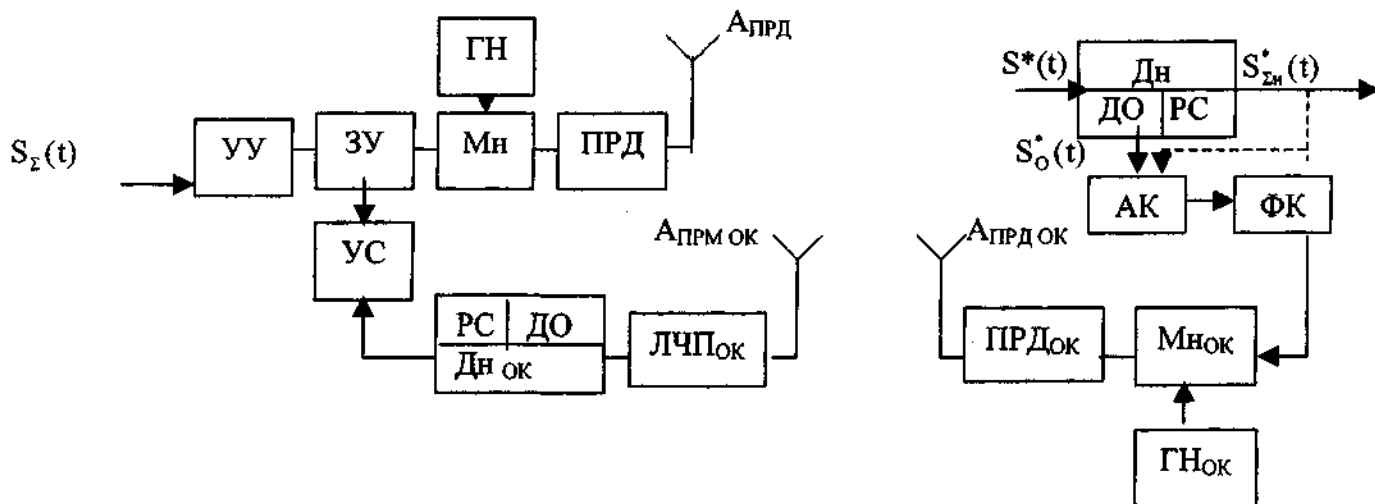


Рис. 1.14.

1.8. Система передачи информации

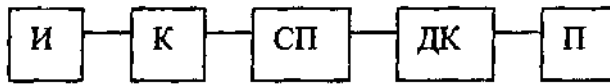


Рис. 1.15.

И - источник сообщения.

К - кодер,

СП - среда передачи.

ДК - декодер.

П - получатель.

1. $R \rightarrow C$ (максимальная скорость передачи информации стремится к пропускной способности.)

2. $Opt K и ДК P_{ош min}$

Шеннон доказал:

1. В любой системе передачи информации существует верхний предел скорости передачи информации - пропускная способность системы.

$C = \sup R$

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) \left[\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right]$$

ΔF - полоса пропускания передачи информации.

P_c

— - отношение мощности сигнала к мощности шума в пределах полосы пропускания ΔF .

$P_{ш}$

2. Реальная скорость передачи информации может быть приближена сколь угодно близко к пропускной способности C , с помощью согласования статистических свойств источника со статистическими свойствами канала передачи. Статистические свойства источника задаются самим источником - const, а статистические свойства канала задаются помехами - задаются кодером канала.

3. Если производительность источника, скорость генерации, количество двоичных единиц в секунду не превосходит пропускной способности $H_e < C$, то существуют такие методы кодирования и декодирования, позволяющие сделать $P_{ош}$ - сколь угодно малой. (H_e - производительность источника, скорость генерации информации источника, ϵ - требования по точности представления первичных сигналов, например, среднеквадратическая ошибка и т.п.).

$$H_\epsilon \approx \Phi \{ W(X_1, X_2, \dots, X_n, t_1, \dots, t_n), \epsilon \}$$

W - плотность вероятности первичного сигнала, т.е. свойства источника.

Если составляющая источника меняется быстрее, то H_e возрастает, медленнее - уменьшается. Если точность требуется выше, то производительность источника - растет. Если производительность источника не превышает пропускной способности, то существуют также методы кодирования и декодирования, позволяющие сделать $P_{ош}$ сколь угодно малой.

Для того, чтобы уменьшить ошибку передачи сигналов при наличии помех, необходимо увеличить количество элементов передаваемого сигнала, обрабатываемых совместно при

кодировании и декодировании. При увеличении элементов: увеличение объема памяти, усложнение элементов обработки.

Рош 0, то сложность . Кодер согласует свойства источника со свойствами других элементов.

Передачу с допустимыми ошибками при наличии помех, если выполняется $H_e < C$.

Если $H_e > C$, то не существует таких способов кодирования и декодирования, которые могли бы уменьшить Рош- Ошибка устремляется асимптотически к уровню $H_e - C$ (от того объема информации, который теряется).

1.9. Задача оптимизации систем передачи информации «в целом»

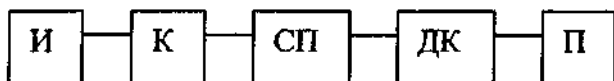


Рис. 1.16.

Котельников предложил:

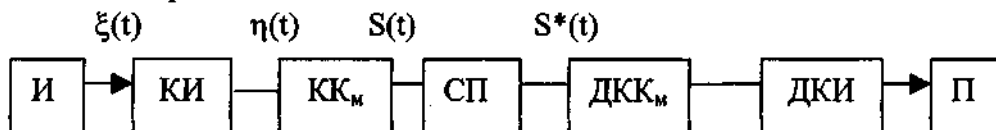


Рис. 1.17.

Рис. 1.17.

$\eta(t)$ - последовательность символов дискретного двоичного алфавита.

$КК_m$ - ставит в соответствие сигналу $\eta(t)$ какие-то радиосигналы.

$ДКК_m$ - при поэлементном приеме принимает решение по каждому элементу отдельно.

$a_1 = 1$
 $a_2 = 0$

1.9.1 Передача и прием поэлементный или посимвольный

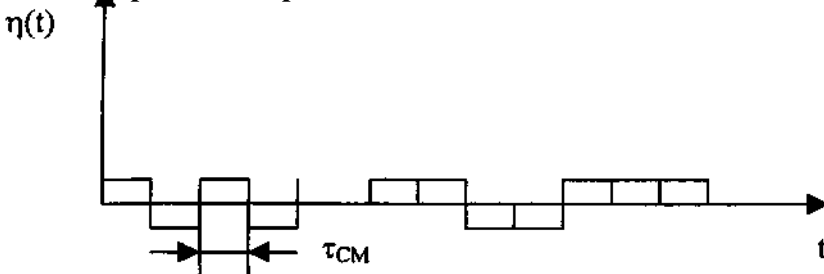


Рис. 1.18.

Каждый элемент радиосигнала - радиоимпульс некоторой амплитуды, представляющий собой символы. 0 - уровень амплитуды равен нулю, 1 - U_m .

Задача оптимизации системы передачи информации по Котельникову:

$a_1 = S_1(t)$
 $a_2 = S_2(t)$

Каким должен быть декодер, если известны форма взаимодействия сигнала с помехой, известны S_1 и S_2 , известны помехи, чтобы средняя вероятность ошибочного приема символа была минимально возможной.

$$\begin{array}{l} \text{ДКК} \quad a_1 \rightarrow S_1(t) \rightarrow a_1 \\ \quad \quad a_2 \rightarrow S_2(t) \rightarrow a_2 \end{array} \quad \begin{array}{c} \nearrow \\ \searrow \end{array}$$

$$P_{\text{ош}} = P_1 P(a_2/a_1) + P_2 P(a_1/a_2)$$

P_1 и P_2 - определяются статистическими свойствами источника.

$P(a_2/a_1)$, $P(a_1/a_2)$ - определяются формой сигналов S_1 и S_2 , зависят от характеристик помехи, зависит от того как помеха взаимодействует с сигналом, зависит от декодера.

Шеннон представлял помеху как стационарный белый гауссовский шум $\chi(t)$, при этом помеха аддитивно суммируется с сигналом.

$S^*(t) = S(t) + \chi(t)$, $S^*(t)$ - смесь сигнала с помехой. В ней присутствуют два варианта: либо форма $S_1(t)$, либо $S_2(t)$.

$$S(t) \quad \begin{array}{c} \nearrow S_1(t) \\ \searrow S_2(t) \end{array}$$

Задача ДКК - понять какая форма сигнала создается в сумме.

ДКК_м является двух альтернативным. При такой постановке задачи Котельниковым.

Оптимальный декодер.

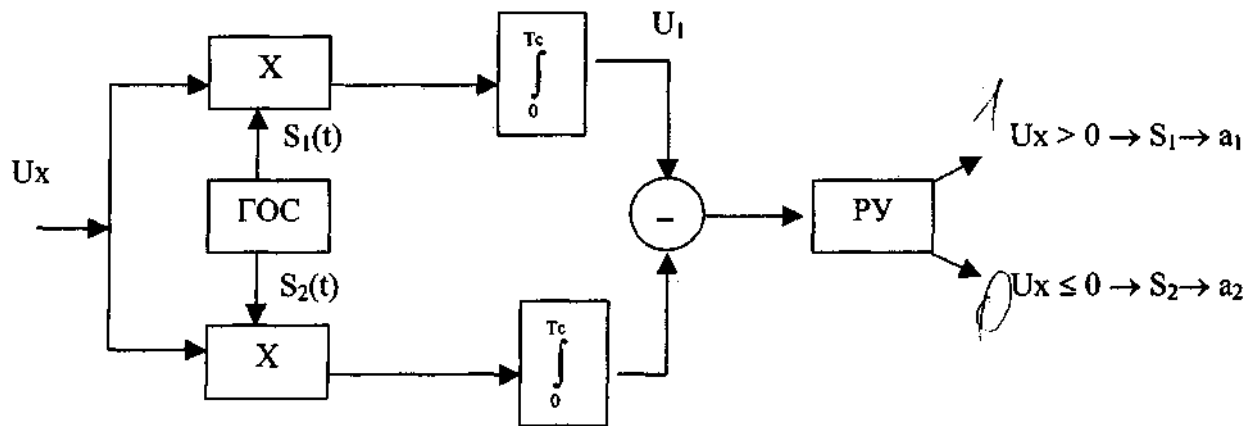


Рис. 1.19.

$$U_1 = \int_0^{T_c} S^*(t) \cdot S_1(t) dt$$

$$U_2 = \int_0^{T_c} S^*(t) \cdot S_2(t) dt$$

Интеграл может быть заменен ЛФ:

$$S^*(t) \rightarrow \boxed{\text{ЛФ}} \rightarrow U(t) = \int_0^{T_c} S^*(t) \cdot S_1(t) dt$$

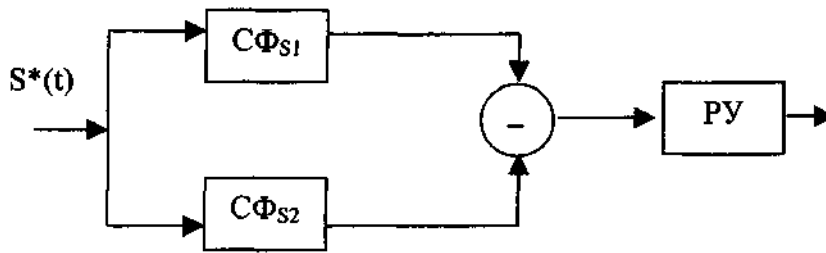


Рис. 1.20.

Оптимизация передающей части => поиск сигналов S_1 S_2 , которые при использовании оптимального приемника минимизировали вероятность ошибки.

Для этого нужно вычислить вероятность ошибки.

$$P_{\text{ош}} = F\left\{\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}, \rho_{12}\right\}, \rho_{12} - \text{коэффициент взаимной корреляции сигналов 1 и 2.}$$

$$\rho_{12} = \frac{1}{T_c \cdot E_c} \int_0^{T_c} S_1(t) \cdot S_2(t) dt.$$

$$\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \uparrow, P_{\text{ош}} \rightarrow 0 - \text{монотонно уменьшается. } \rho_{12} \in [-1; 1] \quad -1 \leq \rho_{12} \leq 1$$

$$\rho_{12} \downarrow \Rightarrow P_{\text{ош}} \downarrow$$

При поэлементном приеме и передаче $\rho_{12} = -1$ - такие сигналы называются противоположными (два радиоимпульса с фазой, отличающейся на π радиан).

Формируются противоположные сигналы. Оптимальный приемник - линейный, когда помеха аддитивная и представляет собой нормальный стационарный белый шум. Оптимальный приемник остается линейным во всех случаях, когда помеха - аддитивна и нормальна. Может быть не белый шум, но нормальное распределение. Если помеха не аддитивна, но имеет нормальное распределение, то приемник нелинейный. Корреляционная функция характеризует линейные зависимости между значениями процесса. Нормальный случайный процесс - все свойства описываются линейными статистическими характеристиками, описываются линейными обработками.

1.9.2 Передача и прием «в целом»

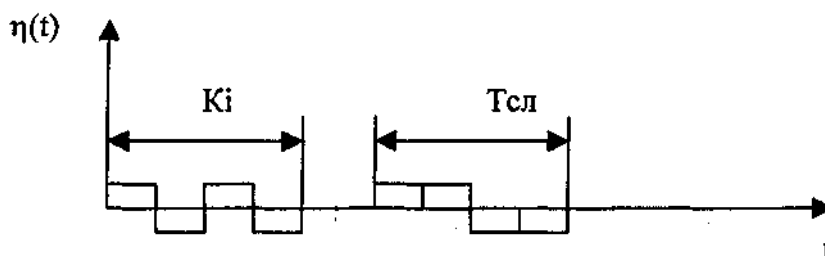
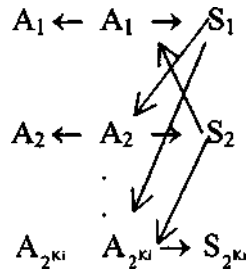


Рис. 1.21.

Ставится в соответствие блоку символов - символ.

2^{K_i} - разновидностей блоков, T_{cl} - длительность кодового слова, смесь сигнала с помехой - множество сигналов $S_1, \dots, S_{2^{K_i}}$



Матрица трансформаций: $\|P_{ij}\| = \begin{pmatrix} P(1/1)P(2/1)...P(2^{K_i}/1) \\ P(1/2)P(2/2)...P(2^{K_i}/2) \\ \\ P(1/2^{K_i}).....P(2^{K_i}/2^{K_i}) \end{pmatrix}$

$P(1/1), P(2/2), \dots, P(2^{k_i}/2^{k_i})$ - вероятности правильного приема, все остальные вероятности ошибок.

Решаем задачу в 2 этапа:

- 1) $R_{\text{ш}}$ - минимизировать при приеме кодового слова, с учетом всех трансформаций. минимизировать среднюю вероятность ошибки приема блока.
- 2)
- 3) $S(t) + \chi(t)$ - аддитивна, представляет собой нормальный случайный процесс \Rightarrow оптимальный декодер, приемник будет линейным, количество каналов 2^{k_i}

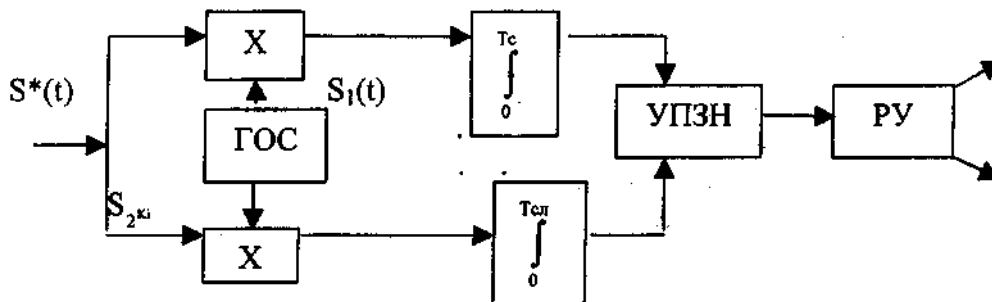


Рис. 1.22.

РУ - решает на входе приемника в смеси сигнала с помехой имеется тот сигнал, тот информационный блок, в канале которого уровень корреляционной функции наибольший.

УПЗН - устройство поиска наибольшего значения: какое количество сигналов 2^{K_i} , при котором оптимальный приемник обеспечивает минимальную $P_{ош}$ -

Найти множество сигналов, которое обеспечивает минимальную $P_{\text{ош}}$, количество сигналов

Средняя вероятность ошибочного приема блока P_c : P_{ij} - вероятность того, что при передаче j -го сигнала он будет воспринят как i -ый.

$$P_{\text{ош.ср}} = \sum_{i=1}^{2^{K_i}} \sum_{j=1}^{2^{K_i}} P(j) \cdot P_{ij}, \text{ при условии, что все блоки статистически независимы друг от друга.}$$

Найти множество сигналов, при котором $P_{\text{ош.ср}}$ - минимальна. Свойства сигналов влияют на вероятность трансформации сигналов. $P(j)$ - исходное распределение вероятности блоков: исходные данные для поиска наилучшего множества сигналов.

Пусть имеем множество сигналов представленных в виде векторов в n -мерном пространстве. Они образуют правильный многогранник - симплекс.

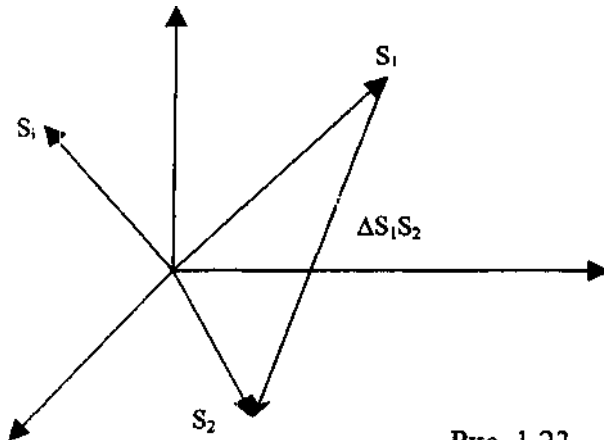


Рис. 1.23.

Чем больше расстояние между векторами $\Delta_{S_1 S_2}$, тем меньше вероятность трансформации.

$P_{\text{ср}}$ минимизируется в том случае, когда все сигналы находятся друг от друга на одинаковом расстоянии. Эквидистантные сигналы имеют одинаковые расстояния друг от друга в пространстве сигналов (симплексные сигналы).

Для симплексных сигналов:

$$\rho_{ij} = \begin{cases} -\frac{1}{2^{K_i} - 1}, i \neq j \\ 1, i = j \end{cases}$$

$$P_{\text{ср.ош}} = \Phi\{\rho_{12}, \rho_{13}, \dots\}$$

1.9.3. Теорема Финка

Эквивалентная вероятность ошибочного приёма символов при поэлементной передаче и приёме всегда не меньше эквивалентной средней вероятности ошибочного приёма символа при передаче и приёме "в целом".

$$P_{\text{ош.э.пол.}} \geq P_{\text{ош.э.вцелом}}$$

Всегда приём в целом не хуже приёма поэлементного, а даже лучше с потенциальной точки зрения.

Это неравенство тем глубже, чем больше статистические зависимости между символами. Приём в целом тем лучше, чем больше k_i - кол-во символов. Тем сложнее и приёмник (сложность растёт $\sim 2^{k_i}$). Оптимальный приёмник в целом используется в жизни редко.

Использование поэлементного приёма при использовании кодирования. Компромисс между поэлементным приёмом и приёмом в целом по помехоустойчивости и по сложности кодера и декодера.

1.10. Содержание задачи системного этапа проектирования в современной цифровой СПИ

$y(t)$ - источник информации

$\xi(t)$ - возмущение э/м поля

$\xi_i^*(t)$ - оценка первичного сигнала

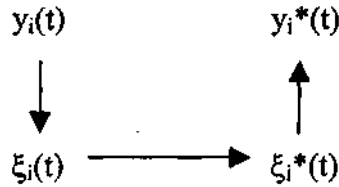


Рис. 1.24.

$x_{i\xi}^*(t) = \xi_i^*(t) - \xi_i(t)$ - ошибка передачи ξ_i -го сигнала

Это непрерывные случайные функции времени, т.к. источник инерционен.

$X_j(t)$ - должна находиться в допустимых пределах

Ограничения можно накладывать только на характеристики функции времени.

1) Мощностная характеристика:

Относительное среднеквадратическое значение ошибки:

$$\delta_{\xi_i} = \sqrt{\frac{M_{2x_{\xi_i}}}{M_{2\xi_i}}}$$

Полная мощность ошибки:

$$M_{2\xi_i} = \int_{-\infty}^{\infty} z^2 \cdot W_{x_{\xi_i}}(z) dz = M_{1x_{\xi_i}}^2 + \sigma_{x_{\xi_i}}$$

$M_{1x_{\xi_i}}^2$ - постоянная мощность

$\sigma_{x_{\xi_i}}$ - мощность всех переменных составляющих

D_{ξ_i} - динамический диапазон первичного сигнала

$$\delta_{x_{\xi_i}} = \frac{\sqrt{M_{x_{\xi_i}}}}{D_{\xi_i}}$$

$$D_{\xi_i} = \xi_{\text{инмаи}} - \xi_{\text{иннаи}}$$

2) Количественная характеристика ошибки:

$$P(x_{\xi_i} > \Delta_{x_{\xi_i\text{доо}}})$$

При проектировании системы в первую очередь накладывают ограничения на величины количественных характеристик ошибки:

$$\delta_{x_{\xi_i}} \leq \delta_{x_{\xi_i\text{доо}}}$$

$$i = 1 \dots n$$

(1)

$$P(x_{\bar{g}} > \Delta x_{\bar{g} \text{ don}}) \leq P_{i \text{ don}}, \quad \text{где } i = 1 \div n \quad (2)$$

В первую очередь создать систему таким образом, чтобы выполнить эти неравенства 1 или 2, или в смешанном виде.

Используют следующие показатели качества систем:

1) Точность передачи первичных сигналов.

2) Дальность действия (максимальное расстояние между абонентами и центром коммутации, при котором еще выполняется требование по качеству передачи первичных сигналов). Должна быть не меньше, чем какое-то определенное значение.

3) Разрешающая способность СПИ - возможность функционирования при мешающем воздействии других радиоэлектронных систем с близкими характеристиками сигналов.

Количественно характеризуются: минимальным различием параметров радиосигналов СПИ и мешающими системами, при которых еще выполняются требование точности передачи первичных сигналов. Несущие - одинаковые, модуляции - различны.

4) Помехоустойчивость - способность СПИ выполнять свои функции при мешающем воздействии помех. Показатели помех те же, что и показатели точности передачи первичного сигнала. Точность передачи первичных сигналов при мешающем воздействии при определенном типе помех.

Помехоустойчивость - устойчивость систем по отношению к неорганизованным помехам. При воздействии неорганизованных помех в системе возникают ошибки нормальные, величина которых относительно небольшая. Количественные характеристики те же.

Устойчивость по отношению к организованным (преднамеренным) помехам - это помехозащищенность.

В качестве количественной характеристики помеховероятность аномальной работы, вероятность срыва функционирования (система не может работать).

Помехозащищенность обеспечивается 3-мя путями:

1) Скрытностью действия системы - построение системы, при котором противнику осложняется обнаружить факт функционирования.

2) Эмитостойкостью - создание таких сигналов в системе, которое противник не может воспроизвести.

3) Криптостойкостью системы - свойство противостоять дешифрации передаваемых сигналов, сообщений и обеспечивается кодированием.

Каждое свойство характеризуется своим показателем. В качестве количественных показателей этих свойств используются вероятности того, что противнику удастся соответственно обнаружить факт функционирования системы, сэммитировать сигналами, или дешифровать содержание сигнала, при использовании всех доступных противнику средств.

1.10.1. Показатели качества системы (3 показателя надёжности):

1) Надежность функционирования системы - способность системы поддерживать в необходимых пределах значение показателей качества на протяжении определенного интервала времени

2) Отказоустойчивость системы - способность системы автоматически самостоятельно восстанавливать свою работоспособность при выходе из строя составляющих ее элементов и подсистем. Количество характеризуется кратностью выхода из строя одного и того же элемента, при которой еще восстанавливается работоспособность системы.

3) Живучесть - это способность системы сохранять свое функционирование и восстанавливать свою работоспособность при выходе из строя элементов системы в результате поражающего воздействия: экологические катастрофы, преднамеренное воздействие противника. Живучесть характеризуется количеством выведенных из строя элементов системы, при котором система еще способна сохранять свою работоспособность.

1.10.2. Затратные показатели

1. Масса.
2. Габариты.
3. Объем.
4. Потребление энергии, стоимость проектирования, изготовления, производства систем.

При проектировании систем на эти показатели качества заказчик накладывает свои ограничения. Они и составляют - ТЗ. В процессе проектирования выбирают характеристики системы, чтобы удовлетворять ТЗ.

1.10.3. Этапы проектирования

I. Этап системного проектирования:

- 1) внешнее проектирование - эскизный
- 2) внутреннее проектирование.

II. Этап проектирования алгоритма

III. Системы технического проектирования

IV. Конструкторско-технологическое проектирование - этап технического проекта.

1.10.4. Этап системного проектирования

- 1) Этап внешнего проектирования - формирование ТЗ (заказчик, подрядчик). Ограничения на все показатели качества.
- 2) Этап внутреннего проектирования - выбор всех сигналов, используемых в СПИ и операторов преобразования всех сигналов. Операторов уплотнения кодирования и декодирования каналов. Этот выбор должен быть таким, чтобы выполнялись все требования на установленные ограничения показателей качества.

Множество нехудших систем (соответствующих систем). Из всех этих вариантов необходимо выделить один вариант. Необходимо установить критерий предпочтения или критерий эффективности - некий показатель затрат (стоимость).

Промежуточные показатели это:

- 1) показатели затрат энергии,
- 2) затрат полосы частот,
- 3) эффективности использования потенциала системы.

Показатели удельных затрат - критерии Сандерса.

$$1) \beta = \frac{E_c}{G_{ш}} - \text{показатель удельных энергетических затрат на передачу,}$$

E_c - энергия сигнала, затраченной на единицу информации,

$G_{ш}$ - спектральная плотность эквивалентного белого шума, действующего в СПИ (приводит к таким же ошибкам в системе, как и реальные шумы и помехи)

$$2) \alpha = \frac{\Delta F}{R} - \text{показатель удельных затрат полосы пропускания (полосы частот),}$$

ΔF - полоса пропускания системы,

R - реальная скорость передачи информации.

(Полоса частот, которая затрачивается на передачу одной единицы двоичной информации в единицу времени)

$$3) \gamma = \frac{R}{C} - \text{показатель эффективности использования потенциала системы (т.е. насколько } R \text{ близка к пропускной способности).}$$

R - реальная скорость передачи информации.

Для идеальных систем Передачи Информации по Шеннону

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \frac{\text{дв.ед.}}{\text{сек.}};$$

$$\frac{1}{\Delta F_c / C} = \log_2 \left(1 + \frac{E_c}{\tau_c \cdot \Delta F_c \cdot G_0} \right)$$

$$\frac{1}{\alpha_{ид}} = \log_2 \left(1 + \frac{\beta_{и}}{\Delta F_c / (R = C)} \right)$$

$$\frac{1}{\alpha_{ид}} = \log_2 \left(1 + \frac{\beta_{и}}{\alpha_{и}} \right)$$

$$2^{1/\alpha_{и}} = 1 + \frac{\beta_{и}}{\alpha_{и}};$$

$$\beta_{и} = \alpha_{и} \cdot (2^{1/\alpha_{и}} - 1)$$

$$2^{1/\alpha_{и}} - 1 = \frac{\beta_{и}}{\alpha_{и}}$$

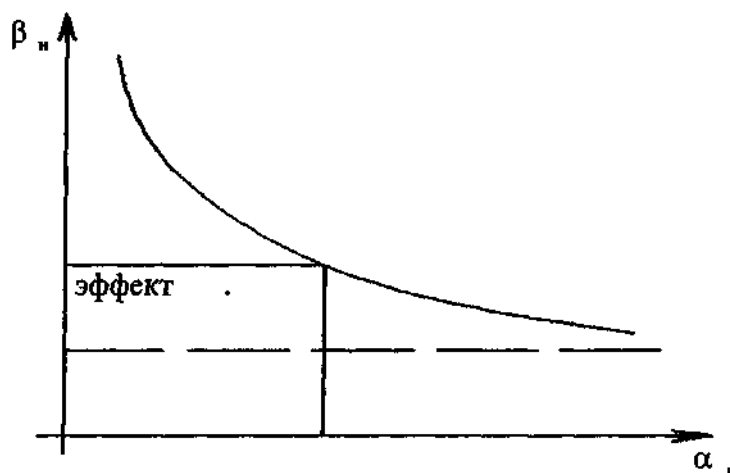


Рис. 1.25. Диаграмма Сандерса (диаграмма обмена энергией на полосу пропускания до $c/\omega=1$)

Для реальной системы. Если далеко - существует возможность улучшения характеристик. Система построения из наилучших подсистем не является наилучшей (нужно чтобы они сливались, стыковались)

1.11. Подсистема источник-потребитель

И-источник;

ЭФП - электрофизический преобразователь;

ПНФ - преобразователь в нужную форму;

П - получатель;



Рис. 1.26.

Всё что осталось после исключения И, П - радиолиния

$$\begin{cases} x_{yi}(t) = y_i^*(t) - y_i(t) - \text{ошибка} \\ \xi_i(t) - \xi_i^*(t) = x_{\xi i}(t) \end{cases}$$

Фиксированная точность, фиксированные источники, следовательно, характеристика:

Производительность источника - $H_e(V_{\text{изм}} \text{ передаточной системы}, V_{\text{изм}} \text{ точности})$

Если H_e будет увеличиваться, то скорость измерения состояния тоже возрастет и соответственно уменьшится допустимая ошибка.

$\sum_{i=1}^n H_{\epsilon i}$ - общая производительность источников системы.

$$\sum_{i=1}^n H_{\varepsilon_i} \leq C - \text{пропускная способность радиолинии}$$

Подсистема И-П сообща определяет требования к главной характеристике радиолинии пропускной способности.

1.12. Подсистема кодер источника (кодер-декодер)

Ки - кодер источника передающей системы



Рис. 1.27.

Убрать избыточность КИ.

Сколько в системе кодеров и декодеров, столько и сигналов.

Равновероятное распределение символов на выходе.

1-ый вид избыточности: статистическая избыточность- значения параметра и первичного сигнала распределены не равновероятно.

2-я причина избыточности- инерционность статистической избыточности: наличие статистической зависимости между значениями первичного сигнала, которые порождаются инерционностью источника.

$\xi(t)$ - первичный сигнал - непрерывная случайная функция времени(представляется бесконечным множеством символов)

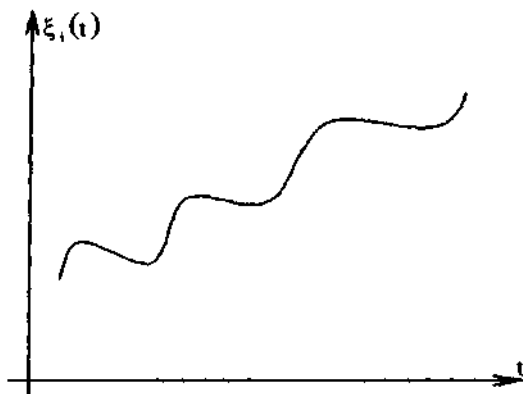


Рис.1.28.

$\xi(t)$ характеризуется неравномерным распределением плотности вероятности $W_{\xi_i(t)}(z)$

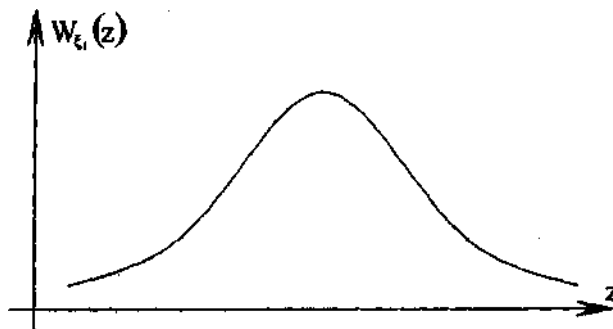


Рис. 1.29.

Статистически зависимы друг от друга и не равновероятны.

Каждый символ должен нести на себе максимальный объём информации. Для уменьшения статистической избыточности, надо разрушать(уменьшать) статистические зависимости между символами, и выравнивать вероятности между символами.

2-ой вид избыточности: семантическая (смысловая) избыточность.

Свойство: информация субъективна.

Логическая избыточность - определяется отношением потребителя к сведениям, предъявляемым к источнику (к информации от источника).

Сущность преобразования: преобразование бесконечного алфавита в конечный.

Кодер источника выполняет 4 основные функции:

1. Осуществляет временную дискретизацию первичного сигнала;
2. Квантование по уровню сигнала(переход от бесконечного алфавита к конечному);
3. Уменьшение логической и статистической избыточности;

Декодер источника осуществляет обратные преобразования: преобразовывает оценки последовательности символов алфавита в непрерывный первичный сигнал или другую характеристику, интересующую потребителя.

1.13. Основные процессы кодирования источника

1. Методы уменьшения статистической зависимости между символами в процессе кодирования источника. Уменьшение статистических зависимостей между символами реализуется в процессе временной дискретизации первичного сигнала, т.е. процедуры временной дискретизации объединяют с уменьшением статистической зависимости

Реально используются 2 категории методов уменьшения статистической зависимости:

1. Метод экстраполяции (предсказания)
2. Метод интерполяции

1.13.1. Методы экстраполяции

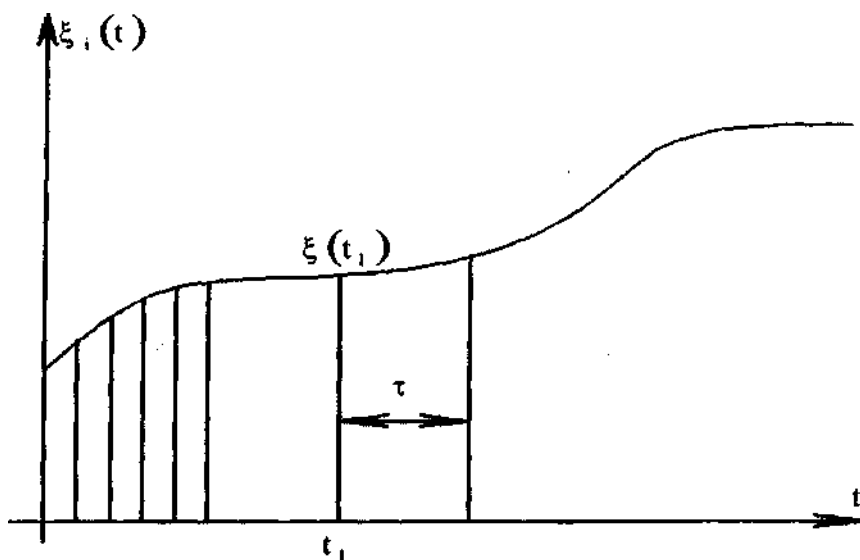


Рис.1.30.

Рис. 1.30.

В каждом символе содержится информация о предыдущих сигнальных последовательностях. В кодере и декодере определённое количество переданных значений всегда сохраняем, следовательно, этим сохраненным значениям можно предсказать последующее значение. Этим в декодере восстановим первичный сигнал. В кодере контролируем точность. Полиномиальные алгоритмы предсказания базируются на представлении бесконечно дифференцируемой функции с помощью полиномиального (степенного) ряда (Макларена).

$$\xi(t_1 + \tau) = \xi(t_1) + \frac{\xi'(t_1) \cdot \tau}{1!} + \frac{\xi''(t_1) \cdot \tau^2}{2!} + \dots$$

$\xi(t_1)$ - конечными разностями.

Как только ошибка достигла недопустимого уровня, предаём снова, старое стираем, новое запишем и т.д.

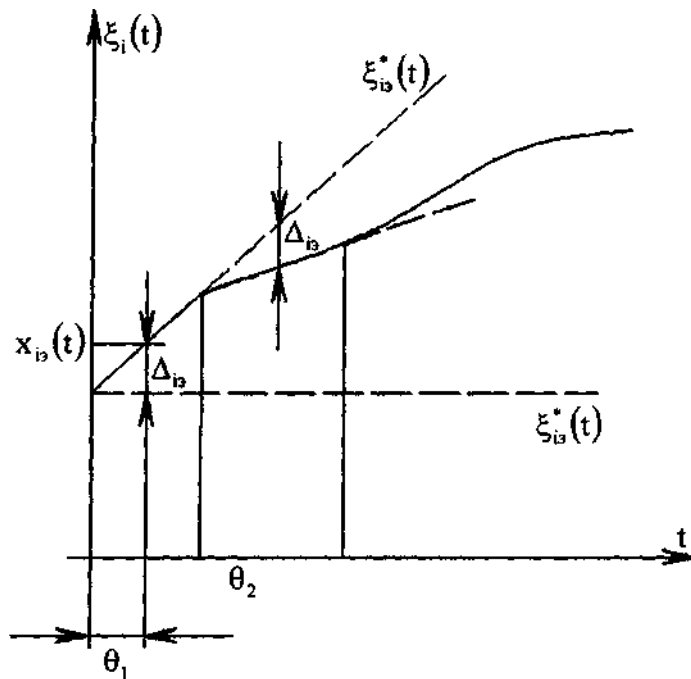


Рис.1.31.Метод экстраполяции 6-го порядка по 1-му члену в разложении

$X_э(t)$ - ошибка экстраполяции.

Предсказать методом экстраполяции нулевого порядка - по предшествующему значению.

$\xi_{\text{экстр}}^*$

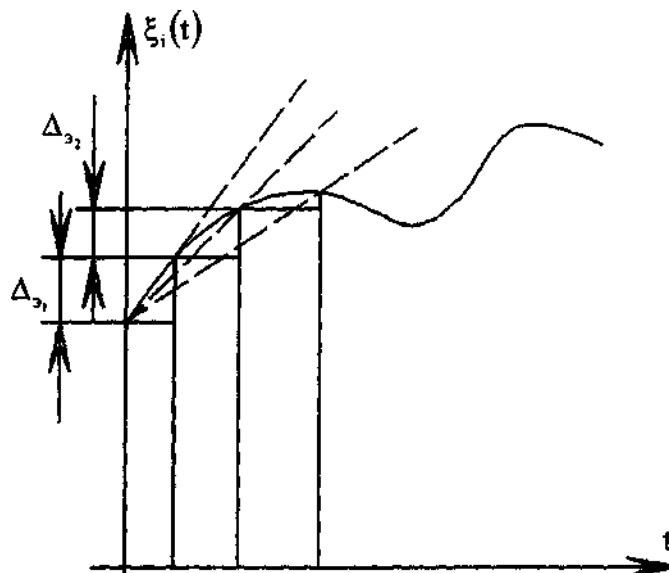
Апертура экстраполяции- наибольшее значение ошибки экстраполяции. — $\Delta_{\text{э}}$

Θ_1 - экстраполятор первого порядка (использует метод конечных разностей, а не производную 2-ой член ряда)

Точность предсказания увеличивается, но и усложняется алгоритм предсказания.

Увеличение точности предсказания даёт возможность увеличивать интервалы при сохранении точности представления первичного сигнала (кодирования и декодирования)

Уменьшим статистические зависимости между этими значениями. Т.к. требуется выяснить точность, не имеет смысла использовать предсказатели (экстраполяторы) высшего порядка



При малых значениях ошибки высший порядок предсказателя не используется.

В качестве кодирования источника методом экстраполяции используется алгоритм 0-го и 1-го порядка предсказателя.

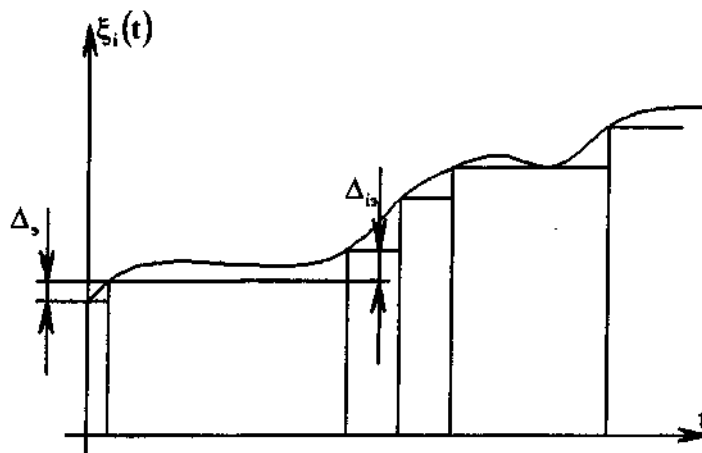


Рис.1.33.Алгоритм предсказания 0-го и 1-го порядка

Чем чаще участок ,тем чаще идут интервалы времени. Экстраполятор позволяет кодировать и декодировать процесс в реальном масштабе времени.

При передаче этих значений по радиолинии может произойти нарушение реального масштаба времени из-за других процессов в системе.

Интервал дискретизации оценивает ход процесса автоматики, оценивает не стандартное изменение сигнала.

1. Предсказатель 0-го порядка является алгоритмами адаптивной временной дискретизации(отслеживает каждую реализацию)
2. Алгоритмы экстраполяции являются алгоритмами реального масштаба времени

1.13.2. Методы интерполяции

Фиксируется количество членов ряда, а не интервал.

В процессе кодирования определяют такой наибольший интервал, при котором с помощью этого выбранного количества членов ряда еще можно обеспечить допустимую ошибку представления или воспроизведения.

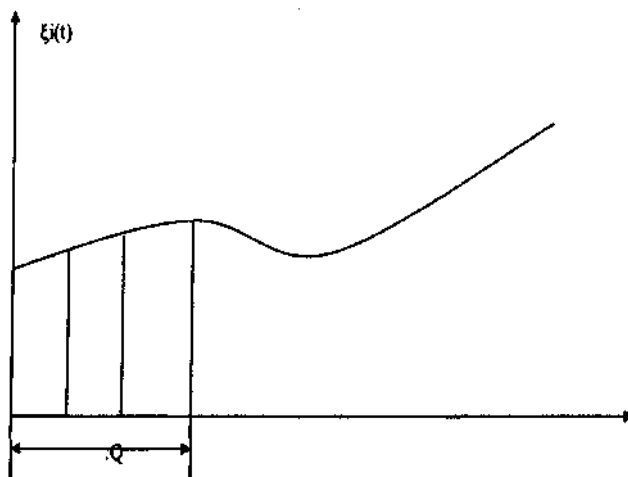


Рис. 1.34.

Передаем размер интервала и число коэффициентов.

Методы интерполяции более сложны, чем методы экстраполяции, но более точные: увеличивают интервал дискретизации, уменьшает передаваемый объем сведений. Плата - нарушение реального масштаба времени и сложность алгоритма.

Пример. Интерполяция 1 порядка.

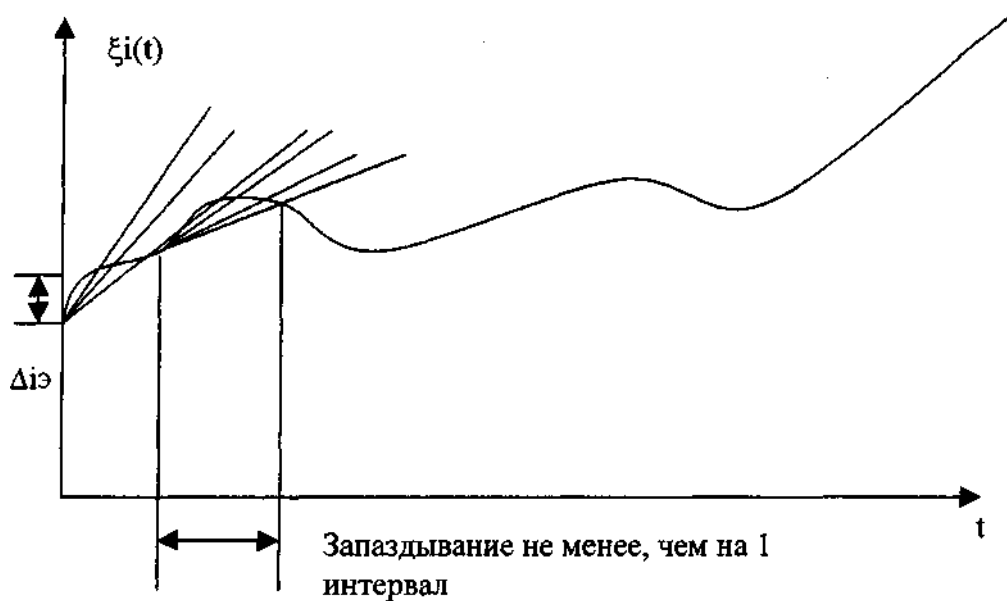


Рис. 1.35.

Методы экстраполяции и интерполяции - полиномиальные, являются базовыми при кодировании первичного источника. Получаем последовательность дискретных во времени значений первичного сигнала.

Осуществляется квантование по уровню с помощью АЦП - в кодовые цифровые слова.

K_n - информационных символов.

Требуется точность квантование - увеличение разрядов

Как правило, используется равномерное квантование с постоянным шагом.

Поскольку распределение значений первичного сигнала плотность вероятности не является равномерной, то и распределение символов при равномерном квантовании в кодовом слове будет не равновероятным.

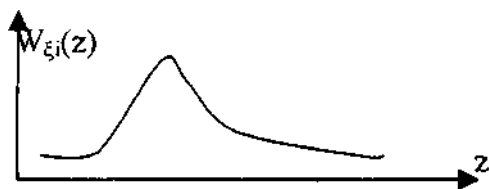


Рис. 1.36. Неравномерный спектр

Символы не равновероятны, и чтобы добиться равновероятного распределения символов нужно использовать методы статистического кодирования: методы Шеннона - Фоно.

1. Нужно задать распределение вероятностей символов в алфавите.
2. Закодировать каждый символ начального алфавита в кодовое слово.

Для большинства источников методы «выравнивания» вероятностей символов не применимы. Такие методы применимы только для речи.

Методы экстраполяции, интерполяции, «выравнивания» вероятностей формируют комплекс методов уменьшения статистической избыточности.

Нужно уменьшать логическую избыточность.

При интерполяции: предшествующее и последующее значение имеют информацию о тех, которые находятся в середине сведения.

Последующие значения нужно накопить, проанализировать потом среднее значение передавать, следовательно, нарушается реальный масштаб времени в режиме передачи.

Каждый первичный сигнал имеет сведения о последующих и предыдущих значениях. Ось времени нарезается на некоторые постоянные интервалы. На каждом из этих интервалов, отрезок первичного сигнала, который осуществляется на этом интервале времени, представляется приблизительно с помощью какого-то ряда (степенной ряд, ряд Фурье)

Если зададим точность, с которой желаем это представление осуществить, то на каждом из этих интервалов процессы меняются с различной степенью, то потребуется разложить число членов ряда, которое обеспечивает необходимую точность.

Т.к. форма ряда известна то для воспроизведения в декодере отрезка, достаточна известность коэффициента, для каждого отрезка своим коэффициентом. Кол-во коэффициентов меняется

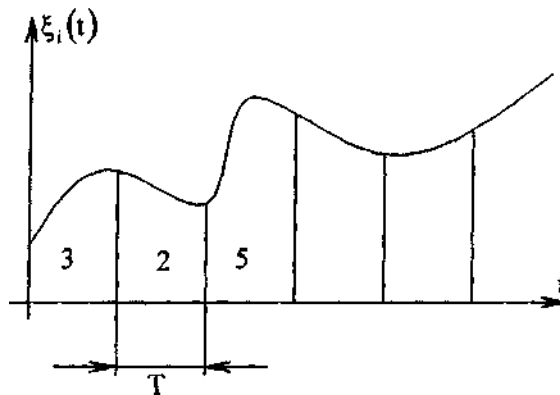


Рис.1.37.

1.14. Метод Котельникова

$$T_{\text{дискр}} \leq \frac{1}{2F_{\text{max}}}$$

где F_{max} - верхняя частота в спектре передаваемого сигнала

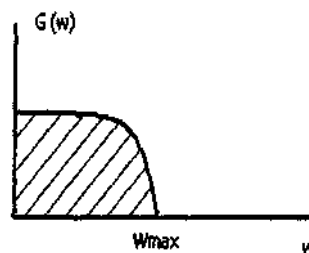


Рис. 1.38.

Непрерывный и ограниченный спектр должен иметь бесконечно длинный символ, следовательно, бесконечная энергия. Этот приём не применим.

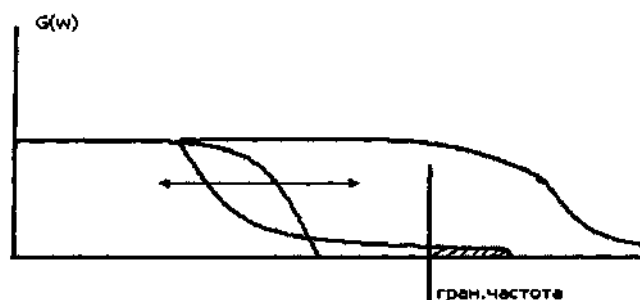


Рис.1.39.

Ошибки

- 1) Спектральные компоненты будут предаваться ошибочно
- 2) Усечение ряда (ряд должен быть бесконечен) - следовательно, быстрое возрастание ошибки.

Выбрали граничную частоту и число членов ряда. Спектр непостоянный, следовательно, выбрать граничную частоту из самого худшего варианта спектра.

Система с высокой вероятностью должна удовлетворять всем требованиям системы.

Вероятность отказа $p = 10^{-11}$. F_d - наихудший спектр.

10^{11} часов система будет работать с избытком, 1 час работает правильно.

$C \geq \sum_{i=1}^n F_{\delta i}(\max)$ - алгоритм предсказания 0-го порядка.

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

2.1. Методы выравнивания неравновероятных символов

2.1.1. Статистическое кодирование

Первоначальные символы - неравномерное представление кодовыми словами переменной длины. Длина кодового слова для каждого символа выбирается обратно пропорционально вероятности появления.

Восьмеричный алфавит. Упорядочим буквы в порядке убывания вероятности появления символов.

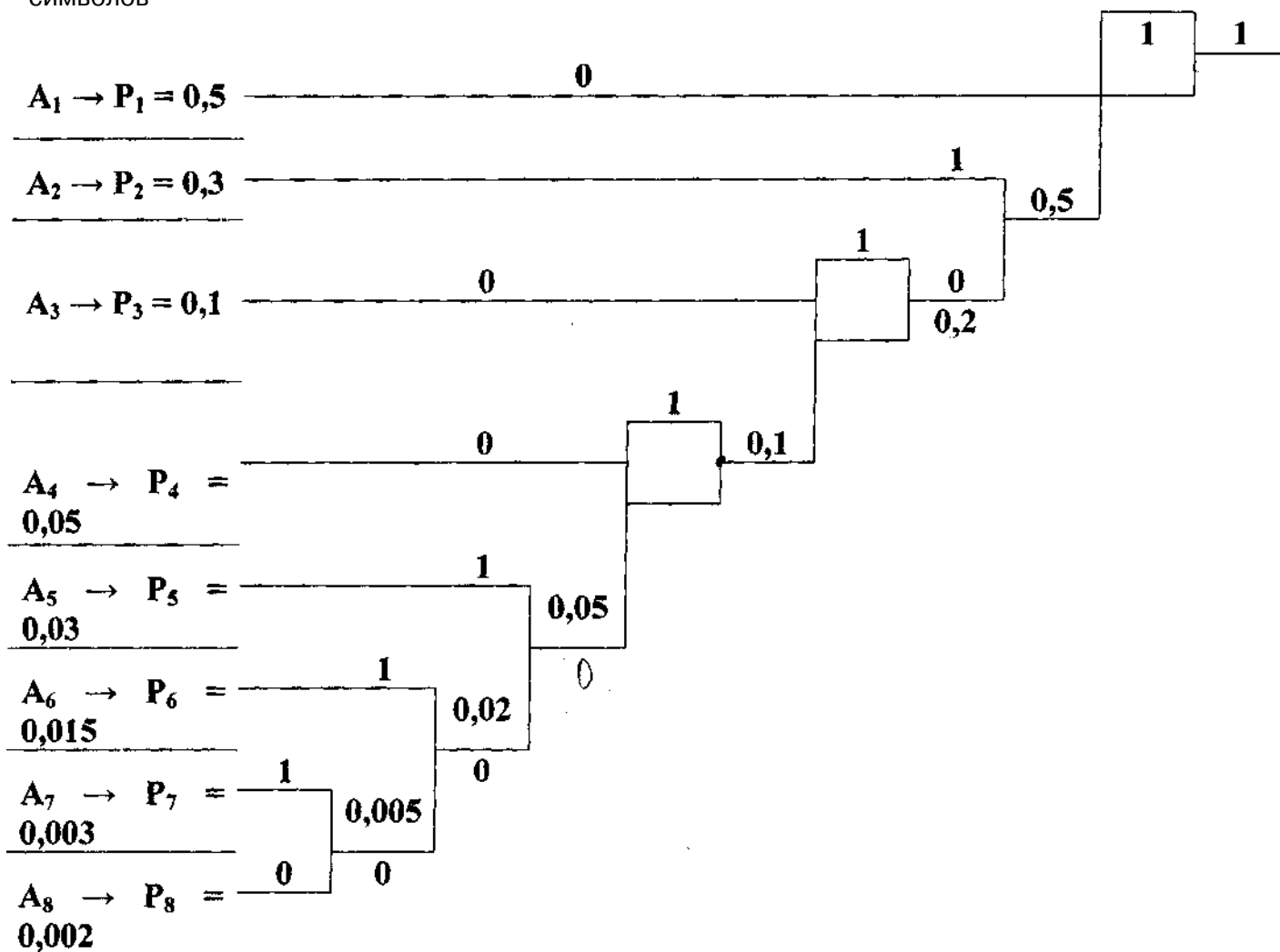


Рис. 2 1.

Строится дерево кода от ветвей корня

A_8 : 0001101

A_7 : 1001101

A_6 : 101101

...

A_1 : 0

Метод кодирования длинных серий с одинаковой длиной (другой метод).

2.1.2. Представление об уменьшении логической или семантической избыточности

I. Уменьшение логической избыточности - эффективная передача речевых сообщений или речевых сигналов

Для прямой (непрерывной) передачи речевого сигнала с сохранением разборчивости по содержанию достаточно 3 кГц

С точки зрения разборчивости сточки логической избыточности передачи энергетический спектр (то, что нам необходимо, а не множество побочных звуков).

Используй значение энергетического спектра как воспроизвести речевой сигнал?

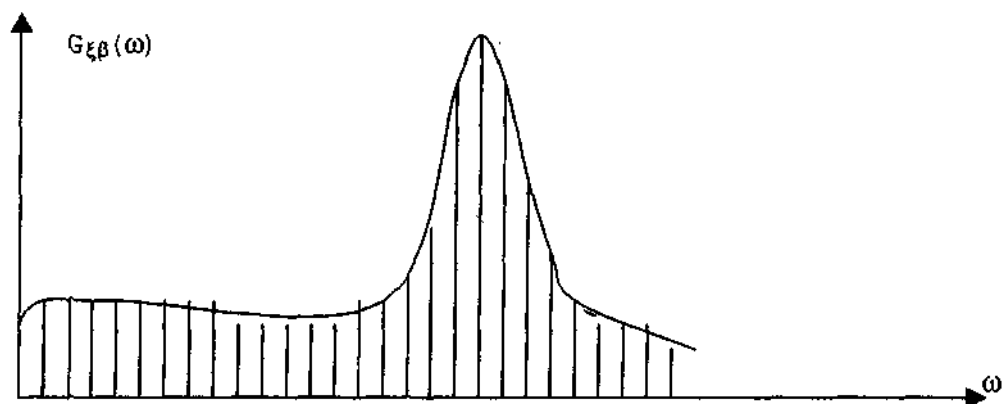


Рис. 2.2 Вид спектра гласной и звонкой согласной

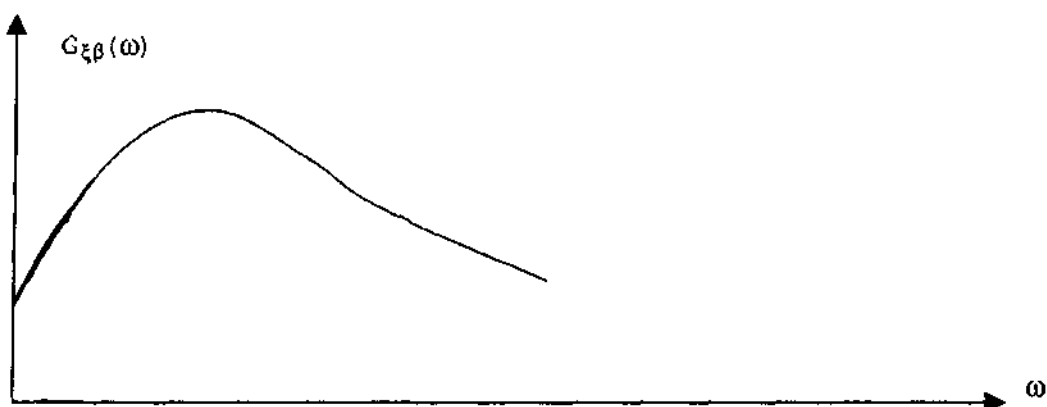


Рис. 2.3 Вид спектра глухой согласной

Вокодер

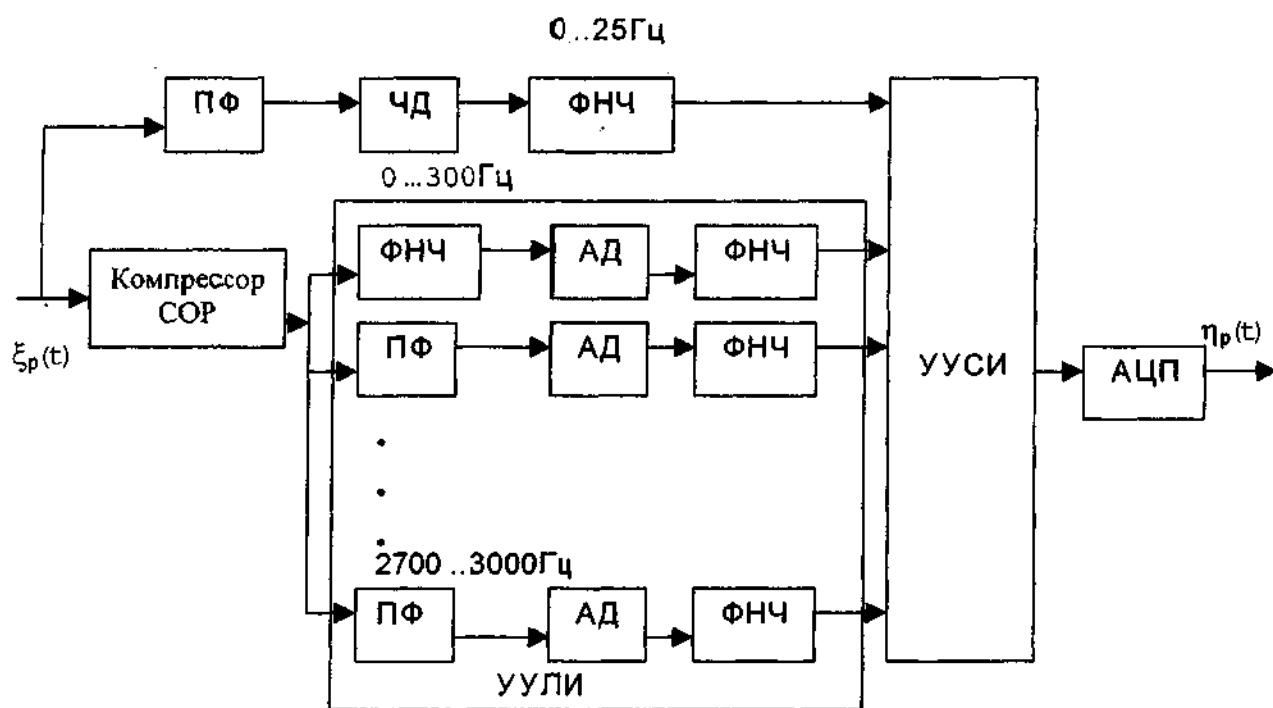


Рис. 2.4 Вокодер

Компрессор - уменьшает динамический диапазон

ЧД - частотный дискриминатор

УУЛИ - устройство уменьшения логической избыточности

УУСИ - устройство уменьшения статистической избыточности

АЦП - аналоговой-цифровой преобразователь

УРК - устройство разделения каналов

ОНОТ - определитель наличия основного тона

Декодер

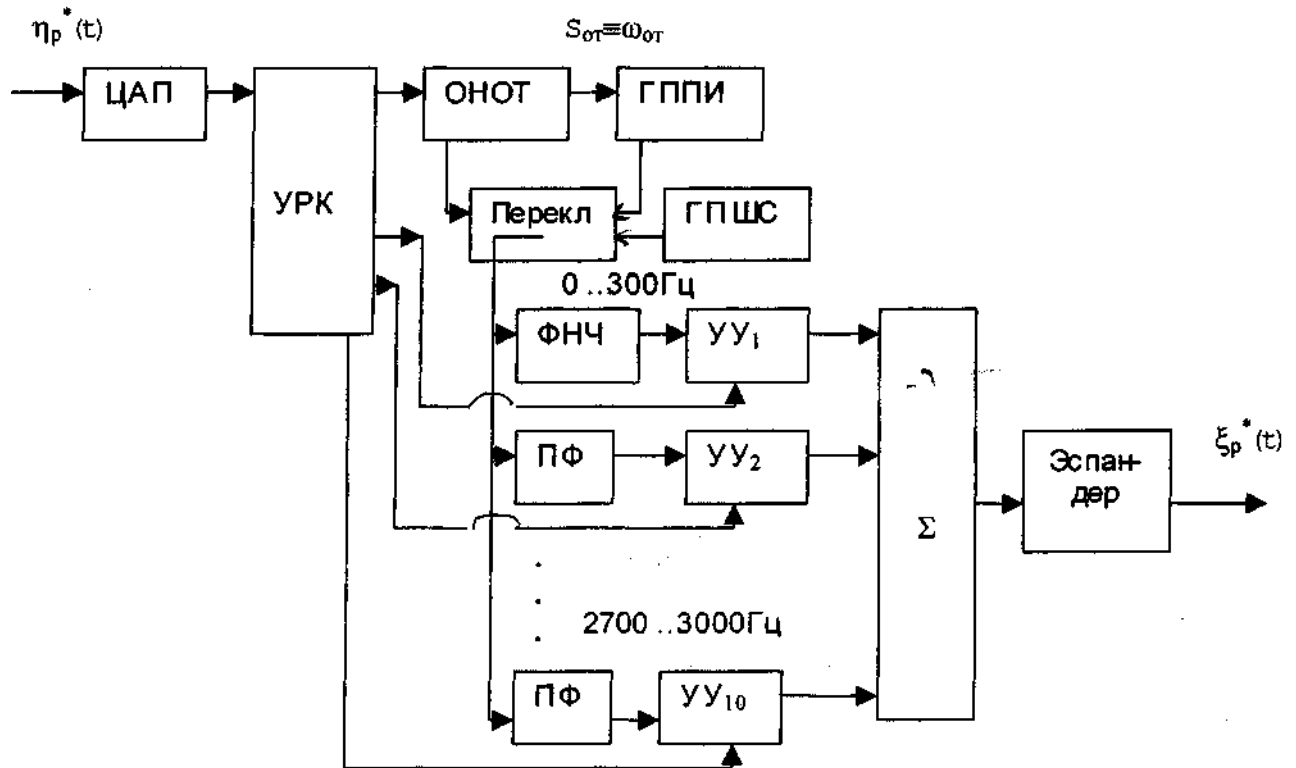


Рис. 2.5 Декодер

ГППИ - генератор периодической последовательности импульсов

ГПШС - генератор псевдошумового сигнала

УУ - управляемый усилитель

Если в спектре имеется всплеск, то ОНОТ переключают в верхнее положение, на синтезатор речевого сигнала периодическая последовательность импульсов начинается синтез гласной или звонкой согласной => поступают на активные фильтры- резонаторы

Если глухая согласная то основного тона нет (ниже порога), переключатель - нижнее положение Синтезируется шумоподобный сигнал- шумовая согласная

II. Кодер изображения

3 плана

Неподвижный: не передается пока не изменяется

Малоподвижный: редко

Быстро подвижный: часто передается

Отличие состоит в количестве градаций. Полоса 65кГц но движение дискретна Ориентируется на восприимчивость человеческого глаза

2.2. Подсистема уплотнения и разделения каналов

Необходима для экономии высокочастотного оборудования Использовать общий ВЧ-тракт для передачи сигналов

УУК - устройство уплотнения каналов

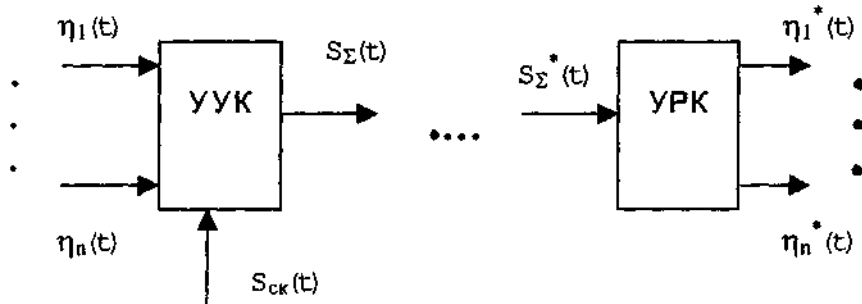


Рис. 2 6

$$S_{\Sigma}(t) = \Psi\{\eta_1(t), \dots, \eta_n(t); S_{ск}(t)\}$$

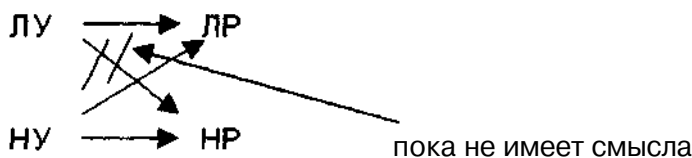
$\Psi \{ \dots \}$ - функционал который обеспечит разделимость каналов: существование такого множества Π_j , чтобы существовали способы выделить из группового сигнала с заданной точностью оценку сигнала. И функционал и операторы могут быть линейными и нелинейными.

$$\Pi_j\{S_{\Sigma}^*(t)\} = \begin{cases} \eta_i^*(t); i = j \\ 0, i \neq j \end{cases}$$

В зависимости от того, как организована процедура разделения и уплотнения различают классы

Линейное и нелинейное уплотнение каналов

Линейное и нелинейное разделение каналов



ЛР - линейное разделение

ЛУ - линейное уплотнение

НУ - нелинейное уплотнение

НР - нелинейное разделение

В зависимости от принципа разделения ресурсов системы делятся на 2 класса

Системы с закрепленными каналами

Системы с незакрепленными каналами (свободными)

В системах с закрепленными параметрами за каждым источником закрепляется ресурс на все время функционирования системы. В виде закрепляемого за этим источником поднесущего сигнала

При этом, в независимости от того, содержатся в сведениях, генерируемых источниками информации или нет (есть что сказать источнику или нет), ресурс закреплен за ним на все время работы.

Т. к. все источники не стационарны выделяемый ресурс радиолинии для любого источника должен рассчитываться исходя из наихудшего варианта, т.е. исходя из пикового значения производительности источника.

Вероятность этого пикового значения чрезвычайно мала.

Таким образом при таком подходе к построению системы основную долю времени функционирования система недогружена, либо загружена ненужными сведениями.

В системах с незакрепленными параметрами:

Поднесущий сигнал и соответствующий ресурс радиолинии выделяется источнику только на интервале, когда у источника есть сведения, содержащие информацию

При нестационарных источниках общий средний ресурс радиолинии требуется существенно меньший

Поднесущий сигнал

Функционал Ψ должен обладать свойством разделимости

$$S_z(t) = \Psi\{\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n, S_{kc}\}$$

$$P_j \{S_z^*(t)\} = \begin{cases} \eta_i^*(t), i = j \\ 0, i \neq j \end{cases}$$

$i=1 \div n$
 $j=1 \div n$

Чтобы существовал P_j воздействие которых на оценку группового сигнала позволяет получить оценки цифровых представлений первичных сигналов

В каждый групповой сигнал вводят некий адресный признак. Используют Поднесущие сигнала

Поднесущие сигналы формируются таким образом чтобы они существенно отличались друг от друга

Симплексные - равноудаленные сигналы (коэффициент взаимной корреляции любой пары одинаковый).

1

$n-1$

Эти сигналы используют в качестве адресов

Этап уплотнения каналов

1. Осуществляют модуляцию поднесущих сигналов

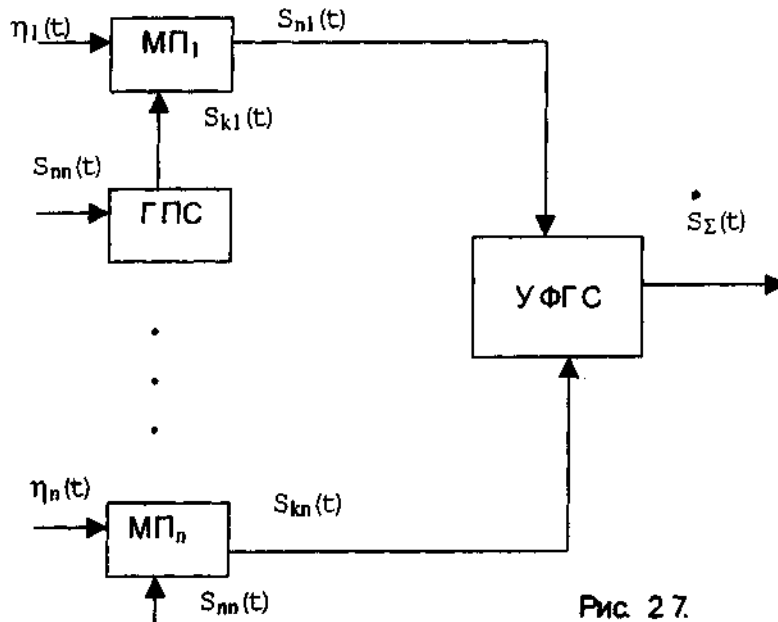


Рис. 27.

УФГС -устройство формирования группового сигнала

МП - модуляция поднесущей

Групповой сигнал- некий функционал от канальных сигналов

$$S_z(t) = Q\{S_{k1}(t), S_{k2}(t), \dots, S_{kn}(t), S_{ck}(t)\}$$

В системе с незакрепленными каналами адресация осуществляется в цифровом виде, т.е. адресный признак - в цифровом виде

1. Индивидуальная адресация
2. Групповая адресация

При индивидуальной адресации к каждому кодовому слову, поступающему с кодера источника добавляется адресная часть, состоящая из K_a символов

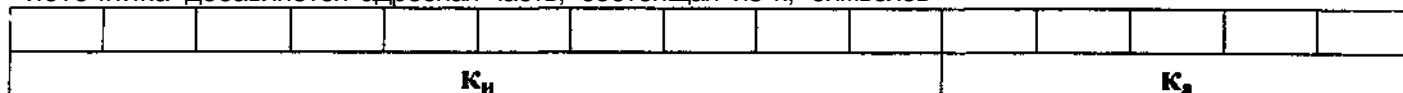


Рис. 2 8

$$2^{K_n} \geq n, n - \text{число источников}$$

Кодовое слово - группа символов - содержательная самостоятельность.

Групповая адресация (пакетная адресация): К группе кодовых слов, следующих от разных источников, добавляется адрес

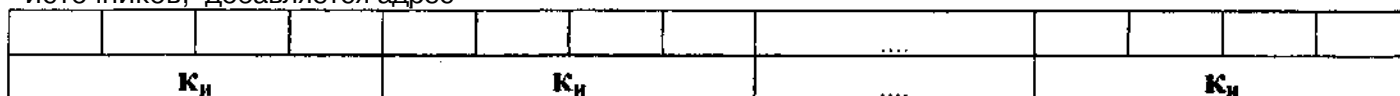


Рис. 2 9

Далее 2) кодовыми сигналами осуществляется модуляция пакетами, либо кодовыми словами с адресами поднесущих сигналов

При этом количество поднесущих сигналов существенно меньше числа источников n

$$m \ll n$$

Система с закрепленными каналами:

$$m = n.$$

В система с незакрепленными каналами количество свободных, не занятых поднесущих каналов $I_{нз}(t)$ -случайно и зависит от времени

Количество пакетов при индивидуальной адресации, которое требует в этот момент времени поднесущий сигнал - такие случайно $n_a(t)$.

$I_{нз}(t) < n_a(t)$ Если в системе нет ЗУ ожидаемого устройства, то часть информации теряется

При индивидуальной адресации: $n_a(t) - I_{нз}(t) = n_{\text{потер}}(t)$

При групповой адресации: теряется число пакетов

Система с незакрепленными каналами - система с потерями.

Для уменьшения $P_{\text{потерь}}$ используют буферный накопитель:

Т. е. кодовые сигналы для которых не хватило поднесущих сигналов запоминаются и возникает очередь на передачу. Длина этой очереди - случайная

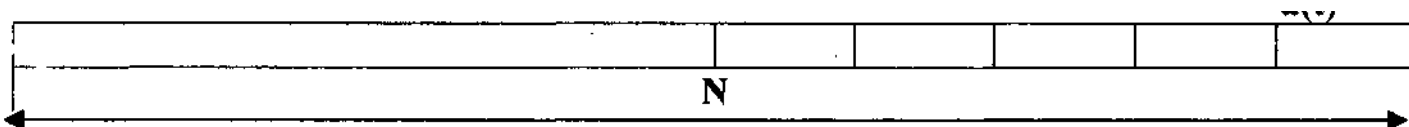


Рис. 2 10

N - количество единиц пакетов, находящихся в буфере

Если длина очереди $a(t) > N$, то возникают потери Т.к. $a(t)$ -случайная, любой кодовый пакет задерживается в накопителе на случайное время, для каждого кодового слова возникает случайная задержка t_z нарушается реальный масштаб времени. => Дополнительные ошибки передачи первичных сигналов

Для уменьшения ошибок передачи первичных сигналов, связанных с задержками, передают метки времени.

С помощью меток времени уменьшают ошибка масштаба времени привязки

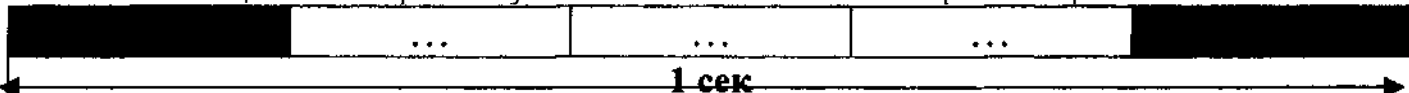


Рис. 2 11.

Разделение каналов с закрепленными каналами производится в 2 этапа
Выделяются каналы

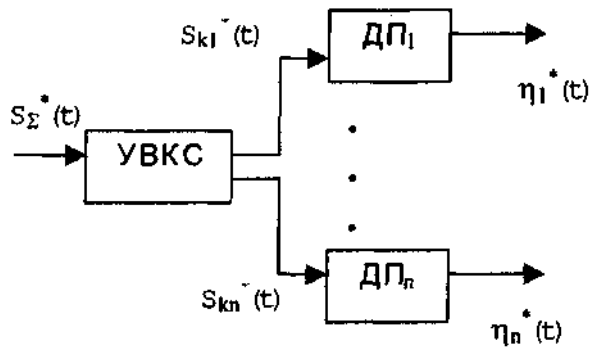


Рис. 2 12

УВКС - устройство выделения канальных сигналов

ДП - демодулятор поднесущей

2.3. Основные классы сигналов, используемые в качестве поднесущих

Все сигналы используемые в качестве поднесущих, разделяются на 2 больших класса

1. простые сигналы
2. сложные (составные) сигналы

Признак классификации - база сигнала

Для простых сигналов $B_s \approx 1$, для сложных - $B_s \gg 1$. $B_s = \Delta F_c \cdot T_c$

B_s - база сигнала ΔF_c - ширина спектра сигнала T_c - длительность сигнала

Все реальные сигналы обладают бесконечной шириной спектра, т. к. все они ограничены во времени.

Ширина спектра и длительность:

Полоса частот и интервал времени, в пределах которых сосредоточена основная энергия или основная мощность сигнала

Пример

К простым сигналам относят радиоимпульс, видеоимпульс, периодическую последовательность радиоимпульсов, периодическую последовательность видеоимпульсов любой формы $B_s \approx 1$

Сложные сигналы используются сигналы представимые с помощью частотно-временной матрицы (ЧВМ).

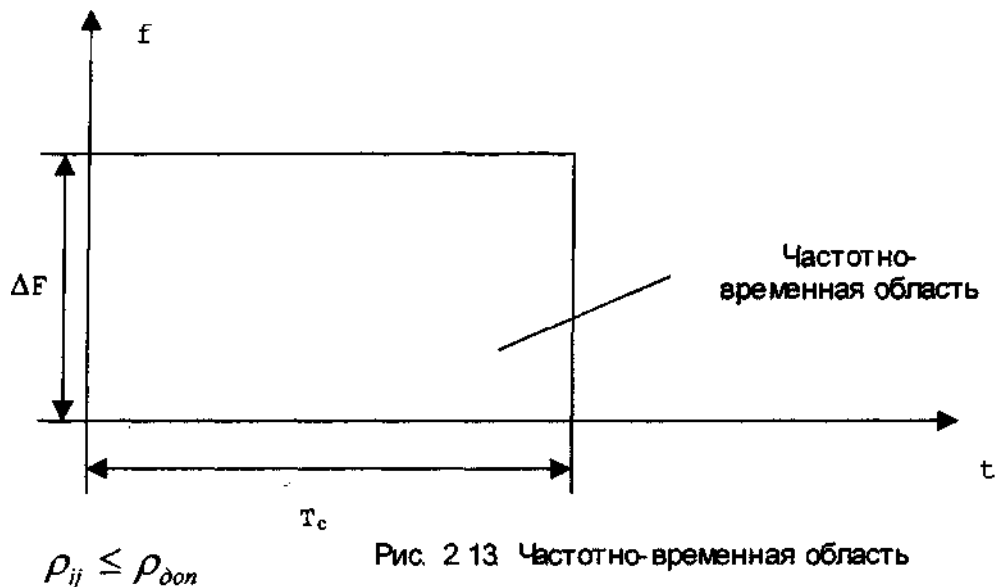


Рис. 2 13 Частотно-временная область



ЧВМ - определенным образом организованная частотно-временная область

Выделяется множество временных позиций, эквивалентных длительности сложного сигнала. Частотная область разделяется на множество составляющих f_1, f_2, f_L . Расстояние между частотными составляющими - одинаковое Δf_l . В пределах такой матрицы можно изобразить любой сигнал.

Каждая клетка матрицы изображает радиоимпульс определенной частоты, расположенный на определенной временной позиции.

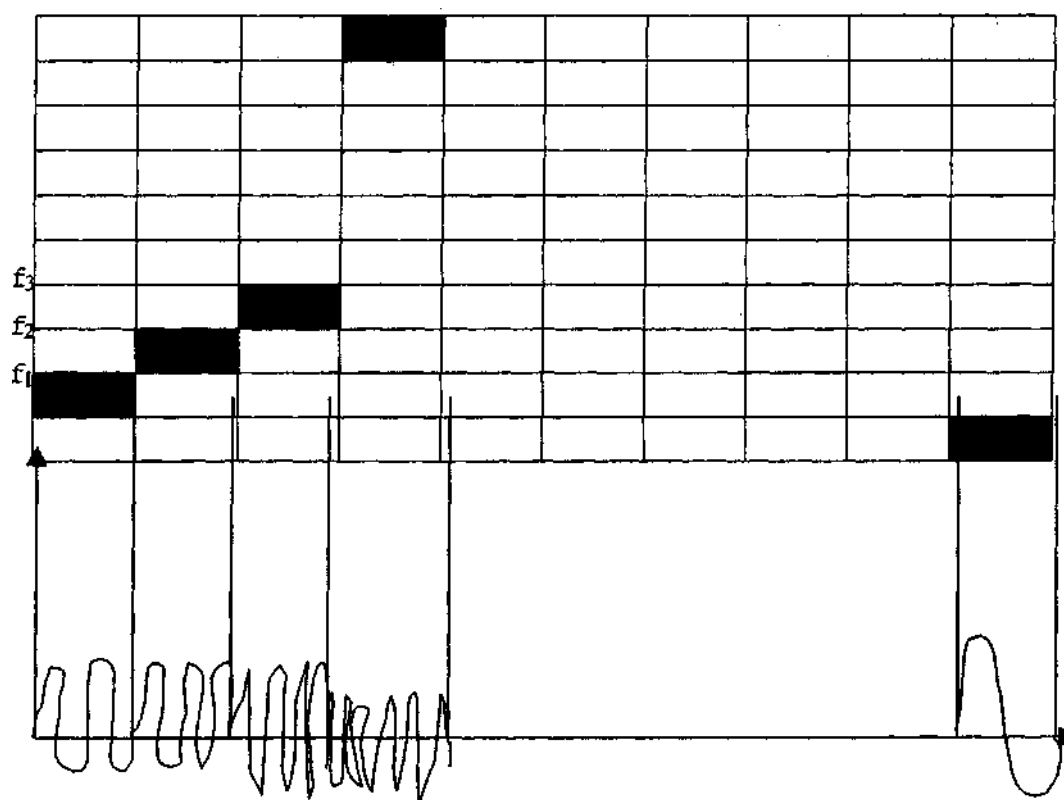


Рис. 2 15

Амплитуды в данном примере одинаковы, частоты - различны, фазы также могут различаться.

Сложный сигнал составляется из элементов различных частот, расположенных на различных временных позициях. Фазы всех частотных составляющих независимы. Если все элементы генерировать независимыми генераторами, то $\Delta f_i \geq \frac{1}{\tau_c}$

Эти соотношения при разnose f и τ_c обеспечивают практическую ортогональность всех элементов, чтобы основной лепесток спектра радиоимпульса помешался в зазор между частотными компонентами.

Элементы могут изменяться на π радиан => более эффективно использовать ЧВ область => построить большее количество сигналов с приемлемыми взаимно-корреляционными свойствами.

2.4. Первый класс сложных сигналов

2.4.1. Импульсно-временные сигналы (ИВС)

Изображаются матрицей-строкой. Все элементы используемые в сигнале, имеют одинаковую частоту.

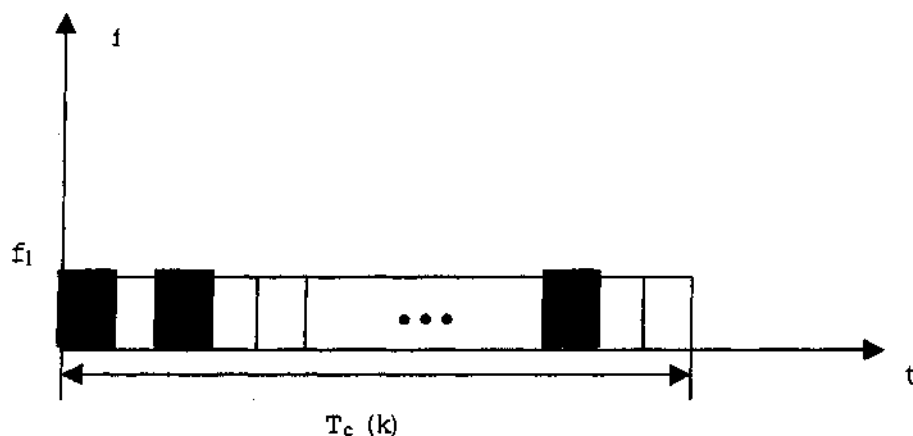


Рис. 2.16.

Если не использовать фазовые различия, то можно создать 1 сигнал. Часть позиций занята, часть - пассивна, свободна.

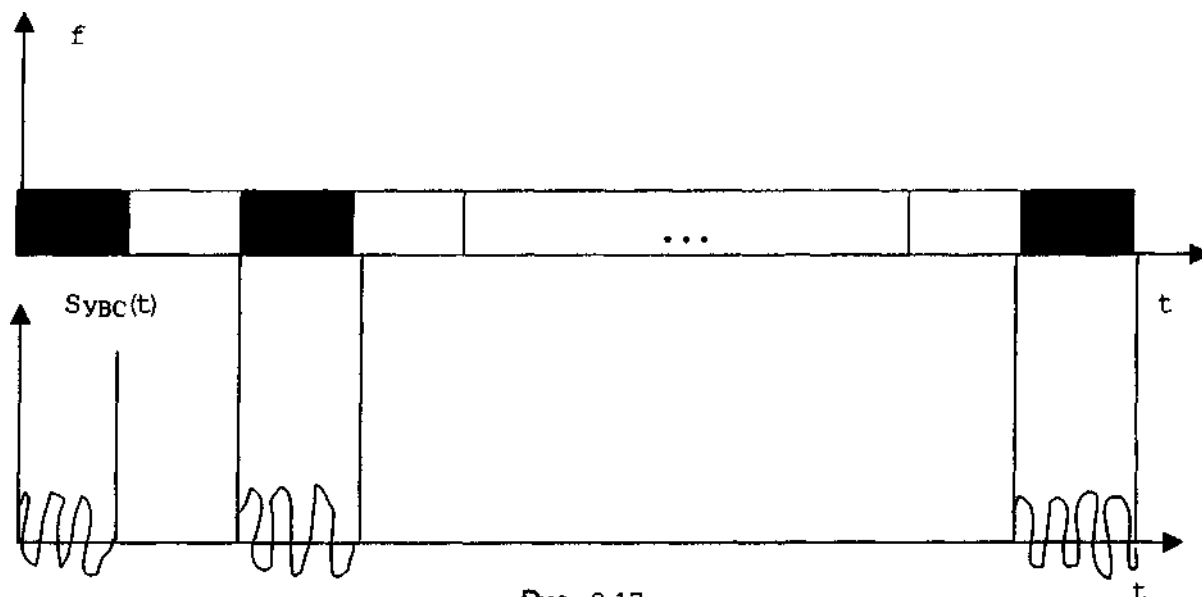


Рис. 2.17.

$r < K$
 $r - 1$ - главная характеристика сигнала

Ни в одной паре сигнала эти интервалы не повторились - условные ортогональности (рациональное множество ИВС).

Если k - большое, то допускается совпадение одного интервала

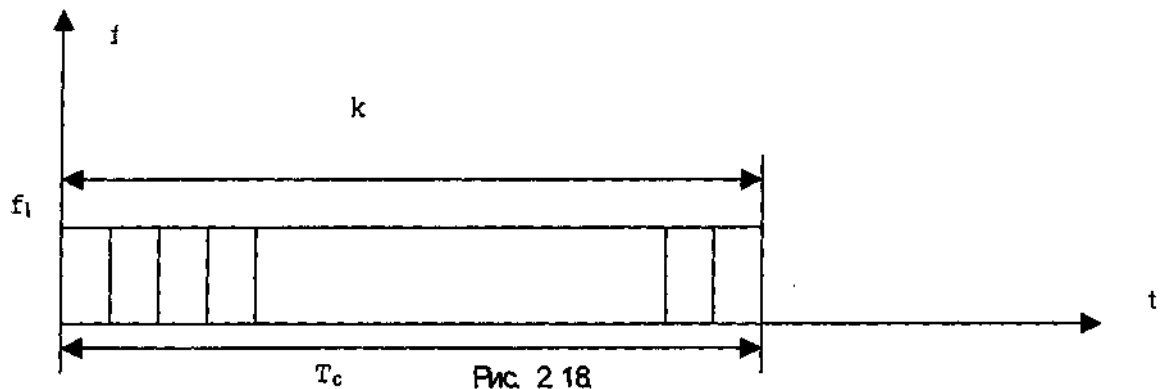
Сигнал с пассивной паузой не самым эффективным образом использует радиочастотную линию передач

вопросы по разделу:

1. Построить генератор, согласованный фильтр импульсно-временных сигналов
2. Построить генератор согласованный фильтр частотно-временных сигналов

2.4.2. Ортогональные в точке сомкнутые составные сигналы

Такие сигналы изображаются матрицей-строкой



Каждый сигнал множества занимает все k временных позиций.

$$k = 2^i, i=0,1,2,\dots$$

Для создания множества сигналов используют фазу. Фаза радиоимпульсов принимает 2 значения 0 и π радиан.

$$\varphi = \begin{cases} 0 \rightarrow 1 \\ \pi \rightarrow -1 \end{cases}$$

В этих сигналах нет пассивных пауз.

Для изображения множества сигналов удобно пользоваться математической формой, называемой матрицей Адамара

$$\mu_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\mu_i = \begin{bmatrix} \mu_{i-1} & \mu_{i-1} \\ \mu_{i-1} & -\mu_{i-1} \end{bmatrix}$$

$$\mu_2 = \begin{bmatrix} \mu_1 & \mu_1 \\ \mu_1 & -\mu_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Матрица Адамара 1-го порядка представляет множество двоичных ортогональных в точке сомкнутых составных сигналов

Эпюры этих сигналов изображены ниже

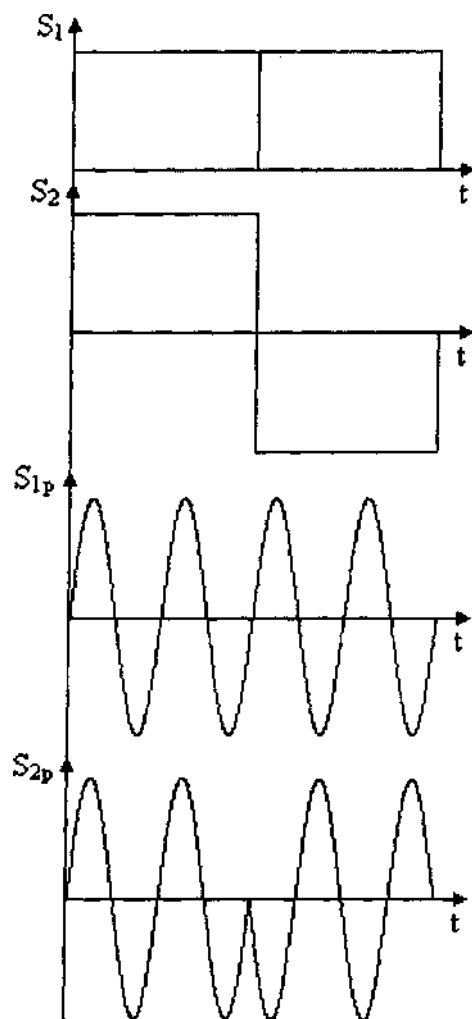


Рис. 2 19

Сигналы ортогональные в точке сигналы ортогональны при одном варианте временного сдвига относительно друг друга В реальном- сдвиг равен нулю

Сомкнутые - нет пассивной паузы

Множество сигналов лучше: лучше помехоустойчивость (нет пассивных пауз), лучше используется частотно временная область, большое количество сигналов

2.4.3. Шумоподобные или псевдощумовые сигналы

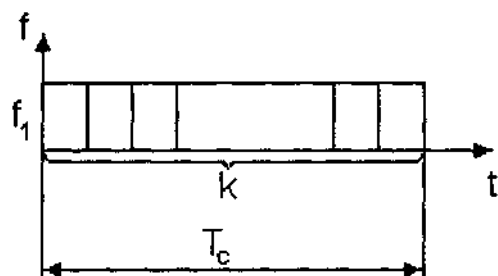


Рис. 2 20

$$k = 2^l - 1$$

В качестве огибающих псевдошумовых сигналов используются m -последовательности (m -последовательность максимальной длины регистра сдвига). Эти последовательности вырабатываются генератором построенным на основе регистра сдвига с обратными связями через сумматоры по модулю 2 ($\text{mod } 2$).

3 триггерные ячейки

ГТИ - генератор тактовых импульсов

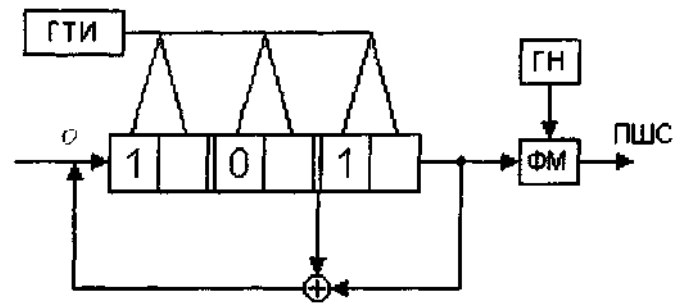


Рис. 2 21.

Регистр сдвига - цепочка последовательно соединенных триггеров, в которой содержимое под действием тактовых импульсов сдвигается от текущей позиции к последующей или от предыдущей в последующую обратную связь через сумматор 1-количество ячеек регистра сдвига

Существует такой вариант для регистра сдвига с любым числом ячеек с определенным набором обратных связей, который обеспечивает генерацию последовательности максимальной длины. При большей длине регистров вариантов может быть несколько. Методов синтеза генераторов m -последовательностей не существует, зато существуют таблицы генераторов m -последовательностей.

Преимущества m -последовательности:

- приближает ее к свойствам белого шума;

Коэффициент автокорреляции псевдошумовой последовательности имеет вид

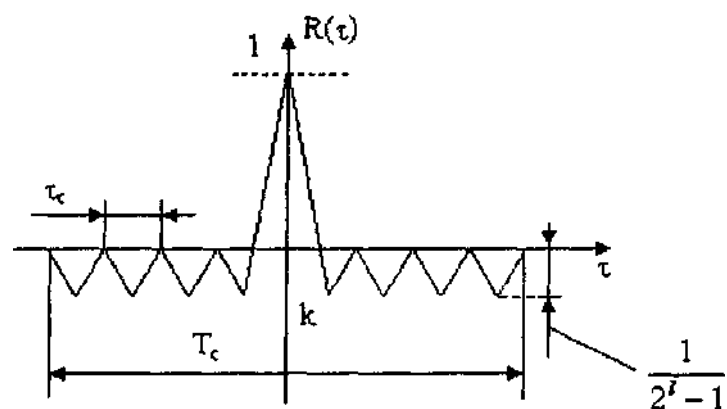


Рис. 2 22

При большом количестве элементов в сигнале его свойства приближаются к свойствам белого шума

$2^3 - 1$ - вариантов псевдошумовой последовательности. Количество сигналов равно периоду псевдошумовой последовательности. Все циклические перестановки одной ПСП представляют собой другие ПСП принадлежащие другому множеству.

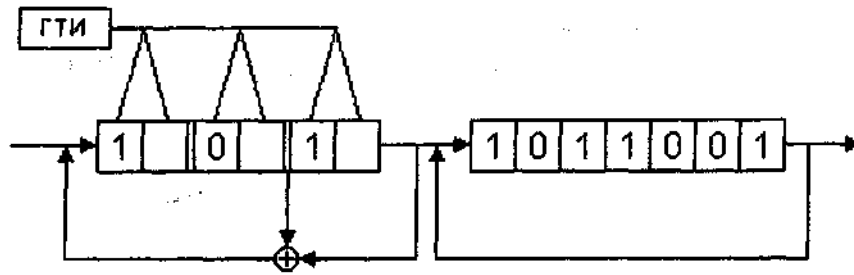


Рис. 2 23

ГПШП - может использоваться модулятор информационными словами ПИЛ. При изменении кодового слова изменяется форма ПШП. ПШП ПШС наилучший вариант.

Вопросы по разделу:

- 1) Эпюра псевдошумовой последовательности
- 2) Нарисовать эпюру псевдошумовой последовательности псевдошумового сигнала
- 3) Согласованный фильтр для псевдошумового сигнала

2.5. Второй класс сложных сигналов

2.5.1. Частотно- временные сигналы

Такие сигналы изображаются полной частотно временной матрицей

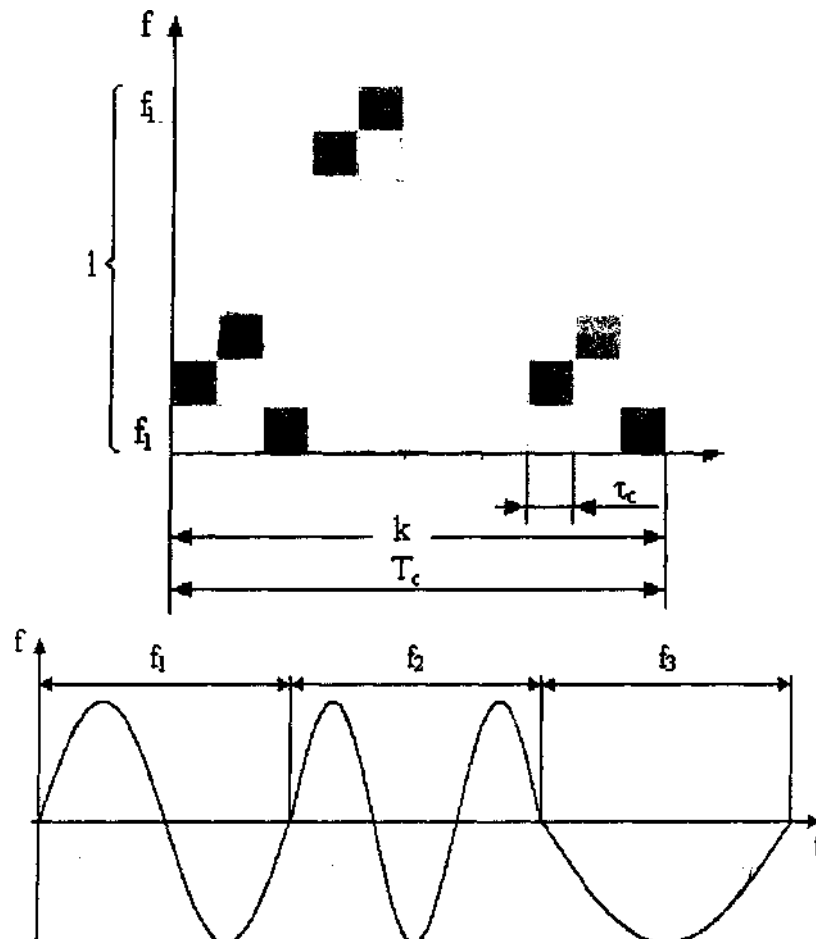


Рис. 2 24

Все сигналы ортогональны ни один радиоимпульс не повторяется на одних и тех же временных позициях Радиоимпульс f_3 может использоваться в других сигналах, но на других частотах

Если l и k велики, допускается небольшое перекрытие, количество сигналов возрастает.

Для ЧВ сигналов применяют изменение фазы на π -радиан, и количество сигналов удваивается

При небольшом количестве элементов частотно- временной матрицы допускают небольшую не ортогональность сигналов

2.5.2. Функциональна схема генератора частотно-временных сигналов. Схема согласованного фильтра частотно-временных сигналов

Пример согласованного фильтра псевдошумового сигнала

Способ генерации, способ перевода m - последовательности в псевдошумовой сигнал

Согласованный фильтр, согласованный с одиночным радиоимпульсом должен учитывать частоту и длительность импульса С помощью согласованного фильтра отфильтровываем 1-ый уровень помех

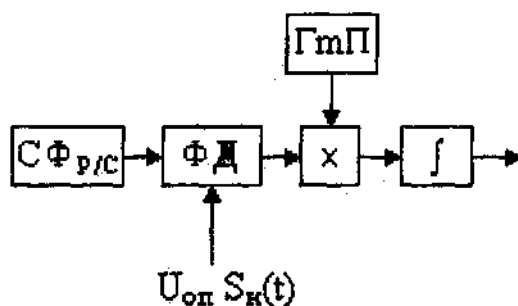


Рис. 2 25

ФД - фазовый дискриминатор;

$U_{оп} s_n(t)$ - опорный сигнал несущей частоты

x - коррелятор

I- интегратор

ГмП - генератор m - последовательности

вместо ГмП можно использовать регистр, в который записана m - последовательность.

2.6. Подсистемы разделения и уплотнения каналов

Системы передачи информации с закрепленными каналами:

- 1) СПИ с линейным разделением и уплотнением каналов
- 2) СПИ с нелинейным разделением и уплотнением каналов

При линейном уплотнении и разделении каналов групповой сигнал представляет собой сумму от $i=1$ до n канальных сигналов модулирующий поднесущий сигнал)

$$S_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n S_i(t)$$

Какими свойствами должен обладать поднесущий сигнал чтобы обеспечивать линейное разделение при линейном уплотнении?

Теорема

Необходимым и достаточным условием линейной разделимости каналов при их линейном уплотнении, является линейная независимость поднесущих сигналов

$$S_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n a_i(t) f_{\Pi i}(t)$$

$S_{\text{под}}(t)$ - некая фикция, соответствующая модулированному поднесущему сигналу.

Пусть разделение каналов возможно при невыполнении того утверждения, что есть в теореме линейное разделение каналов возможно, когда поднесущие сигналы не являются линейно-независимыми функциями.

Условие линейной независимости функций

Сумма линейно-независимых фикций равна нулю только в том случае, когда равны нулю все коэффициенты для этих фикций. Ни одна из линейно-независимых не является линейной суперпозицией (комбинацией) всех остальных функций. Отсюда следует, что если фикции $f_{\Pi i}(t)$ - линейно-независимы то их сумма равна нулю тогда когда равны нулю все коэффициенты a_i .

Групповой сигнал может равняться нулю при неравенстве нулю коэффициентов a_i . Значит при разделении каналов групповой сигнал возникает линейный оператор

$$\Pi_j \{S_{\Sigma}(t)\} = \begin{cases} f_{\Pi j}(t), & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$$

Выделить при разделении один из каналов

$$\Pi_j(0) = 0$$

Есть на входе канал с полезными свойствами, а на выходе ноль. Отсюда следует, что предположение неверно, т.к. разделение каналов возможно, когда являются линейно независимыми модулированные поднесущие сигналы

В процессе модуляции свойства сигналов, с точки зрения их взаимной зависимости, ухудшаются: либо расширяется спектр либо увеличивается длительность сигнала

Если для линейного разделения каналов требуется линейная независимость модулированных поднесущих сигналов, то, тем более, должны быть линейно независимыми сами поднесущие сигналы

В силу недостатка элементов транспортировки этих сигналов мы не сумели бы это свойство сохранить

Т. к. элементы инерционные (ограничения АЧХ), то все сигналы ограничены во времени, а значит их спектр неограничен

Реальные устройства ухудшают свойства сигналов. Для реальных систем требование линейной независимости сигналов с точки зрения разделимости является недостаточным. Стараются выдержать более жесткое требование: требование ортогональности сигналов

$$\begin{aligned} \rho_{ij} &= 0 \\ i &= 1, \dots, n \\ j &= 1, \dots, m \end{aligned}$$

Все ортогональные сигналы являются линейно-независимыми, но не все линейно-независимые сигналы являются ортогональными

В реальных системах для обеспечения линейной разделимости каналов при их линейном уплотнении требуется ортогональность поднесущих сигналов

Ортогональность поднесущих сигналов может быть обеспечена тремя путями:

- 1) Созданием такого множества сигналов, спектры которых не перекрываются (ортогональность по частоте, частотное уплотнение и разделение каналов).
- 2) Создание такого множества сигналов, которое не перекрывается друг с другом по времени (методы с временным уплотнением и разделением каналов)
- 3) Создание сигналов такой формы при которой, не смотря на перекрытие спектров и по времени, они остаются ортогональными (уплотнение и разделение каналов по форме поднесущих сигналов).

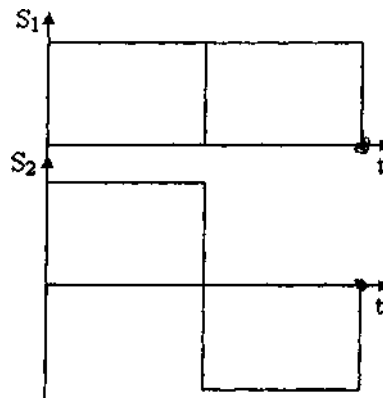


Рис 2 26

2.7. СПИ с частотным уплотнением каналов

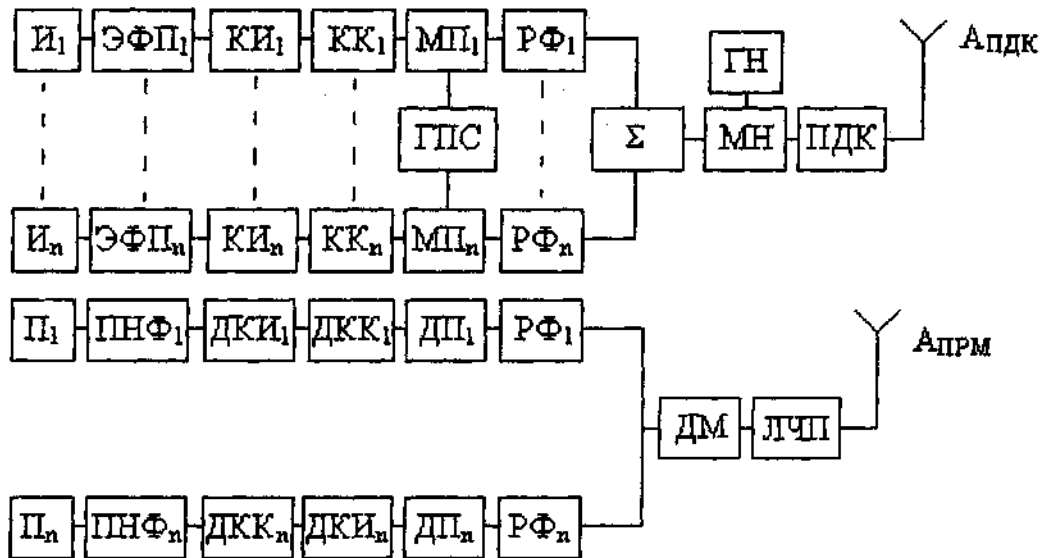


Рис. 2 27.

- КИ - кодер источника;
 ЭФП - электрофизический преобразователь;
 КК - кодер канала;
 МП - модулятор поднесущего сигнала;
 ГПС - генератор поднесущего сигнала;
 Σ - сумматор
 МН - модулятор несущего сигнала;
 ГН - генератор несущего сигнала;

ПДК - передатчик;
 ЛЧП - линейная часть приемника;
 ДМ - демодулятор несущего сигнала;
 ДП - демодулятор поднесущего сигнала;
 ДКК - декодер канала;
 ДКИ - декодер источника;
 ПНФ - преобразователь в нужную форму;
 П - получатель;
 РФ(в ПДК) -разделительные фильтры|
 РФ(в ПРМ) -режекторные фильтры
 Режекторные фильтры подавляют определенную часть спектра

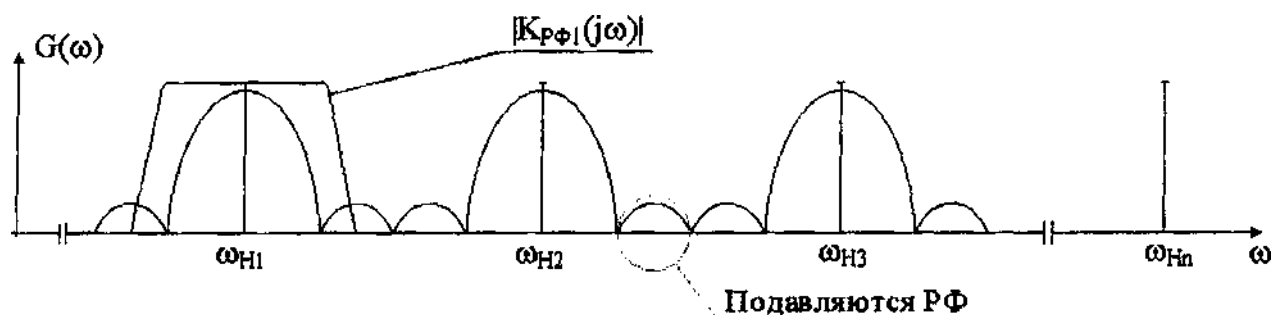


Рис. 2 28 Идеализированный спектр множества поднесущих сигналов

Подавляются РФ

Рис. 2 28 Идеализированный спектр множества поднесущих сигналов
 В качестве поднесущих сигналов используются гармонические сигналы различных частот.

$|K_{рф1}(j\omega)|$ - передаточная функция режекторного фильтра 1-го канала

В модуляторе поднесущего сигнала происходит модуляция цифровым сигналом с выхода кодера канала. В результате модуляции рядом с каждой спектральной компонентой возникает множество дополнительных.

Модуляция может быть любой амплитудной, фазовой, частотной

В простом случае при АМ возникает две боковых полосы (при АМ они повторяют форму спектра модулирующего сигнала).

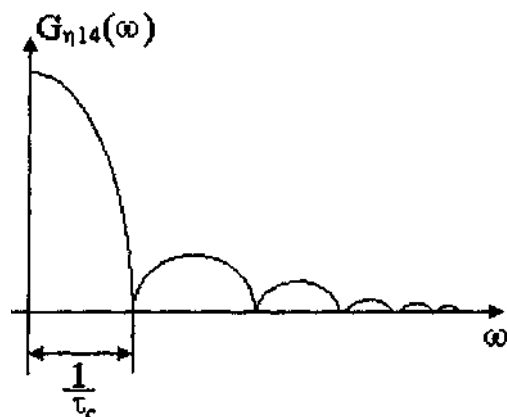


Рис. 2 29

Т. к. спектр бесконечен то боковые лепестки спектров различных сигналов перекрываются друг с другом. Таким образом возникают межканальные помехи. Чтобы уменьшить влияние каналов друг на друга используют режекторные фильтры, которые обеспечивают беспрепятственную передачу основной части спектра и подавляют мешающие боковые лепестки.

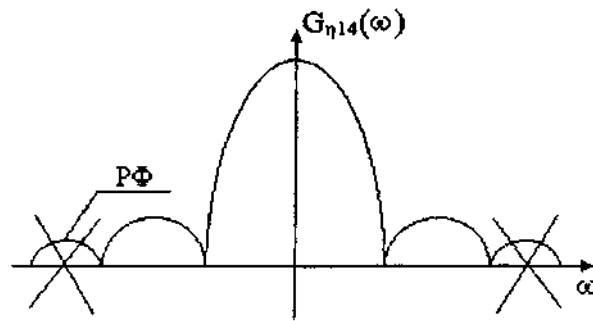


Рис. 2 30

Фильтрация сигнала производится на выходе модулятора поднесущего сигнала

Самой помехоустойчивой считается фазовая модуляция поднесущего сигнала и фазовая модуляция несущего сигнала, но это требует очень большой полосы пропускания системы. Чтобы уменьшить требования по полосе пропускания используют АМ модуляцию поднесущего сигнала (хотя теряют в помехоустойчивости). Так же используют однополосную передачу, чтобы сэкономить требуемую полосу передачи СПИ и, тем самым повесить помехоустойчивость.

Для модуляции несущего сигнала используют АМ или ЧМ (ФМ не эффективна), теряя в помехоустойчивости, но экономя полосу, а тем самым экономя и мощность.

2.8. Причины межканальных помех

- 1) перекрестная помеха нелинейности амплитудной характеристики группового тракта;
- 2) помеха по соседнему каналу.

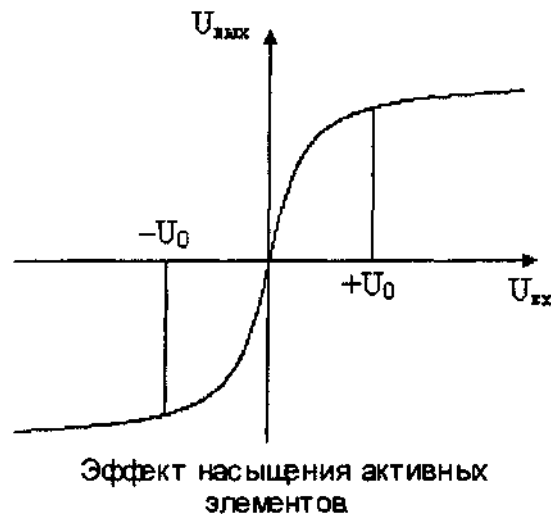


Рис. 2 31.

Групповой тракт: часть системы передачи информации от выхода устройства уплотнения каналов до входа устройства разделения каналов.

Входным сигналом является групповой сигнал

$$U_{\text{вх}} = S_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n a_i(t) \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

В первом приближении φ_i можно пренебречь

Если сигнал не выходит за пределы группового тракта, то все компоненты поступают без суммирования на выход

Поднесущие генерируются независимыми генераторами. Амплитуда изменяется по амплитудному закону $S_{\Sigma}(t)$ -сумма независимых случайных сигналов, распределенных по нормальному закону.

Групповой сигнал является нормальным случайным процессом

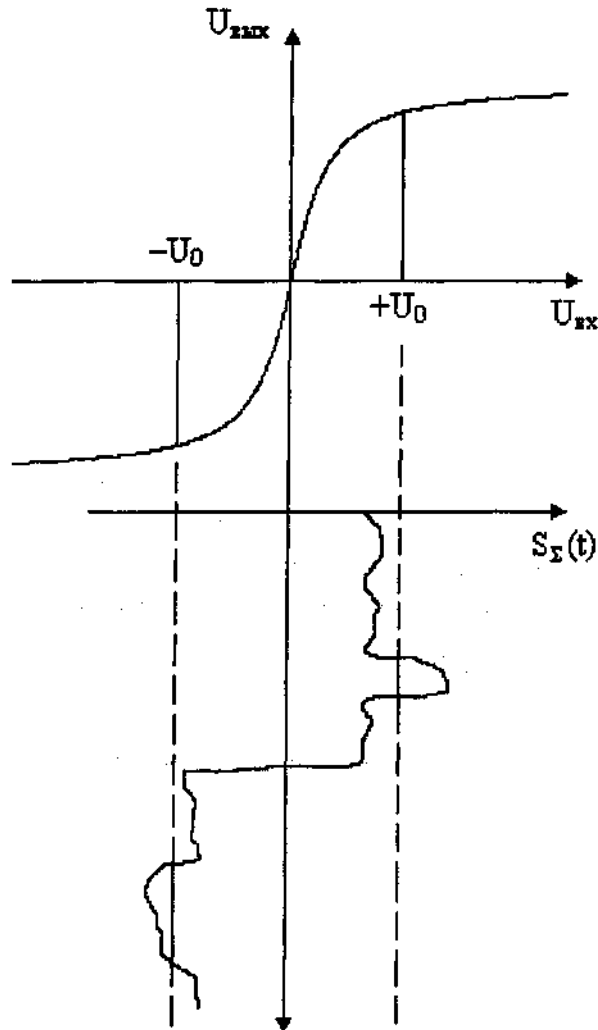


Рис. 2 32

Пир АМ $m=100\%$ Максимально возможный уровень группового сигнала

$$2 \sum_{i=1}^n a_{in} \leq 0U_0$$

$$a_n \leq \frac{U_0}{U_n}$$

Нелинейное искажение - появление гармоник.

Чем больше нелинейность, тем больше членов ряда в аппроксимирующем полиноме:

$$U_{вых} = B_0 + B_1 U_{вх} + B_2 U_{вх}^2 + B_3 U_{вх}^3 + \dots$$

здесь первое слагаемое удаляется разделительной емкостью второе слагаемое является полезной составляющей и не должно быть искажено, третье слагаемое можно разложить так:

$$\sum_{i=1}^n a_i^2 \cos^2 \omega_n t + 2 \sum_{i=1}^n \cos a_j \cos \omega_{ni} t \cdot \cos \omega_{nj} t$$

при этом квадрат косинуса порождает гармонику на удвоенной частоте: $\cos^2 \omega_{ni} t = \frac{1 + \cos 2\omega_{ni} t}{2}$, а

произведение косинусов порождает суммарно-разностные компоненты:

$$\cos \omega_{ni} t \cos \omega_{nj} t = \frac{\cos[(\omega_{ni} - \omega_{nj})t] + \cos[(\omega_{ni} + \omega_{nj})t]}{2}.$$

Т о, в результате нелинейности возникают дополнительные мешающие спектральные составляющие, попадающие в полосы пропускания других каналов. Чем больше число каналов, тем выше уровень перекрестных помех и при 15 - 20 каналах система подавляет сама себя Поэтому частотное уплотнение каналов используется при небольшом числе каналов

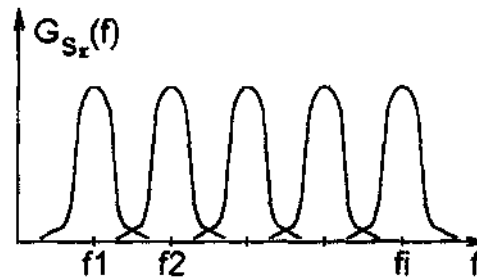


Рис. 2.33

Групповой сигнал удовлетворяющий условию $2 \sum_{i=1}^n a_{ni} \leq U_0$, не будет выходить за пределы линейной области В случае амплитудной модуляции, амплитуда сигнала в каждом канале должна быть такой $a_{ni} \leq \frac{U_0}{2n}$

Плотность вероятности группового сигнала записывается так:

$$W_{s\Sigma}(x) = \frac{1}{\sigma_{s\Sigma} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-M_{s\Sigma})^2}{2\sigma_{s\Sigma}^2}}$$

здесь мат. ожидание $M_{s\Sigma}=0$, а дисперсия $\sigma_{s\Sigma}^2 = \sum_{i=1}^n \frac{a_{ni}^2}{2}$.

Вероятность выхода из линейного участка

$$P(s_{\Sigma} > U_0) = \int_{U_0}^{\infty} W_{s_{\Sigma}}(x) dx \leq P_{дон}$$

$P_{дон}$ выбирается исходя из того, что вероятность совпадения значений амплитуд всех сигналов в одном временном сечении очень мала

Межканальные помехи по соседнему каналу

Из за не идеальности частотных характеристик разделительных (фильтров часть энергии одного канала попадает в соседние каналы Для избежания этого эффекта нужно улучшать характеристики фильтров и раздвигать поднесущие частоты(что крайне не желательно в силу ограниченности частотного ресурса).

2.9 Системы с временным уплотнением и разделением каналов

Упрощенную функциональную схему такой системы можно изобразить так

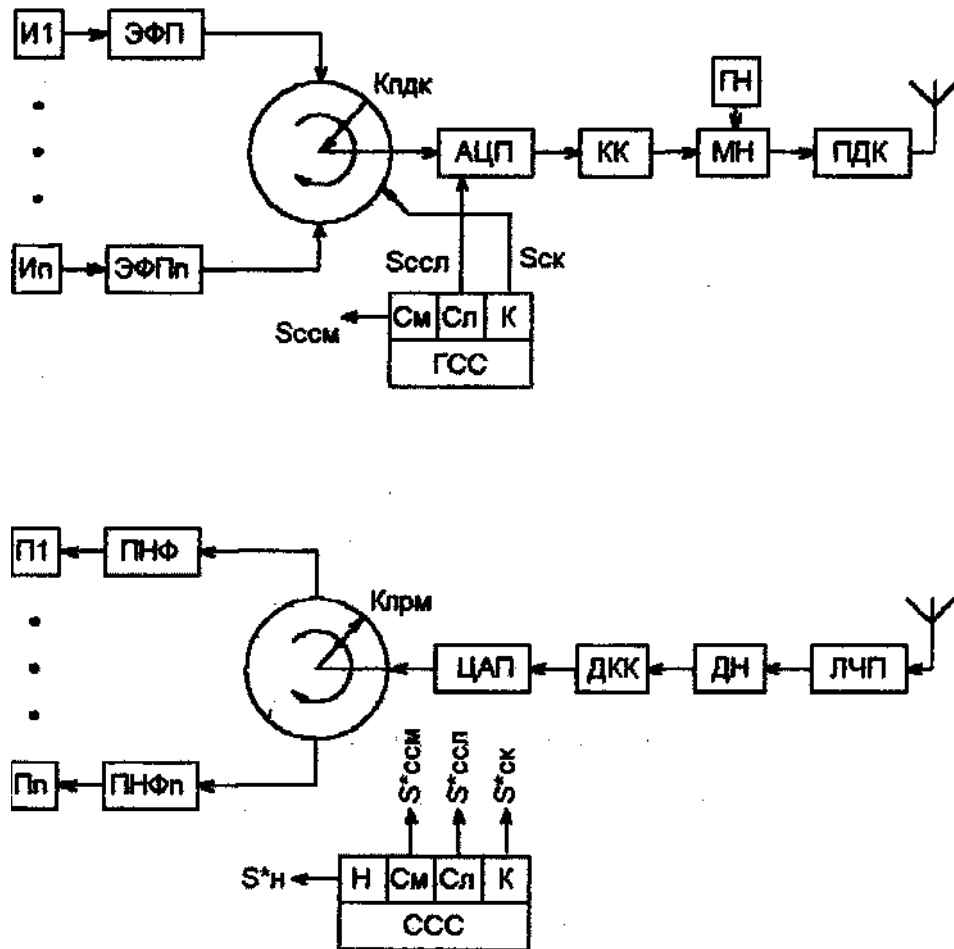


Рис. 2.34.

В этой системе каналные сигналы разделены по времени, разделение обеспечивает коммутатор, который с периодом T_k подключает каналы к АЦП на время $T_{сл}$. Структура

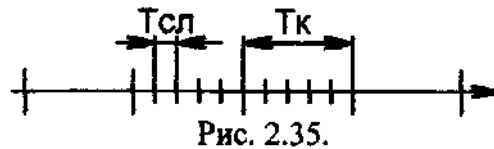


Рис. 2.35.

группового сигнала во времени выглядит так:

Следует отметить, что для различения границ кадров в кадр вводят кадровый синхросигнал.

Т.о. коммутатор выполняет две функции:

- часть функции кодера источника, т.е. дискретизацию по времени первичного сигнала;
- формирует групповой сигнал, в котором обеспечивается временное уплотнение значений первичных сигналов от различных источников.

Эти функции иллюстрирует следующий рисунок, на примере двух сигналов i -го и $i+1$ -го каналов: эти значения, полученные при временной дискретизации, поступают на АЦП и преобразуются в цифровую форму методом квантования по уровню.

И так, коммутатор и АЦП объединяют два устройства кодер источника и устройство уплотнения каналов.

В приемнике разделение каналов осуществляется таким же коммутатором как в передатчике. Для обеспечения качественного разделения каналов необходимо, что бы $K_{\text{ПРК}}$ работал синхронно и синфазно с $K_{\text{ПДК}}$.

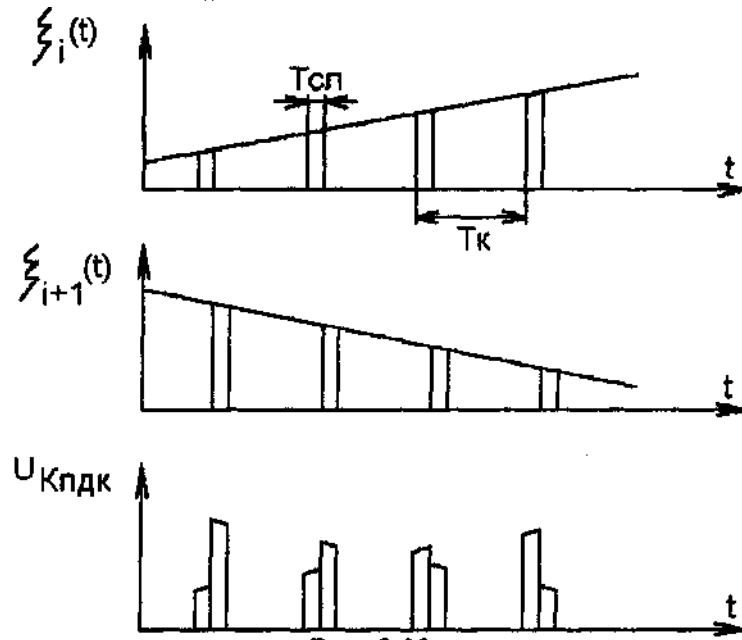


Рис. 2.36

Синхронность означает соответствие периодов коммутации передатчика и приемника, а также соответствие времени подключения $K_{\text{ПРК}}$ к источнику и $K_{\text{ПДК}}$ к потребителю

В процессе передачи группового сигнала по каналу связи из-за эффекта Доплера все временные соотношения искажаются. Эти изменения отслеживаются подсистемой синхронизации.

Синхронность обеспечивается

- кадровой синхронизацией, которая определяет истинную длину кадра;
- словной синхронизацией, определяют границы каждого слова

Синфазность - это режим работы, когда кодовое слово i -го источника поступает на вход ЦАП, а $K_{\text{ПРМ}}$ должен подключиться к i -му потребителю

Синфазность обеспечивается кадровой синхронизацией

Коммутация всех источников осуществляется одинаковым периодом $T_k = \sup_{i=1..n} \frac{1}{T_{oi}}$

$T_{oi} \leq \frac{1}{2F_{\text{MAX}}}$, но для каждого источника F_{MAX} величина не постоянная, т.о. T_k для одних

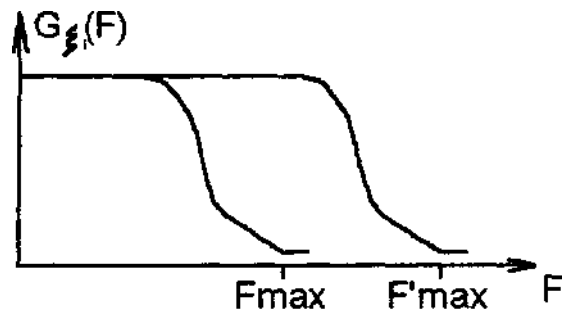


Рис. 2.37.

источников будет выбрана оптимально, а для других нет. В этом случае применяют супер и субкоммутацию

Суперкоммутация заключается в том что каждый источник подключается к выходу коммутатора в два раза чаще, т.е. период коммутации будет в два раза меньше.

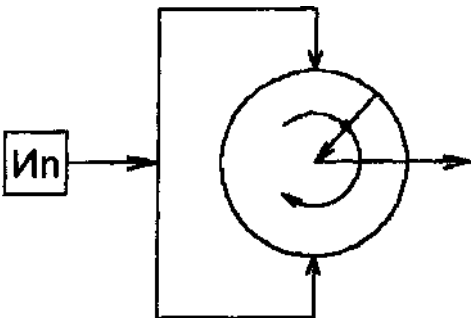


Рис. 2 38

Субкоммутация это коммутация нескольких коммутаторов на один общий коммутатор.

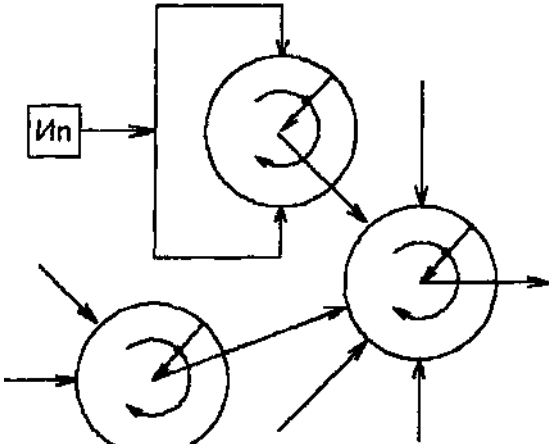


Рис. 2 39

В реальных системах используют не более двух коммутаторов с субкоммутацией.

В системах с временным уплотнением каналов возникают межканальные помехи первого и второго рода Перекрестные помехи обусловлены завалом АЧХ группового канала в области НЧ

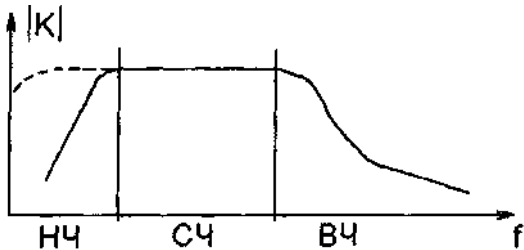


Рис. 2 40

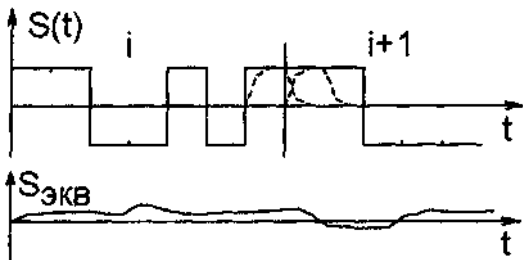


Рис. 2 41.

Этот завал образуется из-за разделительных емкостей недостаточной величиной емкостей в цепях смещения В этом случае постоянная составляющая группового сигнала подавляется, и в решающем устройстве возрастает вероятность ошибки. Для борьбы с этим явлением нужно восстановить исходную НЧ-составляющую Для этого ставят на входе группового канала простейший RC- фильтр который поднимает АЧХ в области нижних частот.

Межсимвольная интерференция приводит к тому, что слова соседних источников залезают друг на друга Такой эффект происходит за счет индуктивностей рассеяния, паразитных емкостей (монтажные), емкости р-п перехода транзисторов

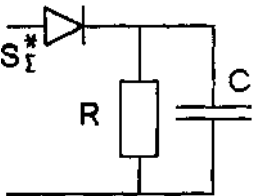


Рис. 2 42

2.10. Уплотнение каналов по форме поднесущего сигнала

Структурную схему такой системы можно изобразить так:

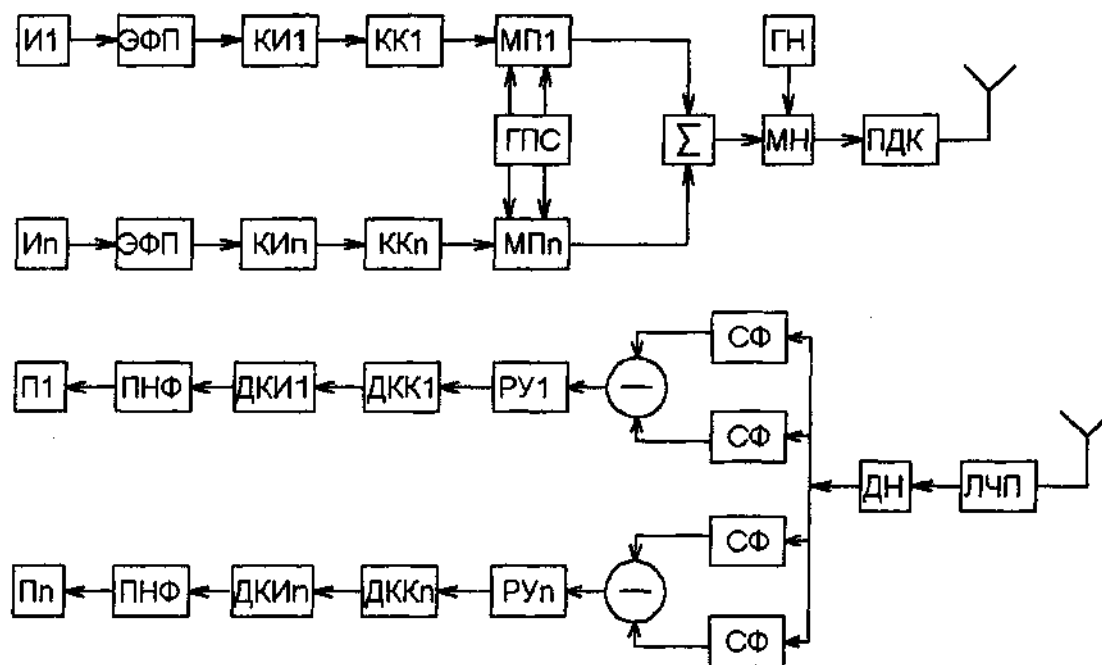


Рис. 2 43

Генерация поднесущих сигналов осуществляется синхронно генерацией символов на выходе кодера канала. В качестве поднесущих сигналов используются составные сигналы. Каждому источнику выделяется по два поднесущих сигнала: один для передачи нуля, другой для передачи единицы.

Разделение каналов осуществляется согласованными (фильтрами), каждый фильтр согласован с соответствующим поднесущим сигналом.

Суммирование канальных сигналов происходит в пространстве сигналов. Неортогональность поднесущих сигналов порождает межканальные помехи.

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ

3.1. Система со свободным доступом по форме поднесущей сигнала

В качестве поднесущих сигналов используются сложные или составные сигналы.

Разделение с помощью оптимального корреляционного приемника, но чаще системой согласованных фильтров. Элемент 2^x альтернативного приемника на согласованных фильтрах.

Все составные сигналы должны быть ортогональными, уровень помех 0. Если они не ортогональны, то возникают межканальные помехи, уровень которых зависит от неортогональности сигналов.

Система может исполняться как для источников, расположенных локализовано (составные сигналы создаются на НЧ-поднесущих и используются для модуляции поднесущего сигнала). Сначала происходит модуляция группового сигнала, а потом его перенос на несущую частоту.

Если источники не локализованные - ССПО - составные поднесущие сигналы создаются ВЧ - радиоимпульсов. Используются радиоимпульсы из несущего сигнала.

3.2. Системы с нелинейным уплотнением каналов и с закрепленными каналами

Групповой сигнал - нелинейный функционал от множества канальных сигналов.

$$S_{\Sigma}(t) = \Phi\{S_{K1}(t); S_{K2}(t); \dots S_{Kn}(t)\}$$

В системе с закрепленными каналами за каждым источником закрепляется свой поднесущий сигнал.

3.2.1 Система с мажоритарным уплотнением каналов и с линейным разделением каналов

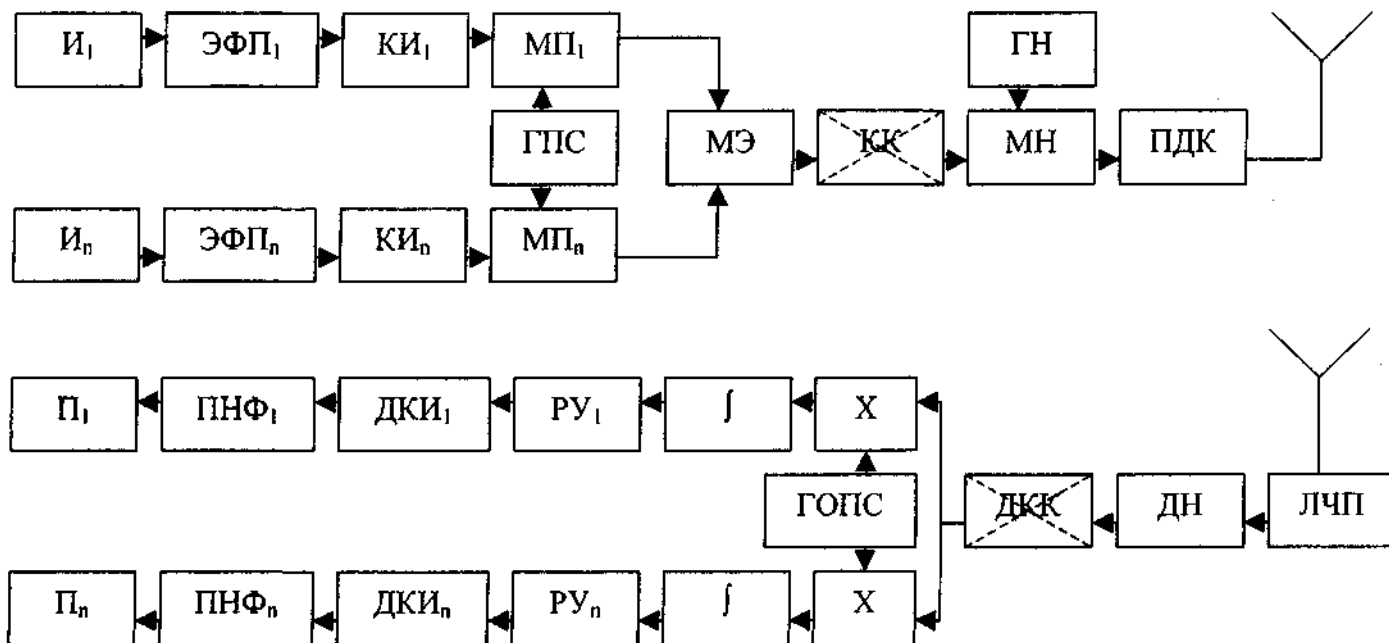


Рис. 3.1.

В качестве МП - модулятора поднесущего сигнала - используются сумматоры по [2].

В качестве устройства формирования группового сигнала используется мажоритарный элемент.

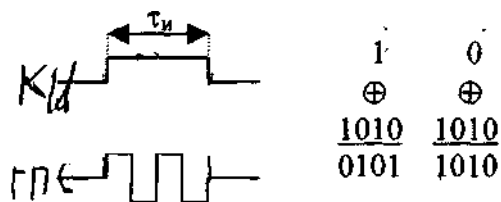
В качестве устройства разделения каналов - многоальтернативный оптимальный корреляционный приемник.

В качестве поднесущих сигналов используются огибающие псевдошумовых сигналов (псевдошумовые последовательности), огибающие ортогональных в точке сомкнутых составных сигналов (функций Радемахера - Уолша).

Длительность поднесущего сигнала должна быть равной длительности информационного символа на выходе кодера источника.

Должна обеспечиваться жесткая синхронизация, фронты информационных символов должны совпадать с границами кодовых слов поднесущих сигналов.

На вход любого модулятора поднесущих сигналов на интервале, равном длительности информационного символа $T_{\text{и}}$, будут поступать синхронно на один на один вход - информационные символы, на другой - кодовое слово поднесущего сигнала.



Эти кодовые слова с МП поступают на вход МЭ. В каждый тактируемый момент на всех входах МЭ будем иметь матрицу кодовых слов. Мажоритарный элемент обрабатывает столбцы этой матрицы. Если в столбце больше 1, то принимается решение 1, если 0 - то 0.

3.2.2. Эквивалентная схема мажоритарного элемента

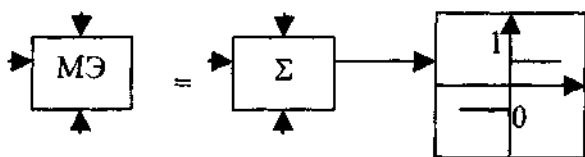


Рис. 3.2. Линейный (жесткий сумматор) ограничитель

Если присутствует кодер канала, то к кодовым словам добавляются дополнительные элементы для борьбы с помехами.

Синхронизация между ПРК и ПДК должна быть очень жесткой, но длительности $T_{\text{и.с.}}$ и $T_{\text{поднес.сигн}}$ должны быть одинаковыми, однако с учетом эффекта Доплера должны соответствовать поднесущим сигналам.

1 - реверсивные счетчики.

Интегрирование идёт от 0 до $T_{\text{инф}}$.

РУ: когда уровень сигнала на всех >0 1, или <0 0.

Особенности нелинейного уплотнения:

«-» Из-за нелинейности появляются межканальными помехи.

«+» 1) Простота реализации;

2) Эффективно используется мощность сигнала на противостояние помехам.

3) Могут быть объединены функции кодера канала с уплотнителем каналов и декодера канала с разделителем каналов, путем выбора соответствующего поднесущего сигнала.

Борются с межканальными помехами и с помехами, действующими на границе сигнала.

Наилучшие возможности поднесущего сигнала для борьбы с помехами, если количество уплотняемых каналов 3 или 7. Можно осуществлять уплотнение каналов каскадно по 3 или по 7.

Вопросы по теме:

- 1) Эпюры сигналов во всех точках функциональной схемы.
- 2) Нарисовать каскадную схему.

3.3. Системы с незакрепленными каналами

Каждому источнику на все время функционирования не выделяется поднесущий сигнал, а выделяется только на то время, когда ему есть что сказать.

Схема с временным уплотнением кодовых слов или пакетов и адресным или кодовым разделением каналов

Временное разделение каналов, кодовый признак (ВРК КП).

И - источник (в нашем случае датчик);

ЭФП - электрофизический преобразователь;

КИ - кодер источника;

УА - устройство адресации;

ГА - генератор адреса;

БЗУ - буферное запоминающее устройство;

КК - кодер канала;

МН - модулятор;

ГН - генератор несущей;

ПДК - передатчик;

А - антенна.

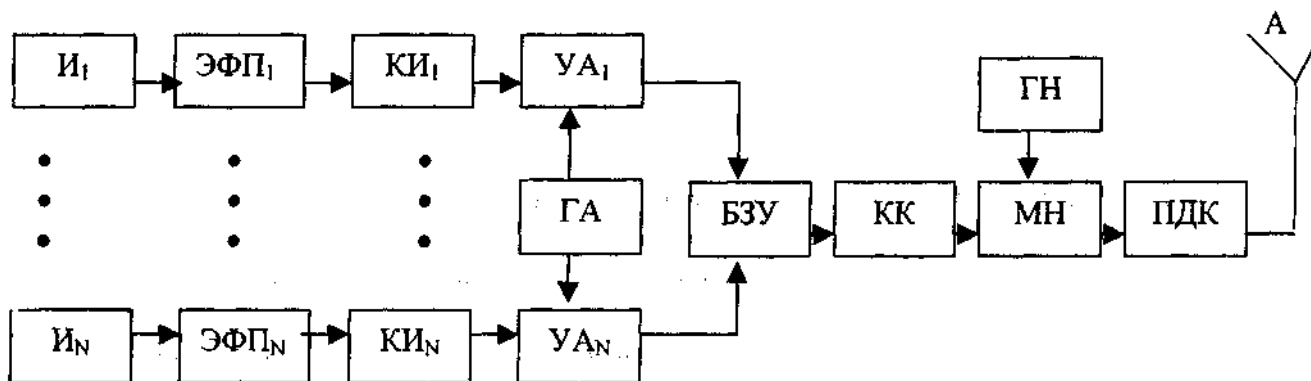


Рис. 3.3.

Эквивалент поднесущей сигнала - время передачи поднесущего сигнала.

До формирования группового сигнала добавляется адресная функция: 1) индивидуальная - к каждому кодовому слову на выходе КИ; 2) адрес добавляется к пакету (блоку).

«-» УУК, УРК - усложняются.



Рис. 3.4.

$2^{K_a} \geq n$ - количество источников.

На выходе КИ₁ мы имеем случайный поток кодовых слов.

В БЗУ формируется очередь, величина которой в каждый момент времени случайна (меняется по случайному закону).

Из БЗУ полные кодовые слова извлекаются в порядке поступления через равные промежутки времени.

С некоторой вероятностью возможен пропуск очереди: P_{xx} - вероятность холостого хода.

БЗУ сглаживает неравномерный случайный поток в почти регулярный поток.

Задержка в очереди случайна.

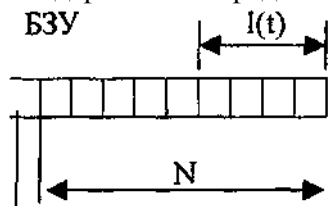


Рис. 3.5.

1 - длина очереди (случайна и меняется во времени).

В таких системах возможны две специфические ошибки: 1) связанная со случайной длиной очереди; 2) связанная с потерями.

Все источники воздействуют вместе на каждого за счет общности БН, они эквивалентны межканальным помехам (общность буферного накопления).

Можно передать метки времени - уменьшить влияние ошибки за счет задержки.

В приемной части системы должна быть синхронизация по символам и по словам - для нахождения адреса (с помощью СА), а по адресу осуществления адресного разделения канала.

Возможно адресное искажение - один адрес за счет ошибки может трансформироваться в другой.

Вопрос по теме: нарисовать эпюры сигнала на всех точках схемы.

3.4. Подсистемы КОДЕК канала и МОДЕМ радиолинии

Они решают общую задачу.

На входе КК групповой сигнал $S_{\Sigma}(t)$

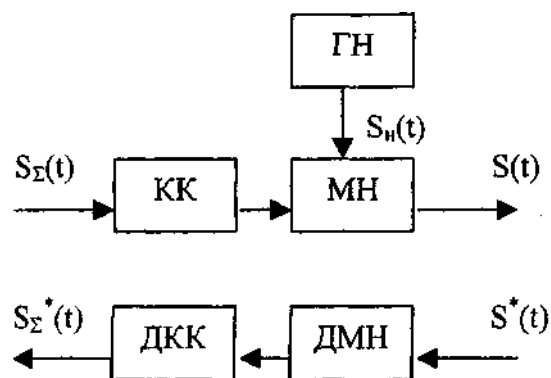


Рис. 3.6.

Кодер канала и модулятор несущей: групповой сигнал - последовательность двоичных символов. Их можно передать по символам и блоками. Если передаем и принимаем посимвольно - каждому символу, который поступает на вход КК ставится в соответствие своя форма модулированного сигнала:

$$a_1 \quad S_1(t)$$

$$a_2 \quad S_2(t)$$

При передаче символов блоками, символы объединяются в блоки по $K_{\text{н}}$ символов.

Вероятность ошибки на символ не больше, чем вероятность на символ при поэлементном приеме.

С точки зрения помехоустойчивости лучше, чем передача и прием в целом ничего не может быть. В реальных системах используют поэлементные передачу и прием и КК для

Вероятность ошибки зависит не только от метода передачи, но и от формы используемых сигналов.

При использовании оптимального линейного ПРМ помеха аддитивная и гауссовская, сигналы противоположные.

Совместно КК и МН обеспечивают нужную нам форму р/сигнала => влияют на помехоустойчивость системы => формируют уровень помехоустойчивости системы.

Требуемый уровень помехоустойчивости обеспечивается путем выбора формы сигнала и выбора метода модуляции и кодирования.

Подсистема кодек канала



Рис.3.7.

Входная последовательность: $S_{\Sigma}(t): a_1, a_2, \dots, a_i$

Выходная последовательность: $S_{\Sigmaизб}(t): b_1, b_2, \dots, b_j$

τ_a - длительность символа а;

τ_b - длительность символа b.

Всегда выполняется соотношение: $\frac{1}{\tau_a} < \frac{1}{\tau_b} \Rightarrow$ скорость символа на входе канала b всегда

превышает или $\tau_a > \tau_b$.

Вероятность ошибочного приема символа зависит от длительности символа, т.к. чем выше энергия, тем $P_{ош}$ меньше. Из-за введения дополнительного элемента в КК $\tau \Rightarrow$ вероятность ошибочного приема символа $P_{ош}$. Чем выше энергия, тем вероятность ошибки меньше при том же уровне помех. В ДКК введение дополнительных элементов приводит к исправлению ошибок $\Rightarrow P_{ош}$ - за счет избыточности.

Целесообразно использовать избыточное или помехоустойчивое кодирования. Необходимо каждый раз оценить применение: $P_{ош} \uparrow \downarrow$ (необходимо, чтобы происходило снижение $P_{ош}$).

Нужно учитывать степень усложнения КК и ДКК при выборе метода кодирования, т.к. они могут оказаться нецелесообразно сложными.

Эффективность кода (наименьшее число дополнительных символов, но хорошее исправление ошибок или же стандартное фиксированное число дополнительных символов, чтобы избавиться от большого числа ошибок).

$b_j = f_j \{a_i, a_{i+1}, \dots, a_{i+q}\}$ каждый выходной символ является функцией входных символов.

Преобразование входных символов в выходные осуществляется двумя путями: непрерывно или блочно => применение непрерывных (цепных) кодов и блочных кодов.

Непрерывный процесс кодирования технически осуществляется с помощью регистра сдвига, и каждый символ в преобразовании участвует многократно.

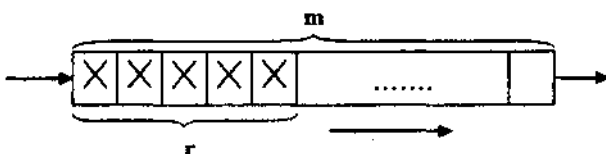


Рис. 3.8.

Каждая часть будет принимать участие в кодировании $\frac{m}{r}$ раз.

3.5. Кодирование

3.5.1. Блочное кодирование

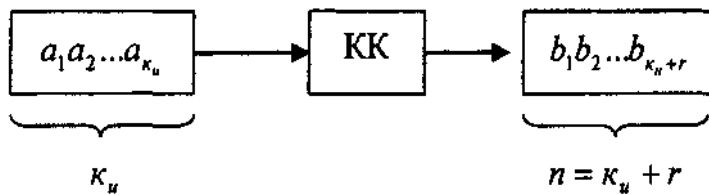


Рис.3.9. Схема блочного кодирования

(количество комбинаций:

$$2^{k_u}$$

$$2^n = 2^{k_u+r} > 2^{k_u};$$

блоки кодируются независимо друг от друга).

При кодировании канала в выходной последовательности символов могут сохраниться без изменения входные символы, к ним могут добавиться дополнительные символы - такие коды называются систематическими кодами.

Если в выходной последовательности сохраняются символы на известных и постоянных местах, то такие коды называются систематическими разделимыми кодами.

Если же в выходной последовательности символы не сохраняются, то такие коды называются несистематическими.

Если функции преобразования f_j - линейные, то коды линейные. А если f_j - нелинейные, то коды нелинейные.

Коды также делятся на безизбыточные и избыточные. Количество всевозможных комбинаций безизбыточного кода соответствует количеству передаваемых сообщений или передаваемых информационно-кодовых слов. Главное свойство безизбыточного кода: ошибка в любом символе безизбыточного кода приводит к трансформации сообщения.

В избыточном коде количество всевозможных кодовых комбинаций всегда больше количества кодовых слов, и следовательно ошибка в каких-то символах не всегда приводит к ошибке в приеме сообщения.

$2^{k_u+r} > 2^{k_u}$; часть комбинаций является запрещенными, т.е. не используется для передачи сообщения (приемник, получая запрещенную комбинацию, знает об ошибке в сообщении).

Любой символ b_j благодаря ДКК: $b_j = \varphi_j \{b_{j-1} \dots b_{j-1} b_{j+1} \dots b_{j+q}\}$ зависит от других символов. На входе ПРМ: $b_1^* b_2^* \dots b_j^* \dots$ - получая искаженные символы, ДКК, зная функции φ_j , исправляет ошибки: $b_j = \varphi_j \{b_{j-1}^* b_{j-1}^* b_{j+1}^* \dots b_{j+q}^*\}$ и $b_j \oplus b_j^* = c_j$ для всех символов, то, следовательно, ошибки нет. Если хотя бы одна $c_j \neq 0$, то существует ошибка.

Наиболее широкое применение в настоящее время нашли линейные блочные систематические коды и в особенности их разновидность циклические коды и из непрерывных кодов сверточные коды. Они эффективны в каналах с постоянными параметрами и независимыми (непакетными) ошибками.

Для борьбы с пакетными ошибками используются усовершенствованные варианты кодов - коды с перемежением ошибок. Для повышения эффективности используют каскадные коды, т.е. несколько этапов (фаз) кодирования.

В каналах с переменными параметрами более эффективными являются коды с расстановкой по оси частот (сигналы представляются в виде р/импульсов со своей частотой - частотно-временные сигналы).

3.5.2. Линейные блочные систематические коды

Процедура кодирования и декодирования осуществляется блоками, независимо:

$$\underbrace{a_1 a_2 \dots a_{k_u}}_{k_u} \rightarrow \underbrace{b_1 b_2 \dots b_n}_{n = k_u + r}$$

Систематический код следовательно в выходной последовательности сохраняются входные символы:

$$a_1 a_2 \dots a_{K_H} \rightarrow \underbrace{a_1 a_2 \dots a_{K_H}}_n b_1 b_2 \dots b_r$$

Линейные коды, следовательно, каждый избыточный символ: $b_j = \sum_{i=1}^{K_H} \alpha_{ij} a_i$ является линейной функцией от множества входных символов.

3.5.3. Основные свойства линейных блочных систематических кодов

Необходимо найти коэффициенты α_{ij} . На входе декодера получаем искаженное слово:

$$a_1^* a_2^* \dots a_{K_H}^* b_1^* b_2^* \dots b_r^*$$

ДКК берёт соотношения b_j , но уже по принятым символам и формирует: $\delta_j = \sum_{i=1}^n \alpha_{ij} a_i^*$.

b_j сравнивают с теми, которые уже приняты, формируется синдром ошибки: $\delta_j \oplus b_j^* = c_j$, где: $c_1 c_2 \dots c_r$ - синдром ошибки. Если все $c_j = 0$, то ошибки в кодовом слове нет.

Каждому синдрому соответствует множество вариантов ошибок. Специфика кода: каждому синдрому соответствует 1 вариант однократной ошибки, 1 вариант двукратной ошибки, 1 вариант трёхкратной ошибки и т.д. В канале с независимыми ошибками наиболее вероятна ошибка однократная. Процедура поиска синдромной ошибки является сложной.

Постановка задачи поиска кода: необходимо обеспечить желаемый уровень помехоустойчивости, для этого необходимо найти код для исправления ошибок. Обычно задаются кратностью исправляемой ошибки t_u . Кратность исправляемой ошибки зависит от характеристик кода. Важной характеристикой ЛБСК является кодовое расстояние кода - минимальное расстояние между разрешёнными кодовыми комбинациями.

$$\left. \begin{array}{l} 101 \\ 011 \end{array} \right\} d=2$$

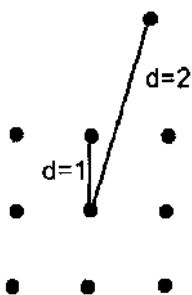


Рис. 3.10.

Обнаруживающая и корректирующая способность кода зависит от кодового расстояния кода. Если $d = 1$, то любое изменение в кодовом слове, хотя бы в одном символе, приводит к ошибке в передаче сообщения. Если $d = 2$, то есть часть разрешенных комбинаций и часть запрещенных, возникновение однократной ошибки, которая превращает разрешенную комбинацию в запрещенную. Тем самым обнаруживаем однократную ошибку.

Есть двоичное кодовое слово, есть облако кодовых слов:

Сферы в многомерном пространстве на различных кодовых расстояниях.

Если изобразить кодовые слова:

Разделив все кодовые слова на разрешенные (х) и запрещенные кодовые комбинации при $d = 2$.

Разрешенное кодовое слово трансформируется в запрещенное.

$d_0 = t_0 + 1$ - требуемое кодовое расстояние обнаружения ошибок.

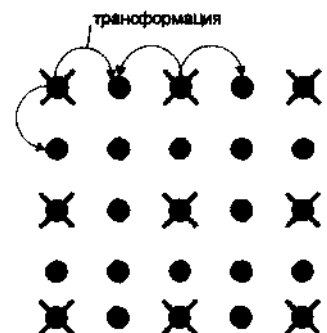


Рис. 3.11.

Исправление ошибок: для этого необходимо знать какая кодовая комбинация искажилась. Необходимо однозначно определить из какой первоначальной кодовой комбинации произошла трансформация, т.е. определить совокупность запрещающих комбинаций, в которую первоначальная может трансформироваться. Количество подмножеств должно быть равно количеству разрешенных комбинаций. В подмножество должны входить все запрещенные комбинации, которые получаются из данной разрешенной.

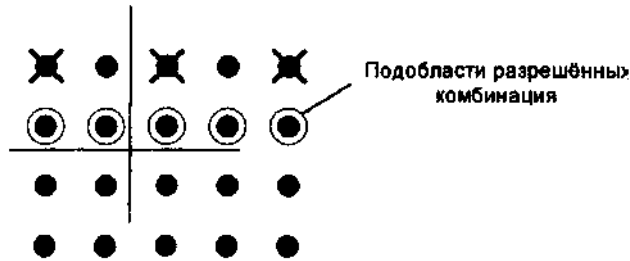


Рис. 3.12.

(подобласти разрешенных комбинаций)

Для исправления t_u кратной ошибки:

$$d_u = 2t_u + 1$$

Для однократной ошибки $d_u = 3$.

Связь кодового расстояния с количеством избыточных символов.

$P_{ош}$ - вероятность ошибочного приема

символа, она зависит от отношения

сигнал/шум (какое количество ошибок исправим, а какое количество оставим). Зная $P_{ош}$, можно узнать кратность исправления ошибок и, следовательно, найти d_u и сконструировать код.

Прямая зависимость между кодовым расстоянием d_u и количеством избыточных символов в ЛБСК: $a_1 a_2 \dots a_{k_u} b_1 b_2 \dots b_r$, где $n = k_u + r$. Код $(n; k_u)$, где n - общее число символов, а k_u - число информационных символов. Если d_u , k_u известны, то r -? Для одного и того же d_u , k_u может быть множество различных кодов при различных r . Лучшим является тот код, который при d_u , k_u обеспечивает наименьшее r - количество избыточных символов - такие коды называются совершенными или плотноупакованными (например, коды Хэмминга).

Существуют верхние и нижние границы для количества информационных символов k_u , которые позволяют оценить необходимое число избыточных символов (получить пределы: верхняя граница - граница Хэмминга, нижняя - граница Гильберта).

$$k_{u \min} \leq k_u \leq k_{u \max} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow f(d_u, n) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow r_{\max} \geq r \geq r_{\min}$$

- границы для числа избыточных символов.

Для создания кода используют основное свойство ЛБСК: $b_j = \sum_{i=1}^{k_u} \alpha_{ij} a_i$, где необходимо

знание коэффициентов α_{ij} . В силу этого свойства линейная комбинация любых 2^x кодовых комбинаций линейного блочного систематического кода является тоже кодовой комбинацией ЛБСК, принадлежащей к тому же множеству.

$$a_1 a_2 \dots a_{k_u} b_1 b_2 \dots b_r$$

$$\oplus$$

$$a'_1 a'_2 \dots a'_{k_u} b'_1 b'_2 \dots b'_r$$

$$(a_1 \oplus a'_1)(a_2 \oplus a'_2) \dots (a_{k_u} \oplus a'_{k_u})(b_1 \oplus b'_1)(b_2 \oplus b'_2) \dots (b_{k_u} \oplus b'_{k_u})$$

Если сумма 2 кодовых комбинаций обладает этим свойством, то эти коды принадлежат одному и тому же множеству.

Берем любой избыточный символ из полученной комбинации:

справедливо свойство, что и для ЛБСК. Следовательно, Σ является комбинацией, принадлежащей к ЛБСК.

Все кодовые комбинации этого кода должны быть линейно независимыми. Базовое подмножество линейно независимых комбинаций называется производящей матрицей кода. Для ЛБСК количество таких комбинаций равно количеству информационных символов.

$$\left| \begin{array}{cccccc} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1K_H} & b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1r} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2K_H} & b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2r} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{K_N1} & a_{K_N2} & \dots & a_{K_Nn} & b_{K_N1} & b_{K_N2} & \dots & b_{K_Nr} \end{array} \right|$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_1 \qquad \underbrace{\hspace{10em}}_2$

- Кодовое расстояние между любой парой кодовых слов должно быть не менее того, чтобы обеспечить необходимую кратность ошибки. Количество избыточных символов $r_{\min} < r < r_{\max}$.

$$\left| \begin{array}{l} 10 \dots 0b_{11}b_{12} \dots b_{1r} \\ 01 \dots 0b_{21}b_{22} \dots b_{1r} \\ \dots \\ 000 \dots 1b_{K_{H1}}b_{K_{H2}} \dots b_{K_{Hr}} \end{array} \right| \quad (*)$$

Коэффициенты a_{ij} получаются, если умножить кодовое слово, поступающее на корректирующую матрицу, то можно получить совокупность избыточных символов.

$$(*) \cdot (**) \Rightarrow b_1 = a_1 b_{11} \oplus a_2 b_{21} \oplus \dots \oplus a_{K_H} b_{K_H 1}$$

$$b_r = a_1 b_{1r} \oplus a_2 b_{2r} \oplus \dots \oplus a_{K_H} b_{K_H r}$$

Алгоритм синхронного декодирования сложен. Для упрощения кодирования/декодирования используют разновидность ЛБСК, которые называются циклическими кодами (они обладают всеми свойствами ЛБСК).

Имеем двоичную комбинацию: $101001 \ a_1 a_2 \dots a_{K_u}$. Эта комбинация представлена следующим полиномом:

$$Q(x) = 1 \cdot x^5 \oplus 0 \cdot x^4 \oplus 1 \cdot x^3 \oplus 0 \cdot x^2 \oplus 0 \cdot x^1 \oplus 1 \cdot x^0 = x^5 \oplus x^3 \oplus 1$$

Представив, таким образом, кодовые комбинации, можно сгенерировать процедуру кодирования/декодирования циклических кодов. Для этого выбирается неприводимый полином $P(x)$, на который возможно деление полинома $Q(x)$.

$$\frac{Q(x)}{P(x)} = C(x) \rightarrow R(x), \text{ где } C(x) - \text{целая часть, а } R(x) - \text{остаток.}$$

Полином $P(x)$ выбирается таким образом, чтобы число членов остатка было не более требуемого числа избыточных символов $r = (n - 1)$.

$$C(x) \cdot P(x) \oplus R(x) = Q(x)$$

$$C(x) \cdot P(x) = Q(x) \oplus R(x), \text{ где } Q(x) - \text{информационная часть, } R(x) - \text{избыточная.}$$

$Q(x) \oplus R(x)$ - соответствует определенная кодовая комбинация, она и представляет собой комбинацию циклического кода.

Если в декодере при делении на $P(x)$ остатка нет, то следовательно, ошибок нет, а если остаток есть, то есть и ошибка.

Если количество единиц в остатке (вес) не превышает корректирующие способности кода, то коррекция ошибки получается путем суммирования полученного остатка с принятой комбинацией.

Если вес остатка превышает корректирующую способность кода, то, следовательно: 1). Осуществляем циклический сдвиг полученной комбинации на 1 шаг вправо: 1100110 сдвигаем и получаем 0110011. Эту новую комбинацию делим на полином $P(x)$, следовательно, получаем вновь остаток. Если вес нового остатка не превышает корректирующую способность кода, то остаток суммируем по mod2 с $P(x)$ и результат суммирования сдвигаем на 1 шаг влево. Если вес нового остатка превышает корректирующую способность кода, то опять сдвигаем вправо и повторяем операцию до тех пор, пока вес остатка не будет меньше корректирующей способности кода.

Если вес остатка все равно превышает корректирующую способность кода, то корректирующая способность кода не достаточна для исправления ошибки.

3.5.4. Алгоритм кодирования циклического кода

$$a_1 a_2 \dots a_{K_u} \underbrace{00 \dots 0}_r$$

$$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{K_u} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_r$$



$$Q(x) \rightarrow (K_u - 1)$$

$$Q(x) * x^r : P(x) = C(x) \rightarrow R(x)$$

$$R(x) * x^r \oplus R(x) = C(x) * P(x)$$

$$P(x) - \text{степень } r$$

Алгоритм декодирования циклического кода: Если нет ошибки, то многочлен делится без остатка на $P(x)$. Если вес остатка не превышает кратность исправляющей ошибки корректирующего кода, то полученный остаток прибавляем к полученному кодовому слову, если нет, то осуществляем циклический сдвиг на один разряд вправо. Если вес превышает кратность ошибки исправляющего кода, то:

1101

1110

Свойства производящего полинома определяют свойства циклического кода.

Существуют методы, позволяющие получить производные полиномы, обеспечивающие наилучшие свойства циклического кода: коды БЧХ (Боуза-Чоухури-Хоквингем).

3.5.5. Представители рекуррентных (цепных) кодов - свёрточные коды

- 1) Линейные;
- 2) Нелинейные;
- 3) Систематические;
- 4) Несистематические.

Рассмотрим пример построения свёрточных (линейных) кодов. Кодер свёрточного кода строится на регистре сдвига с использованием сумматоров, по mod 2.

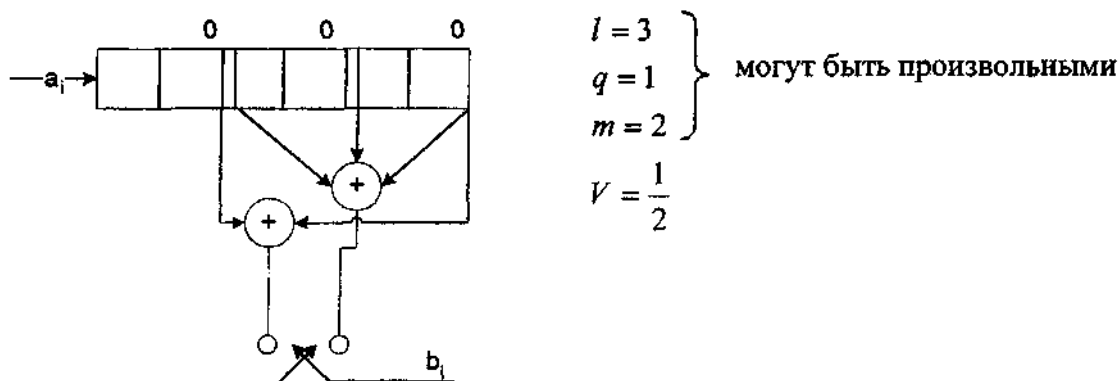


Рис. 3.13.

Где:

l - длина регистра сдвига;

q - количество символов, которые поступают на вход регистра сдвига, каждый входной символ порождает 2 выходных символа;

m - количество выходных символов.

V - скорость кода.

Процедуры в таких кодах нелинейные, и коды тоже нелинейные. Процедура декодирования базируется на построении дерева кода. На вход декодера поступает последовательность b_j , а на выходе получим a_i .

Каждой входной последовательности соответствует свой путь по кодовому дереву.

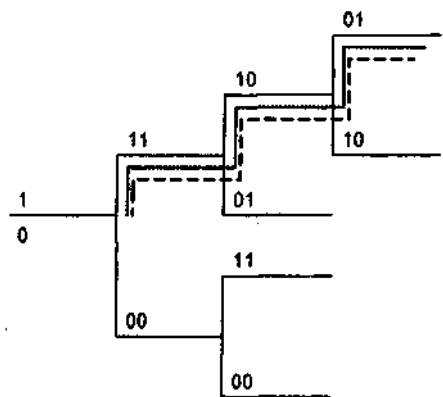


Рис. 3.14.

Зная структуру кодера можно в декодере построить дерево кода. Нам это необходимо, чтобы сравнить все пути с исходной последовательностью (b_j) по кодовому расстоянию.

Для этого декодера только 3 шага, т.к. потом 1^{ый} символ выпадает. Чем меньше кодовое расстояние, тем более схожа ветвь кодового дерева с a_i . Далее процедура продолжается по цепи, берём следующие символы без первых 2^х.

В реальных декодерах минимальное кодовое расстояние сравнивают с пороговым. Если оно превышает пороговое, то мы возвращаемся в начало. Для обеспечения возвратов ставят буферный накопитель.

Свёрточные коды позволяют при приемлемой сложности кодера и при приемлемом уровне избыточности бороться с

многократными ошибками. Если возникает необходимость с большими пакетами ошибок, то свёрточные коды использовать не имеет смысла. Тут применяются другие методы кодирования: метод разнесения ошибок.

3.5.6. Метод разнесения ошибок

Кодовое слово: $\underbrace{a_1 a_2 a_3 a_4}_{\text{символы}} a_5 a_6 a_7 a_8$

Могут возникать пакетные ошибки в каналах с замиранием (помеха может подавить сразу 5 символов: $(a_2 \dots a_6)$). Можно осуществить перемежение (до передачи в канал) : берут несколько кодовых слов и составляют матрицу:

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 \\ a_1^1 & a_2^1 & & & & & & a_8^1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ a_1^8 & a_2^8 & & & & & & a_8^8 \end{vmatrix}$$

Передаём не по строкам, а по столбцам: 1°, 2°, 3° символы.

Если пакетная ошибка пятикратная, то ошибка по 1 символу будет в пяти кодовых словах => необходим код с однократным исправлением ошибки.

Другой способ борьбы с пакетными ошибками: каскадные коды.

3.5.7. Каскадные коды

кодированное слово: $\underbrace{a_1 a_2 \dots a_{K_u}}_{n = K_u + r} b_1 b_2 \dots b_r l_1 l_2 \dots l_q$

Где:

K_u - количество шифрованных символов;

r - количество избыточных символов.

Слово из n символов можно превратить в новое слово с добавлением q -шифрованных символов => 2 каскада кодирования.

3.5.8. Нелинейные коды

Мажоритарное кодирование

Мажоритарный нелинейный кодер:

Кодовое слово поступает в регистр сдвига последовательно, параллельно происходит обработка(mod2,ПШП,Радемахера-Уолша).

Процедура кодирования может осуществляться по каскадно (если K_u большое), разряды разбиваются по 3 и 7 и осуществляется процедура кодирования (см. рис. 5.7.).

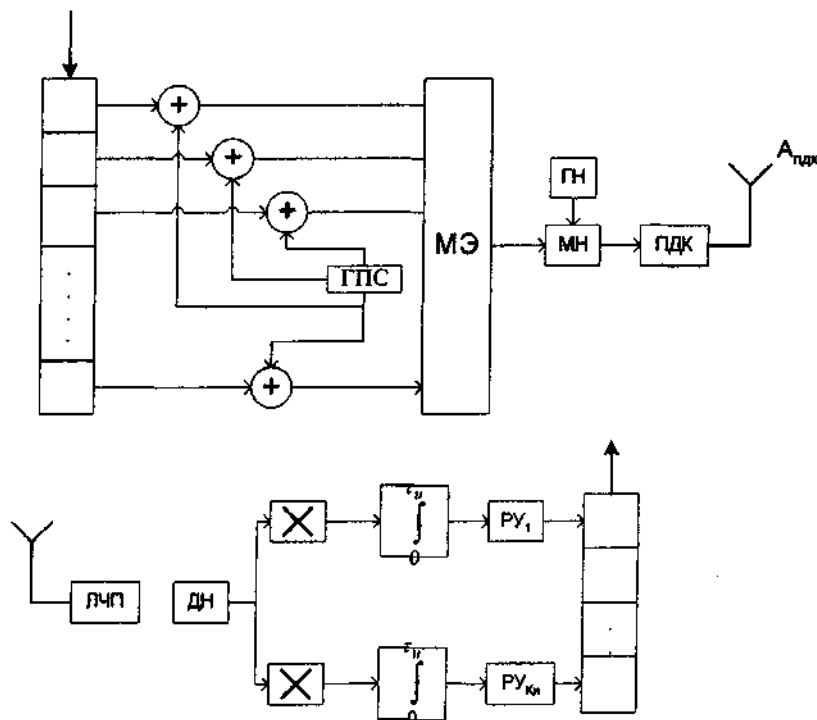


Рис. 3.15.

3.6. Модем радиолинии

Решает задачи:

- 1) обеспечивает возможность эффективного резонансного излучения электромагнитных сигналов с помощью антенны приемлемых размеров (выбор несущей частоты);
- 2) путём выбора несущей частоты, выбираем полосу частот, в пределах которой помехи минимальны;
- 3) обеспечим нужную форму сигналов путём выбора метода модуляции (если небольшие требования к помехам, то АМ, а если требования к помехам большие, то ФМ или ЧМ).

3.6.1. Модемные радиолинии для каналов с постоянными параметрами

Если канал с постоянными параметрами и помеха аддитивная, то используется двухальтернативный поэлементный приём (коррелятор или согласованный фильтр). Сигналы используются противоположные (± 1 , различающиеся на $\pi/2$, коэффициент корреляции равен -1).

Корреляционные приёмники чувствительны к точности воспроизведения образцов сигналов. Для этого используется система синхронизации.

Согласованный фильтр, как устройство с постоянными параметрами, не может учитывать флуктуации частоты и фазы из-за эффекта Доплера. На выходе согласованного фильтра треугольный р/импульс.

В реальных модемах фильтрацию от помех осуществляют как правило с помощью согласованных фильтров, а отсчёт берут по огибающей. Различают:

- Когерентные модемы (с когерентным приёмом - используют автоподстройки, знания начальной фазы);
- Некогерентные модемы.

В модемах с АМ, ЧМ используют некогерентные методы приёма. В модемах с ФМ - когерентные методы приёма.

3.6.1.1. Модем для каналов с постоянными параметрами и амплитудной манипуляцией сигнала

На входе: $S^*(t) = S_i(t) + \chi(t)$

$$S_i(t) = S_H x_i \sin(\omega_H t + \varphi_i)$$

$$0 \leq t \leq \tau_u$$

$$S_i(t) = \begin{cases} S_H \sin(\omega_H t + \varphi_i), & x_i = 1 \\ 0, & x_i = 0 \end{cases}$$

Функциональная схема приёмной части модема

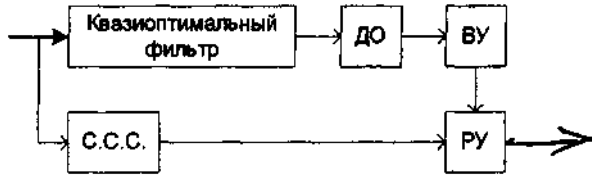


Рис. 3.16.

$$U_x \geq U_{ni} \rightarrow x_i = 1$$

$$U_x < U_{ni} \rightarrow x_i = 0$$

Где:

ДО - демодулятор огибающей;

ССС - система синхросигнала.

ВУ - вычитающее устройство.

Устройство синхронизации определяет момент о принятии решения. Квазиоптимальный фильтр обеспечивает основную фильтрацию помех. ВУ осуществляет фильтрацию остатков от помех огибающей и остатков от продуктов детектирования.

Определение вероятности ошибки приёма символа:

- 1) При передаче единичного символа, т.е. при передаче радиоимпульса, помехи будут таким образом воздействовать на р/импульс, что на выходе ВУ уровень сигнала будет ниже порога;
- 2) При передаче символа '0', '0' передаётся пассивной паузой (нулевым уровнем р/сигнала), помехи будут воздействовать на р/импульс, так что уровень сигнала меньше U_n .

$$P_{ош} = P(S_1) \cdot P\left(\frac{S_2}{S_1}\right) + P(S_2) \cdot P\left(\frac{S_1}{S_2}\right)$$

$P(S_1) \approx P(S_2)$ - символы примерно равновероятные (вероятности появления 1 и 0 на входе модулятора примерно равны).

$$P_{ош} = 0,5 \cdot \left\{ P\left(\frac{S_2}{S_1}\right) + P\left(\frac{S_1}{S_2}\right) \right\} - \text{вероятность ошибочного приёма символа.}$$

Если U_x при S_1 представляет собой смесь огибающей с помехой:

$$U_x \rightarrow U_{см}; U_x = \begin{cases} U_{см} & \text{при } S^*(t) = S_1(t) + \chi(t) \\ U_{ш} & \text{при } S^*(t) = \chi(t) \end{cases}$$

$$U_x \text{ при } S_2 \rightarrow U_{ш}$$

$P\left(\frac{S_2}{S_1}\right) = P(U_{сш} < U_n)$ - вероятность того, что огибающая смеси сигнала с помехой окажется меньше порога.

$$P\left(\frac{S_1}{S_2}\right) = P(U_{ш} > U_n)$$

Огибающая смеси сигнала с помехой, если сигнал является гармоническим, а шум нормальным белым. Плотность вероятности этой смеси подчиняется закону Райса (обобщённо называют законом Релея):

$$W_{U_{сш}}(y) = \frac{y}{\sigma_{ш}^2} \cdot \exp\left\{-\frac{y^2 + S_n^2}{2 \cdot \sigma_{ш}^2}\right\} \cdot I_0\left(\frac{yS_n}{\sigma_{ш}^2}\right)$$

Где:

$\sigma_{ш}^2$ - дисперсия шума (мощность переменных составляющих шума);

I_0 - функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

Если $S_n \rightarrow 0$ (амплитуда гармонической составляющей стремится к 0 => смесь сигнала с помехой стремится к чистой помехе)

$S_n \rightarrow 0 \Rightarrow I_0 \rightarrow 1 \Rightarrow$ плотность вероятностей огибающей помехи.

$$W_{U_{сш}}(y) = \frac{y}{\sigma_{ш}^2} \cdot \exp\left\{-\frac{y^2}{2 \cdot \sigma_{ш}^2}\right\} - \text{распределение Релея.}$$

Графически эти распределения будут иметь вид:

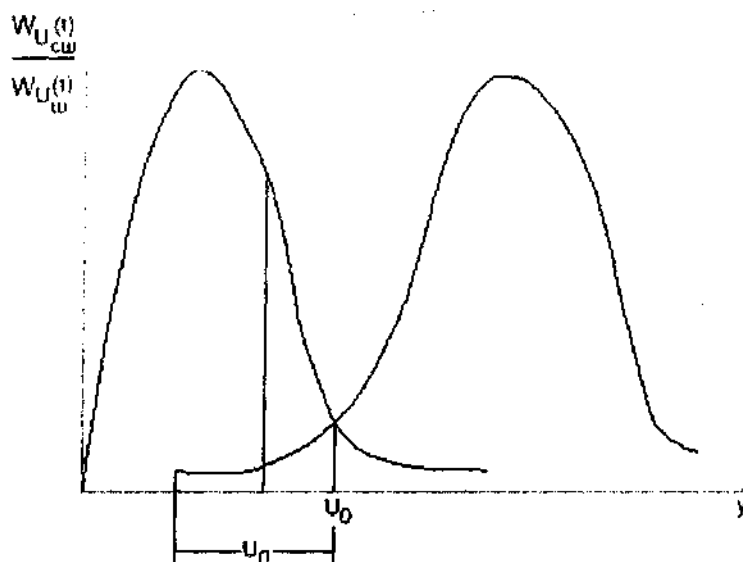


Рис. 3.17.

$B()U_0$ - минимальная вероятность ошибки (или оптимальный порог).

Если правее U_0 , то суммарная ошибка увеличивается.

Оптимальный порог устанавливается АРУ (отслеживает изменения С/Ш, удерживает порог на более менее оптимальном уровне)

$$P\left(\frac{S_1}{S_2}\right) = \int_0^{U_n} \left(\frac{y}{\sigma_{ш}^2} \cdot \exp\left\{-\frac{y^2 + S_n^2}{2 \cdot \sigma_{ш}^2}\right\} \cdot I_0\left(\frac{yS_n}{\sigma_{ш}^2}\right) \right) dy$$

$$P\left(\frac{S_1}{S_2}\right) = \int_{U_*}^{\infty} \left(\frac{y}{\sigma_u^2} \cdot \exp\left\{-\frac{y^2}{2 \cdot \sigma_u^2}\right\} \right) dy$$

Проинтегрировав, получим:

$$P_{ош} = 0,5 \left(0,5 - \Phi(H_{opt}) + \exp\left(\frac{-H_{opt}^2}{2}\right) \right)$$

Где:

$$H_{opt} = \frac{a}{2} - \text{приведённая величина порога}$$

$$a = \frac{S_n}{\sigma_u}$$

Вероятность ошибочного приёма при модели амплитудного модулятора зависит от отношения амплитуды сигнала.

3.6.1.2. Модем с частотной манипуляцией сигналов

При ЧМн, некоторой выигрыш использование когерентного приёма, но не настолько существен, => в модемах используют некогерентную ПРМ часть. При частотной манипуляции сигналов: один символ передаётся р/импульс одной частоты, другой р/импульс другой частоты.

При некогерентном приёме, несинхронном формировании:

$$S(t) = \begin{cases} S_1(t) = S_0 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ S_2(t) = S_0 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{cases}$$

$$opt\Delta f_p = \frac{0,75}{\tau_0}$$

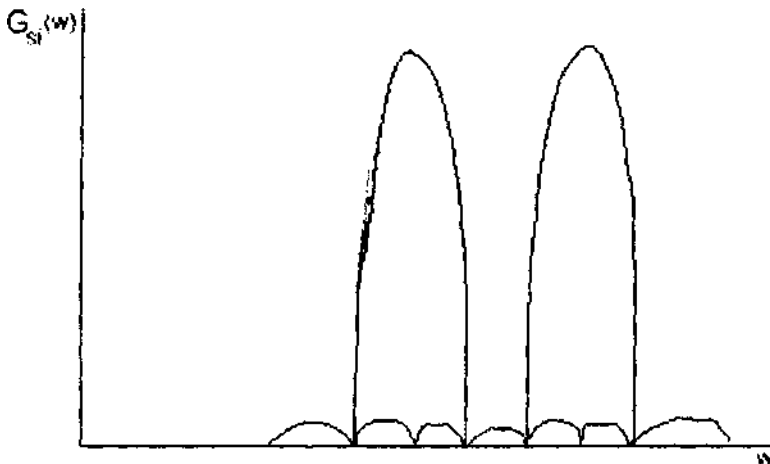


Рис. 3.18.

При $\Delta f_p < opt\Delta f_p$ увеличивается $P_{ош}$ за счёт перекрытия спектров сигналов.

$\Delta f_p < opt\Delta f_p$ - условия перекрывания спектра не ухудшаются, но ухудшаются условия использования полосы частот.

Существуют 2 возможные схемы приёмной некогерентного модема: линейная и нелинейная.

Упрощённые функциональные схемы этих 2^х вариантов:

1. Нелинейная схема;



Рис. 3.19.

ЧД формирует значение входного сигнала пропорционально входному значению частоты.

2. Линейная приёмник для частотного манипулированного модема.

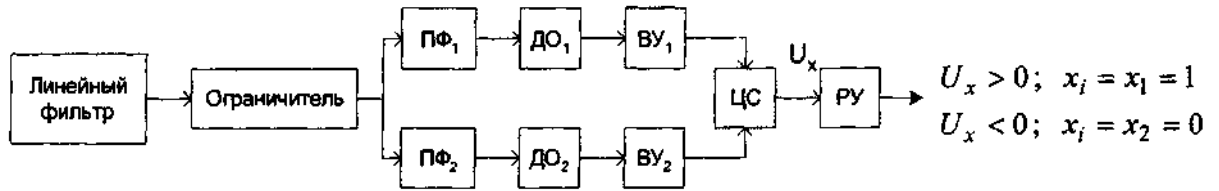


Рис. 3.20.

Где:

ПФ - полосный фильтр;

ДО - демодулятор огибающей.

(2): проще в настройке, менее критична к изменению параметров узлов и элементов.

Вероятность ошибки вычисляется также как для амплитудного модема.

3.6.1.3. Модем с фазовой манипуляцией сигнала

$$S(t) = \begin{cases} S_1(t) = S_n \cos(\omega_n t + \varphi_1); & x_i = x_1 = 1 \\ S_2(t) = S_n \cos(\omega_n t + \varphi_2); & x_i = x_2 = 0 \end{cases}$$

$$S_1(t) = S_n \cos(\omega_n t + \varphi_x)$$

$$y_x = \begin{cases} \varphi_1 = 0; & x_i = x_1 = 1 \\ \varphi_2 = \pi; & x_i = x_2 = 0 \end{cases}$$

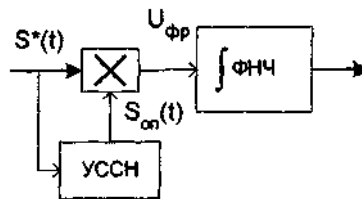


Рис. 3.21.

Где: УССН - устройство синхронизации по несущему сигналу.

$$S_{on}(t) = S_{on} \cos(\omega_{on} t + \varphi_{on})$$

$$U_{\phi\delta} = K_{\phi\delta} \cdot S^*(t) \cdot S_{on}(t) = K_{\phi\delta} \cdot \frac{S_n S_{on}}{2} \cos((\omega_{on} - \omega_n) + (\varphi_n - \varphi_{on}))$$

Если выполним условие, что ФД может быть так построено, то

$$K_{\phi\delta} = 1, \quad \omega_{on} = \omega_n \Rightarrow \begin{cases} U_{\phi\delta} \geq 0; & x_i = 1 \\ U_{\phi\delta} < 0; & x_i = 0 \end{cases}$$

Равенство частоты опорного и частоты несущего сигнала \Rightarrow четность и нечетность работы РУ, т.к. сигнал на выходе $\begin{cases} U_{\phi\delta} > 0; x_i = 1 \\ U_{\phi\delta} < 0; x_i = 0 \end{cases}$. При таких условиях наилучшие условия для помехоустойчивости.

$$U_{\phi\delta} = \begin{cases} +0,5S_n \cdot S_{on}; \varphi_x - \varphi_{on} = 0 \\ -0,5S_n \cdot S_{on}; \varphi_x - \varphi_{on} = \pi \end{cases}$$

УССН - должно обеспечить селекцию спектральной компоненты несущего сигнала с точностью до фазы. Подселекцию спектральной компоненты определяет высокочастотный следящий фильтр - ФАПЧ. Возведём в квадрат: фазовая манипуляция $2w_1w_2 \Rightarrow$ делитель (Пистелькорс).

Система ФАПЧ может схватиться не за ту фазу (перекося фазы) из-за воздействия помех, не идеальности ФАПЧ. Если перекося на π радиан \Rightarrow инверсия сигнала. Избавиться от обратной работы - переход к относительной фазовой манипуляции. Если следующий символ был 1, то фаза следующего р/импульса по отношению к предыдущему не изменится. Если следующий символ равен 0, то фаза следующего изменится по отношению к предыдущему меняется на π радиан. Устройство запоминает предыдущую фазу р/импульса.

Имеем два последовательных символа:

$$x_j = \begin{cases} 1; \varphi_i = \varphi_{i-1} \\ 0; \varphi_i = \varphi_{i-1} + \pi \end{cases}$$

$$x_j \rightarrow S_j \rightarrow \varphi_j$$

$$x_{j-1} \rightarrow S_{j-1} \rightarrow \varphi_{j-1}$$

Осуществляет перекодирование исходной последовательности символ для сохранения преимуществ ОФМн и простоты.

$$x_{kj} = x_j \oplus x_{k(j-1)}$$

3.6.1.4. Функциональная схема модулирующей части модема

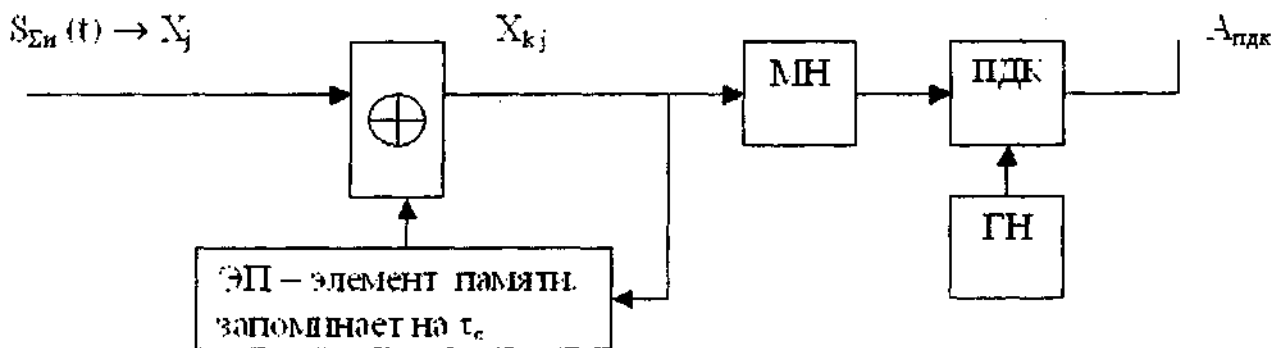


Рис. 3.22.

Мн(Ф) - фазовый модулятор несущей.

При ФМн модуляция - когерентный прием.

3.6.1.5. Функциональная схема корреляционного приемника

1) для случая когда не осуществляется перекодирование

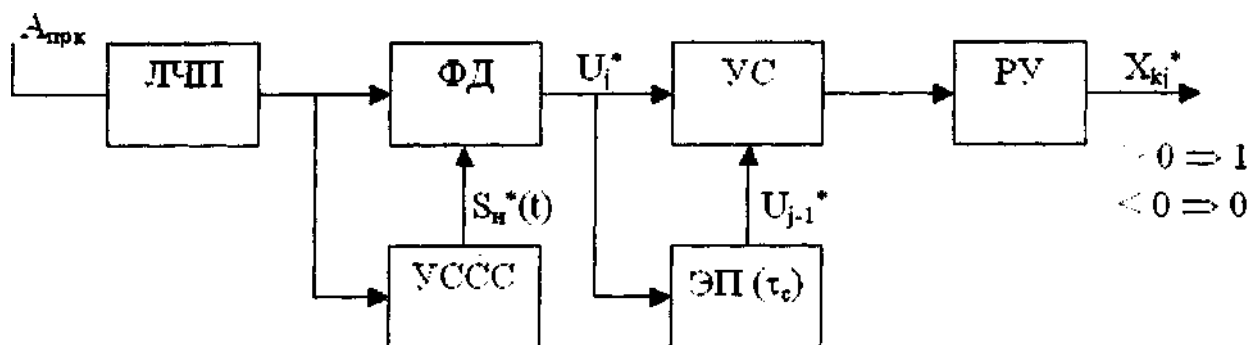


Рис. 3.23.

УССС - устройство селекции синхросигнала

РУ - решающее устройство

2) для случая когда осуществляется перекодирование

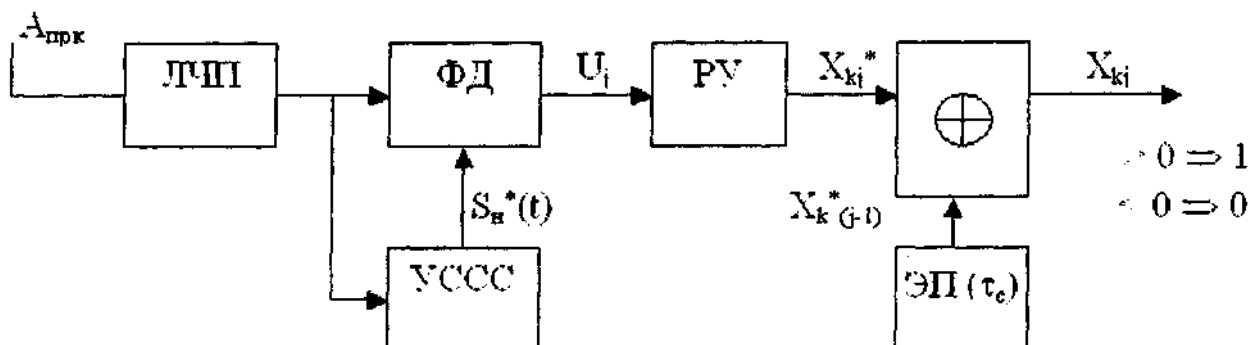


Рис. 3.24.

3.6.1.6. Функциональная схема автокорреляционного приемника

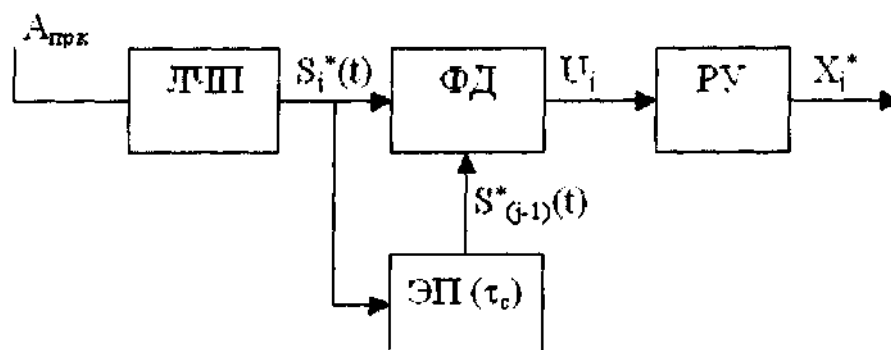
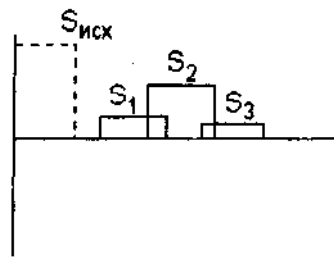
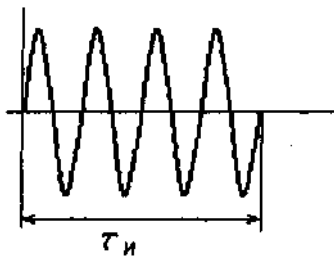
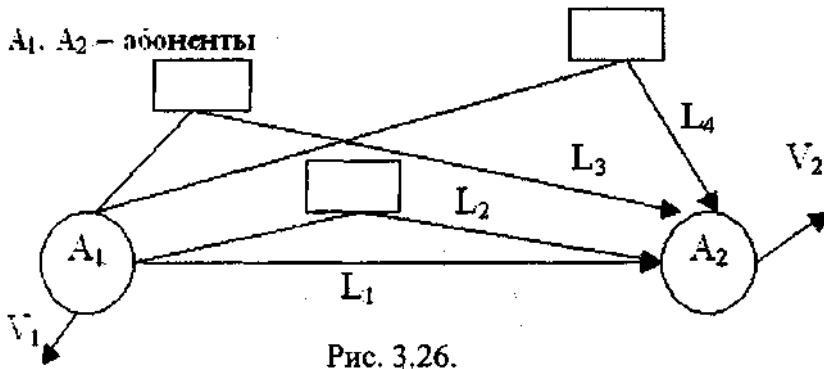


Рис. 3.25.

3.6.2. Модем для каналов с переменными параметрами

(канал с мультипликативной модулирующей помехой, которая изменяет по тому или иному закону параметры сигнала)



Сюда относится канал с замиранием (с многолучевым распространением). В этом случае сигналы отличаются временем прохождения т.е. фазой. Также различная относительная скорость двух абонентов относительно друг друга порождает доплеровский сдвиг частот, который также меняется во времени.

Таким образом, можно выделить следующие факторы воздействия:

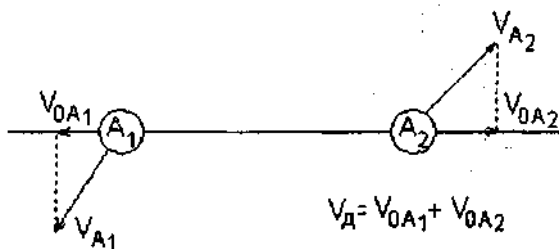
1) Различие путей прохождения

В силу прохождения сигнала по разным путям происходит его размазывание во времени.

Абонент излучает радиоимпульс длительностью τ_n , который пройдя по разным путям размножается и в приемнике складывается сам с собой сдвинутый во времени.

2) Доплеровский сдвиг, возникающий в силу переконфигурации во времени абонентов относительно друг друга и препятствий.

Аналогично и для движения абонентов относительно препятствий.



Все это означает «размазывание» спектра сигнала за пределы исходной полосы сигнала.

Если не учитывать такие изменения, то мы можем потерять часть энергии ушедшей за пределы исходной полосы частот сигнала или за пределы исходной длительности сигнала. В итоге потери энергии могут быть достаточно большими.

Отсюда вывод - чтобы прием был эффективным требуется собрать «размазанную» энергию.

3.7. Условная модель сигнала на входе приемника (модель канала с переменными параметрами)

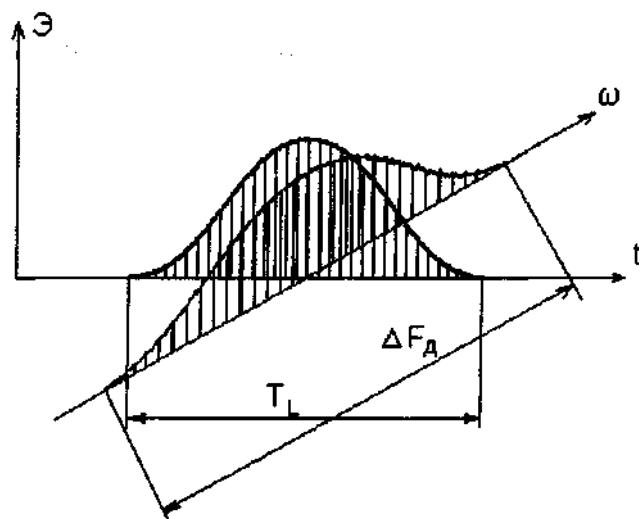


Рис. 3.30.

Изначально энергия была сосредоточена в τ_c и ΔF_c , а затем «размазалась» до T_L и ΔF_d .

Для сбора такого частотно-временного сигнала (ЧВМ - частотно-временной матрицы) следует использовать следующую модель приемника (при условии, что по каждому каналу сигналы являются независимыми).

Таким образом, в таком приемнике должно быть множество линий задержки, множество согласованных фильтров на каждую компоненту (должно перекрываться ΔF_d). Затем все эти компоненты сигнала требуется синхронно (синфазно и когерентно) собрать.

Исходя из этого существует 2 способа построения реальных модемов для каналов с переменными параметрами:

- 1) «Подыграть» этому каналу т.е. сделать такую структуру сигнала чтобы потом было легко собрать энергию сигнала.

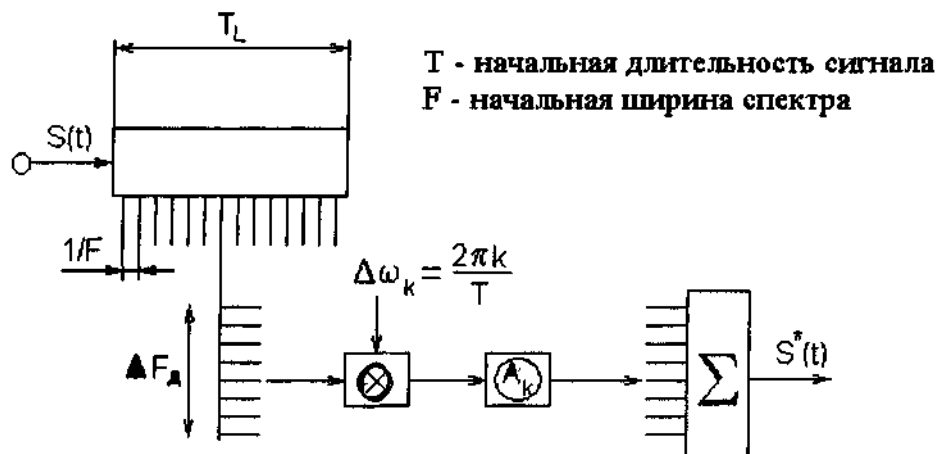


Рис. 3.31.

Речь идет о передаче широкополосного сигнала с компонентами, которые замирают независимо т.е. на одной частоте происходит подавление фазовых сдвигов, а на другой нет.

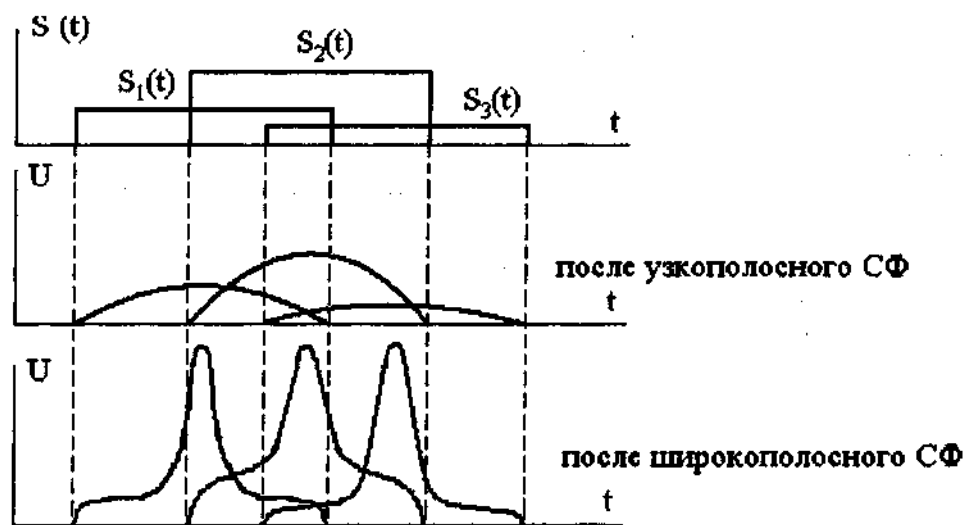


Рис. 3.32.

Теперь надо их сложить синхронно т.е. сфазировать.

Реальная схема приемника для таких широкополосных сигналов

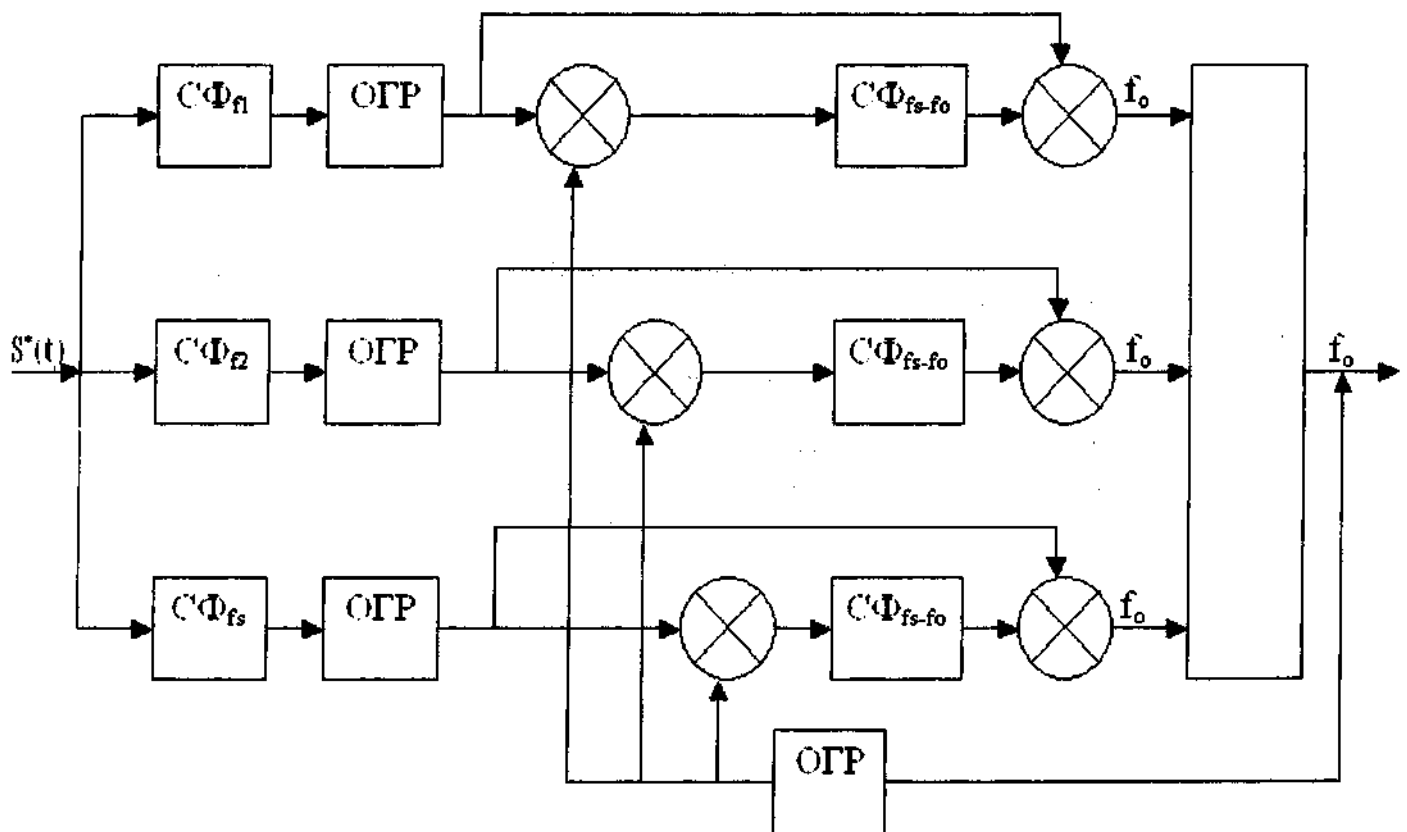


Рис. 3.33.

Привязываем фазу всех частотных компонент к фазе одной из компонент т.е. выбираем один сигнал в качестве опорного (на самом деле таким сигналом является какой-то промежуточный, средний сигнал)

2) Игнорируем канал т.е. выбираем сигнал из других необходимых соображений.

3.8. Методы разнесенного приема

Вероятность ошибки зависит от:

- 1) соотношения сигнал/шум
- 2) от формы закона распределения огибающей самого сигнала и огибающей смеси сигнала с помехой

Отсюда следует вывод, что следует выигрывать:

либо на соотношении сигнал/шум
изменять распределение смеси сигнала и помехи

3.8.1. Методы разнесённого приёма в модемах с каналами с переменными параметрами

Искажение сигнала обусловлено 2-мя факторами:

- 1) аддитивная помеха;
- 2) изменение параметров сигнала под воздействием помех;

Сущность разнесённого приёма состоит в том, что решение о том, какой сигнал передавался или какая форма была исходного сигнала, принимается исходя из анализа множества независимых копий, искажённого помехами сигнала. Желательно, чтобы копии сигналов были статистически независимыми. Это означает, что искажения будут тоже независимыми. Вероятность того, что будут искажены все копии, будет мала. Вероятность принятия правильного решения будет возрастать.

3.8.2. Методы разнесения сигналов

- 1) частотное;
- 2) временное;
- 3) поляризационное (в процессе распространения меняются параметры поляризации);
- 4) пространственное (приём на несколько антенн);

2 категории методов разнесённого приёма:

- с додетекторным объединением ветвей;
- с последдетекторным объединением ветвей;

$$\begin{cases} y_1(t) = S_{x_1}^*(t) + \kappa_1(t) \\ y_2(t) = S_{x_2}^*(t) + \kappa_2(t) \\ \vdots \\ y_n(t) = S_{x_n}^*(t) + \kappa_n(t) \end{cases}$$

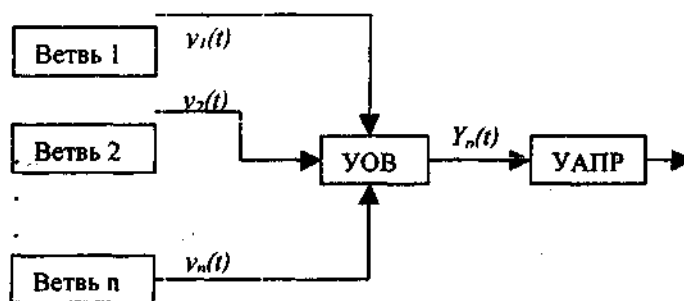


Рис. 3.34.

УОВ - устройство объединения ветвей

УАПР - устройство анализа и принятия решения

При додетекторном объединении ветвей ветви объединяются на несущей частоте либо на промежуточной частоте, т.е. объединяются радиосигналы.

В каждой ветви обработка сводится к усилению и фильтрации помех в полосе частот, занимаемой сигналом.

В результате объединения получаем:

$$Y_p(t) = S_{x_p}(t) + \kappa_p(t)$$

УАПР должен быть оптимальным приемником для такой смеси сигналов с помехой.

Способы разнесения должны давать выигрыш по 2-м направлениям:

- улучшение отношения с/ш;
- улучшение распределения огибающей смеси сигнала с помехой и помехи;

В результате получаем меньшую вероятность ошибочного приёма сигнала.

Додетекторное объединение ветвей осуществляется линейным образом. Оно эффективно тогда, когда задержка символа существенно меньше длительности символа. Временным растяжением сигнала можно пренебречь.

3.8.3. Разнесённый приём с использованием автовыбора лучшей ветви

УОВ анализирует отношение с/ш в каждой ветви, определяет ветви с наибольшим отношением с/ш, и УАПР принимает решение по этой ветви. При использовании линейного объединения сигнал представляется в следующем виде:

$$Y_p(t) = \sum_{j=1}^n k_j \cdot y_j(t) = \sum_{j=1}^n k_j \cdot S_{x_j}^*(t) + \sum_{j=1}^n k_j \cdot \kappa_j(t)$$

Все коэффициенты $k_j = 0$, кроме той ветви в которой отношение с/ш наилучшее.

Более эффективный вариант - **разнесённый приём с линейным сложением ветвей**. В этом случае все коэффициенты одинаковы. Суммируются и сигналы и помехи. Необходимо обеспечить синхронное сложение сигналов разных ветвей. Необходимо засинхронизировать все ветви к какой-то одной из ветвей ("привязать").

Функциональная схема линейного сложения ветвей:

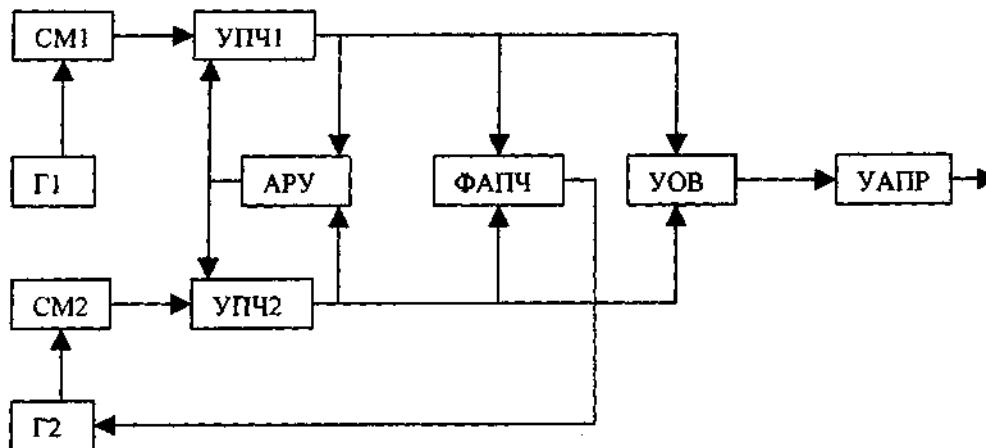


Рис. 3.35.

С помощью ФАПЧ осуществляют точную подводку частоты канала.

Данная схема не оптимальна, при линейном сложении ветвей и плохие и хорошие каналы складываются с одним весом. Для оптимального приёма необходимо, чтобы АРУ учитывало отношение с/ш, т.е. подавляло сигналы с плохим отношением с/ш и усиливало сигналы с хорошим отношением с/ш.

Оптимальная схема сложнее линейной, но выигрыш не настолько велик. Поэтому чаще используются методы линейного объединения ветвей.

3.8.4. Разнесённый приём с последетекторным объединением ветвей

Используется когда нельзя пренебречь задержкой.

1) разнесённый приём с некогерентным объединением ветвей.

В каждой ветви осуществляется анализ копии сигнала, точно такой же что и при одиночном приёме (демодуляция огибающей). Только в отличие от простого приёма решение принимается только после объединения ветвей. Огибающие, соответствующие сигналу "1" суммируются в одном сумматоре, а соответствующие "0" - в другом. После чего РУ выносит решение.

Функциональная схема:

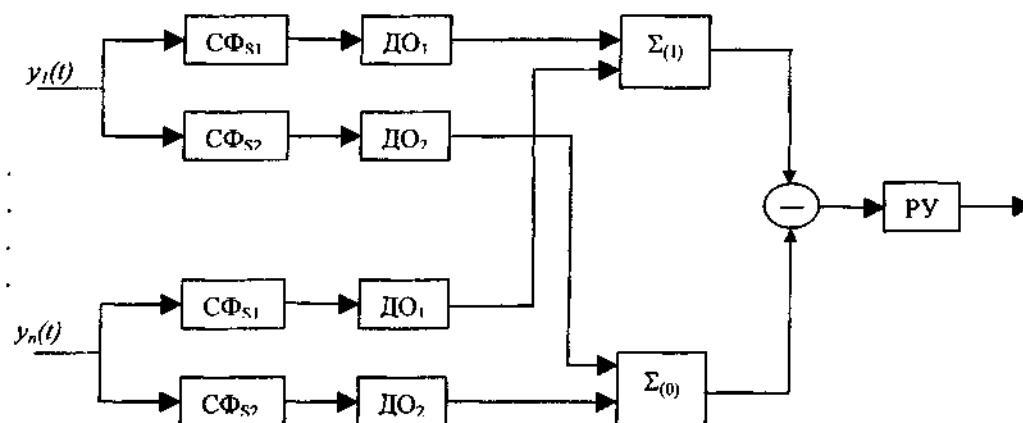


Рис. 3.36.

$C\Phi_{с2}$ - согласованный фильтр сигнала "0"

$C\Phi_{с1}$ - согласованный фильтр сигнала "1"

ДО - детектор огибающей

2) разнесённый приём с дискретным сложением.

В каждой ветви после ДО принимается решение по каждому символу.

Функциональная схема:

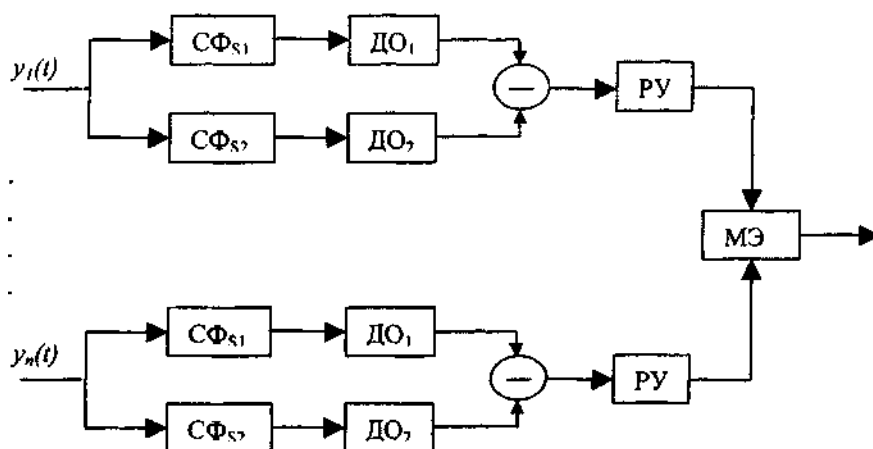


Рис. 3.37.

МЭ - мажоритарный элемент

Исходя из характеристик с переменными параметрами, выбирается количество каналов. Наиболее часто используется релейская модель канала.

3.9. Подсистемы синхронизации (дополнительная информация)

- 1) символьная;
- 2) словная;
- 3) по несущей;
- 4) кадровая;

Словная и кадровая синхронизации требуют внесения дополнительных элементов. Сигнал несущей селектируется из спектра радиосигнала. Если имеем широкий спектр радиосигнала, большое количество спектральных компонент, то чтобы выделить одну компоненту несущего сигнала с точностью до фазы, необходим очень узкополосный высокочастотный следящий фильтр (учитывающий эффект Доплера).

Возможны случаи, когда в спектре радиосигнала несущей спектральной компоненты практически нет. Тогда путём возведения в квадрат радиосигнала можно снять ФМн и восстановить несущую частоту, но с удвоенной частотой.

$$\cos(\omega t + \varphi)$$

$$\varphi = 0, \pi$$

$$\cos 2(\omega t + \varphi)$$

Спектральная компонента частоты сигнала селектируется из спектра сигнала огибающей с помощью ФАПЧ. Если символы равномерны, то спектральной компоненты частоты следования сигнала не будет, её необходимо восстанавливать.

Вид сигнала после ДО:

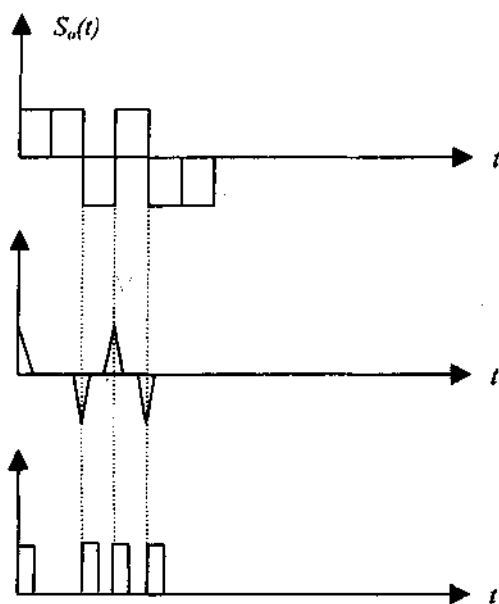


Рис. 3.38.

Импульсы одинаковой полярности подаются на вход системы ФАПЧ, настроенную на частоту следования импульсов.

Словная синхронизация.

Сигнал словной синхронизации добавляется в каждое кодовое слово в начале или конце. Это символ либо положительный, либо отрицательный, это нужно, для того чтобы определить границу кодового слова. Символ словной синхронизации объединяется с символом чётности. В каждое кодовое слово добавляется такой символ, чтобы количество символов было чётное.

Кадровая синхронизация.

Необходима для разделения каналов. В начале или конце кадра вводится кадровое синхрослово, которое должно отличаться от информационных слов (111..., 000...). Кадровое синхрослово обладает узким лепестком АКФ (m-последовательность).

Кроме слабых синхропризнаков, которые могут повлиять на анализ множества кадров, используются сильные синхропризнаки:

- старт-стопная синхронизация;
- пакетная синхронизация.

СПИСОК ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- 1) Р.Б. Мазепа., Б.В. Рошин Кодирование в многоканальных р/системах передачи информации. - М.: Изд-во МАИ, 1984г. (шифр: 621.39(075) P815)
- 2) Р.Б. Мазепа, Б.В.Рошин, А.И. Фомин Основы построения многоканальных РСПИ. - М.: Изд-во МАИ, 1983г. (шифр: 621.39(075) M135)
- 3) Л.Н.Баранников, А.И. Фомин Синхронизация в ЦСПИ. - М.: Изд-во МАИ, 1990г. (шифр:621.39(075)B241)
- 4) Ф.И. Пеннин Системы передачи цифровой информации. - М., 1976г.
- 5) И.Д. Калашников, И.М. Тепляков, Б.В. Рошин Радиолинии космических систем передачи информации.-М.: Советское радио, 1975г.
- 6) Учебное пособие Системы и сети передачи информации. Под ред. Р.Б. Мазепа
- 7) Л.Н. Баранников, А.И. Фомин Цифровые методы передачи речевых сообщений. - 1996г. (шифр: 621.395(075) B421)
- 8) Б.В. Рошин лабораторные работы по курсу Р/системы управления и передачи информации. - М.: Изд-во МАИ, 1980г. (шифр: 621.349.9(075) P815)
- 9) Б.В. Рошин, А.А. Карлов Лабораторные работы по курсу Радиосистемы передачи информации. - М.: Изд-во МАИ, 1982г.
- 10) Ф.И. Пеннин Радиотехнические системы передачи информации.- 1984г. (шифр:621.39(075) П-25)
- 11) Радиосистемы и сети передачи информации. Под ред. Р.Б. Мазепа,- М.: Изд-во МАИ, 2002г. (шифр: 621.396(075) P154)

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава 1	3
1.1. Общие сведения по системам связи с подвижными объектами	4
1.2. Информация и сообщение	4
1.3. Представления о системах передачи информации	4
1.3.1. Системы передачи информации	5
1.3.2. Причины использования цифровых систем	6
1.4. Кодер источника	6
1.5. Кодер канала	9
1.6. Подсистема синхронизации	10
1.7. Обратные каналы связи	12
1.8. Система передачи информации	14
1.9. Задача оптимизации систем передачи информации «в целом»	15
1.9.1. Передача и прием поэлементный или посимвольный	15
1.9.2. Передача и прием «в целом»	17
1.9.3. Теорема Финка	19
1.10. Содержание задачи системного этапа проектирования в современной цифровой СПИ	20
1.10.1. Показатели качества системы	22
1.10.2. Затратные показатели	22
1.10.3. Этапы проектирования	22
1.10.4. Этап системного проектирования	22
1.11. Подсистема источник-потребитель	24
1.12. Подсистема кодек источника (кодер-декодер)	25
1.13. Основные процессы кодирования источника	26
1.13.1. Методы экстраполяции	26
1.13.2. Методы интерполяции	28
1.14. Метод Котельникова	30
Глава 2	33
2.1. Методы выравнивания неравновероятных символов	34
2.1.1. Статистическое кодирование	34
2.1.2. Представление об уменьшении логической или семантической избыточности	34
2.2. Подсистема уплотнения и разделения каналов	37
2.3. Основные классы сигналов, используемые в качестве поднесущих	40
2.4. Первый класс сложных сигналов	42
2.4.1. Импульсно-временные сигналы (ИВС)	42
2.4.2. Ортогональные в точке сомкнутые составные сигналы	43
2.4.3. Шумоподобные или псевдошумовые сигналы	44
2.5. Второй класс сложных сигналов	46
2.5.1. Частотно- временные сигналы	46
2.5.2. Функциональна схема генератора частотно-временных сигналов. Схема согласованного фильтра частотно-временных сигналов	47
2.6. Подсистемы разделения и уплотнения каналов	47
2.7. СПИ с частотным уплотнением каналов	49
2.8. Причины межканальных помех	51
2.9. Системы с временным уплотнением и разделением каналов	54
2.10. Уплотнение каналов по форме поднесущего сигнала	57
Глава 3	59
3.1. Система со свободным доступом по форме поднесущей сигнала	60
3.2. Системы с нелинейным уплотнением каналов и с закрепленными каналами	60
3.2.1. Система с мажоритарным уплотнением каналов и с линейным разделением каналов	60

3.2.2. Эквивалентная схема мажоритарного элемента.....	61
3.3. Системы с незакрепленными каналами.....	62
3.4. Подсистемы КОДЕК канала и МОДЕМ радиолинии.....	63
3.5. Кодирование.....	65
3.5.1. Блочное кодирование.....	65
3.5.2. Линейные блочные систематические коды.....	65
3.5.3. Основные свойства линейных блочных систематических кодов.....	66
3.5.4. Алгоритм кодирования циклического кода.....	69
3.5.5. Представители рекуррентных (цепных) кодов - свёрточные коды.....	70
3.5.6. Метод разнесения ошибок.....	71
3.5.7. Каскадные коды.....	71
3.5.8. Нелинейные коды.....	71
3.6. Модем радиолинии.....	72
3.6.1. Модемные радиолинии для каналов с постоянными параметрами.....	72
3.6.1.1. Модем для каналов с постоянными параметрами и амплитудной манипуляцией сигнала.....	73
3.6.1.2. Модем с частотной манипуляцией сигналов.....	75
3.6.1.3. Модем с фазовой манипуляцией сигнала.....	76
3.6.1.4. Функциональная схема модулирующей части модема.....	77
3.6.1.5. Функциональная схема корреляционного приемника.....	78
3.6.1.6. Функциональная схема автокорреляционного приемника.....	78
3.6.2. Модем для каналов с переменными параметрами.....	79
3.7. Условная модель сигнала на входе приемника.....	80
3.8. Методы разнесенного приема.....	82
3.8.1. Методы разнесённого приёма в модемах с каналами с переменными параметрами.....	82
3.8.2. Методы разнесения сигналов.....	82
3.8.3. Разнесённый приём с использованием автовыбора лучшей ветви.....	83
3.8.4. Разнесённый приём с последетекторным объединением ветвей.....	84
3.9. Подсистемы синхронизации.....	85
Список дополнительной литературы.....	87