

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Литература:

1. Радиоэлектронные системы и сети передачи информации. Мазепа
2. Телекоммуникационные системы
3. Кодирование в системах передачи информации Мазепа, Рошин
4. Основы построения многоканальных радиосистем передачи информации Мазепа Р.Б., Рошин В.В., Фомин А.И.
5. Синхронизация в радиосистемах передачи информации Фомин А.И.
6. Цифровые радиосистемы передачи информации Пенин П.И.

Раздел 1. Общие сведения о телекоммуникационных системах и сетях

Коммуникации – некая среда, организованная для транспортировки какой-то физической субстанции, можно сказать совокупность средств.

Есть коммуникации естественного происхождения: кровеносная система, нервная, речная система и т.д.

Любая из сред формально может именоваться телекоммуникацией («теле» – на расстоянии).

Телекоммуникации – среда для транспортировки физической субстанции – информации.

Представление об информации. Свойства информации.

Информацией является всё то, что помогает или способствует выполнению определённых целенаправленных действий.

Что такое целенаправленные действия?

Это действия, направленные на **бережное** преобразование окружающей среды, для удобства своего и её существования или удобства совместного сосуществования.

Для этого необходимо изучать среду, т.е. понимать закономерности существования этой среды.

Зная эти законы, можно трансформировать всё себе на пользу и ей не во вред.

Свойства информации:

1. Статистическое свойство

Информацией являются сведения только о тех событиях, которые для нас являются новыми и неожиданными.

Математическая модель: Информацией являются сведения только о событиях, априорная (до возникновения) вероятность которых меньше 1 (единицы).

2. Логическое (Семантическое) свойство

Сведения не о всяких событиях, априорная вероятность которых меньше 1 (единицы), содержат информацию, а только о тех, которые конкретному субъекту приносят пользу для целенаправленных действий.

Источники информации. Процесс генерации информации.

Источники информации – физические системы окружающей среды.

Необходимо знать в соответствии с какими закономерностями изменяются состояния этих физических систем. Для нас эти закономерности не известны.

Любая физическая система либо развивается, либо деградирует. Любая физическая система на каком-то этапе развивается, а на каком-то деградирует – это значит, что во времени состояние этой физической системы изменяется.

1. Любая физическая система бесконечно познаваема.
2. Любую физическую систему как бесконечно познаваемую можно представить, описать с помощью бесконечного множества характеристик и параметров.

На каждом уровне развития технологий мы способны использовать для целенаправленных действий определённое количество параметров.

Первоначальным Источником информации является изменяющиеся во времени по неизвестному для нас закону состояние физической системы, на которое мы хотим направить наши целенаправленные действия.

Источниками информации являются те параметры изменяющегося состояния физической системы, которые с помощью доступных нам технологий мы можем использовать для целенаправленных действий.

Реальными источниками являются те параметры этого изменяющегося состояния, которые мы способны использовать в своих технологиях в целенаправленных действиях на эту физическую систему.

Информация генерируется в процессе изменения состояния физической среды, а для нас интерпретируется в виде параметров.

Как изменяется во времени состояние физической системы?

Может ли физическая система изменить своё состояние скачкообразно?

Не может. Для того чтобы изменить состояние скачкообразно система должна обладать бесконечной энергией. В реальной природе любая система обладает ограниченной энергией.

Все системы окружающего мира являются инерционными вследствие энергетической ограниченности и не могут скачкообразно изменить своё состояние. Т.е. физическая система состояние может изменить только *плавно*. Плавно – **каждое последующее состояния немногим отличается от предыдущего или каждое последующее состояние физической системы частично повторяет предыдущее в силу инерционности системы**. В этом непрерывность процесса изменения состояния физической системы. Параметр, характеризующий изменение этого состояния, будет **непрерывной функцией времени**.

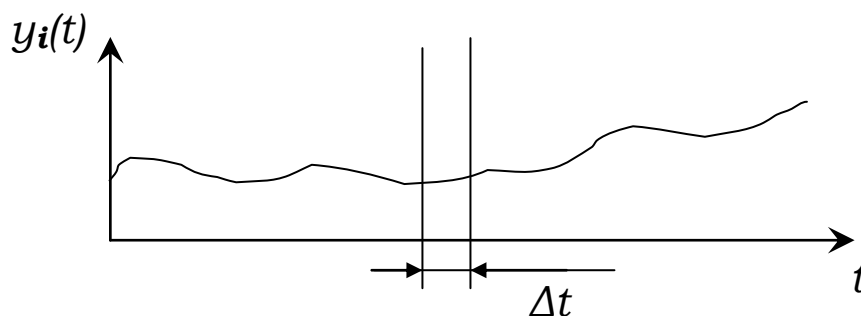


Рис.1

Основное свойство непрерывной функции времени:

На любом сколь угодно малом интервале времени количество значений функции бесконечно велико.

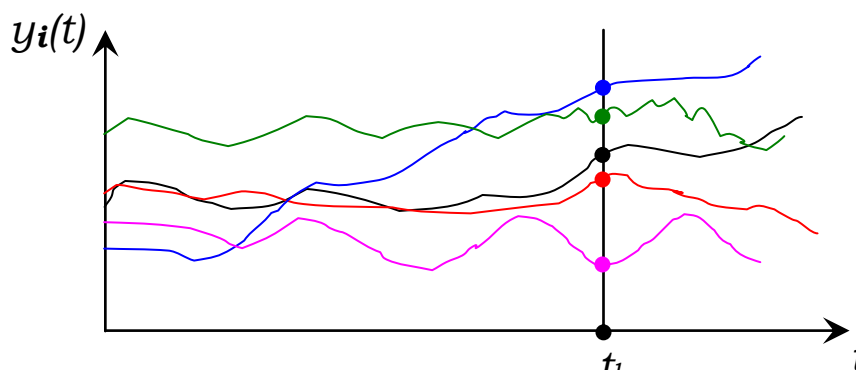


Рис.2

Основное свойство случайной функции времени:

Случайная функция времени задаётся на бесконечном множестве своих реализаций.

На рис.2 изображены разные реализации случайной функции.

1^ч 02^м 20^с

Пример:

Если приёмник отстроить от несущей частоты станции, попадаем на помехи – случайные функции времени.

Эксперимент:

На входе наушника измеряем напряжение при отстройке от несущей частоты станции – получили одну из кривых (рис.2). Выключили приёмник. Не перестраивая частоту, включили снова – получили другую кривую. Бесконечно Много раз включая, получаем бесконечное множество реализаций.

Случайная функция задаётся на бесконечном множестве своих реализаций. Это отнюдь не обозначает, что там нет никаких закономерностей. Закономерности проявляются на большом числе экспериментов. Говорят, что используется свойство статистической устойчивости.

Свойство непрерывной функции времени: Если взять любое временное значение (сечение) t_l (рис.2), то в этом временном сечении функция примет одно из бесконечного множества значений. Такая непрерывная случайная функция времени характеризуется двумя бесконечностями.

Реальными свойствами информации являются параметры $y_i(t)$, они реальные источники информации, которые мы можем использовать для целенаправленных действий.

Процесс интерпретации информации.

1^ч 08^м 15^с

Интерпретация – представление информации для какого-то потребителя.

Один из вариантов интерпретации информации – рис.1, 2.

Каждое значение параметра соответствует одному из состояний системы, т.е. представляет состояние системы. В каждый момент времени система находится в определённом состоянии. Если параметр непрерывный, то таких значений бесконечное множество, как и бесконечное множество возможных состояний системы.

Значения параметра являются символами алфавита. Бесконечное множество значений – бесконечное множество символов алфавита. Каждый символ алфавита представляет определённый объём информации.

Информация интерпретируется с помощью алфавита. Первичный алфавит источника бесконечен. Все реальные алфавиты ограничены.

Количественное измерение информации.

Пусть есть событие A . Априорная вероятность возникновения этого события $P(A)$.

$$A \rightarrow P(A) \rightarrow I_A \quad (1)$$

Объём информации I_A , содержащийся в сведениях о том, что событие A произошло, будет зависеть от обратной величины априорной вероятности. Чем меньше $P(A)$, тем больше I_A .

$$I_A \rightarrow \frac{1}{P(A)} \quad (2)$$

Аддитивное свойство информации.

Если произошли два события A и B , то информация, которая содержится в сведениях о том, что произошло событие A и информация, которая содержится в сведениях о том, что произошло событие B , если эти события независимы друг от друга, должна суммироваться. Объём информации должен увеличиваться.

1^ч 17^м 45^с

Если возьмём в качестве измерения количества информации подход (2), сохранится ли аддитивное свойство информации?

Есть событие A , априорная вероятность возникновения которого $P(A)$, есть событие B , априорная вероятность возникновения которого $P(B)$. Если эти события независимы, то вероятность возникновения событий A и B будет равна:

$$P(A \cup B) = P(A) \cdot P(B) \quad (3)$$

В соответствии с этим количество информации $I_{A \text{ и } B}$ будет равно:

$$I_{A \text{ и } B} = \frac{1}{P(A) \cdot P(B)} \quad (4)$$

Подойдём по-другому к этому моменту.

Если произошло событие A , то количество информации в сведениях об этом:

$$I_A = \frac{1}{P(A)} \quad (5)$$

Если произошло событие B , то количество информации в сведениях об этом:

$$I_B = \frac{1}{P(B)} \quad (6)$$

$$I_{A \text{ и } B} = \frac{1}{P(A)} + \frac{1}{P(B)} = \frac{P(A) + P(B)}{P(A) \cdot P(B)} \quad (7)$$

Получается нестыковка.

Причина этого в том, что мы не правильно избрали принцип измерения количества информации. Чтобы сохранить правильную идею, что **количество информации обратно пропорционально вероятности возникновения события** и при этом сохранить **свойство аддитивности информации** в качестве количественного измерения информации, берут не величину обратную вероятности, а **логарифм** этой величины:

$$I_A = \log_b \frac{1}{P_A} \quad (8)$$

Если избрать такой подход, то свойство аддитивности информации сохраняется. Никаких противоречий не будет.

Основание логарифма b принципиально может быть любое. Чаще всего $b = 2$. Тогда количество информации:

$$I_A = \log_2 \frac{1}{P_A} \text{ [бит]} \quad (9)$$

При $P(A) = 0.5 \rightarrow I_A = 1$.

Один бит это количество информации, которое содержится в сведениях о том, что произошло событие, априорная вероятность которого 0.5.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Разобрали, откуда берётся информация. Представляем, что информация генерируется в процессе изменяющегося состояния некой физической системы. Генерируют по существу информацию не физическая система, но ими изменяемыми состояниями.

Состояние физической системы характеризуется бесконечным множеством характеристик и параметров.

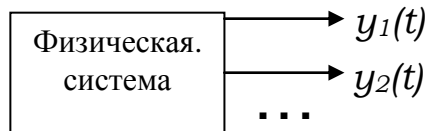


Рис. 1

Только часть этих параметров, в силу возможностей наших нынешних и перспективных технологий, мы в состоянии использовать для преобразования физической системы, для целенаправленных действий. Эта часть параметров является конкретными источниками информации. Т.е. конкретными источниками информации являются характеристики и параметры изменяющегося состояния физической системы, которые мы в состоянии использовать в своих технологиях.

В силу причин освещённых на прошлой лекции, моделью любой из этих характеристик является **непрерывный случайный процесс**. Который с точки зрения построения будущей телекоммуникационной системы, которую мы будем строить, характеризуется "двумя бесконечностями":

1. Бесконечным количеством значений на любом ограниченном интервале времени.
2. В любом временном сечении этот параметр $y_i(t)$, как случайная непрерывная функция времени, может принять одно из бесконечного множества количества значений.

Каждое значение параметра $y_i(t)$ соответствует одному состоянию физической системы.

Возникновение этого состояния – это событие для нас случайное, потому что мы не знаем, когда возникнет это состояние и под воздействием каких факторов. Следовательно, каждое значение этого параметра, информирующее нас о возникновении этого события (состояния) содержит в себе определённый объём (количество) информации, как сведения о событиях, априорная вероятность которых меньше единицы.

Есть сведения о событиях, которые мы можем использовать для целенаправленных действий в соответствии со статистическим и логическим свойствами информации.

Каждое значение параметра мы можем рассматривать как некий символ алфавита, один из символов алфавита, который интерпретирует, представляет для нас определённый объём информации. Количество символов такого алфавита бесконечно.

Важное заключение: коль скоро каждое значение параметра содержит определённый объём/количество информации интерпретируемой для нас, и поскольку на любом интервале времени количество таких значений бесконечно велико, то на любом интервале времени **формально** источник генерирует бесконечный объём информации. Если рассматривать только статистическое свойство информации, то объём этот бесконечен. Но на самом деле это не так. Потому что мы не воспринимаем этот объём. Органы восприятия естественные и искусственные приборы имеют ограниченную *разрешающую способность*. Это минимальное различие двух значений, которое органы восприятия могут различить.

Т.е. реально на любом интервале времени, вследствие ограниченности нашей разрешающей способности, мы способны воспринять определённое количество значений. Чем чувствительнее – тем больше. Следовательно, реально источник на интервале времени генерирует ограниченный объём информации.

Ограниченность информации зависит

1. от чувствительности органов восприятия или от той точности, с которой необходимо этот параметр предоставлять потребителю, чтобы он мог воспользоваться этими значениями.

2. от скорости изменения процесса, потому что при той же точности, если скорость изменения процесса больше, то и количество значений на этом интервале будет больше и следовательно объём информации на этом интервале будет также генерироваться больше.

На прошлой лекции установили количественную меру информации.

Количественной мерой является логарифм при каком-то основании от обратной вероятности возникновения события. В зависимости от основания логарифма будут меняться единицы: наиболее распространённая [бит], натуральный логарифм – [нит]. Пользуются чаще всего двоичными логарифмами. Это связано с устройствами преобразования информации, поскольку в большинстве своём они используют два устойчивых состояния, хотя на самом деле лучше было бы построить устройство, которое бы имело три устойчивых состояния – это минимизировало бы объём информационных преобразований, объём памяти и т.д. Но надёжных таких устройств пока не придумали.

Для интерпретации/представления информации необходимо пользоваться какими-то символами, каким-то алфавитом. Этот алфавит имеет также свои информационные свойства.

Необходимо очень чётко различать информационные свойства источника – это одно, информационные свойства алфавита – это другое, они взаимосвязаны. Как взаимосвязаны – мы разберём далее.

Информационные свойства алфавита.

0° 15' 00"

В силу того, что органы восприятия имеют ограниченную разрешающую способность, реально мы пользуемся не бесконечным алфавитом, а каким-то ограниченным алфавитом (английский, китайский, двоичный, стоичный и т.д.)

Алфавит имеет ограниченное количество символов

A_1

A_2

...

A_m

При использовании алфавита для интерпретации информации алфавит приобретает определённые информационные свойства. Понятия очень близкие, но не одинаковые – разные.

Какие свойства?

Что такое интерпретация с помощью алфавита определённого объёма информации?

Это, грубо говоря, составление какого-то текста. Не важно с помощью какого алфавита составлен текст, важно, что там есть содержание – там имеется информация.

В тексте каждая буква появляется с определённой вероятностью: $P_1, P_2 \dots P_m$.

$A_1 \rightarrow P_1$

$A_2 \rightarrow P_2$

... ...

$A_m \rightarrow P_m$

Появление буквы в тексте – это также некоторое событие. Появляется с некоторой вероятностью.

В тексте буквы могут быть статистически зависимы друг от друга.

Разберём, что это значит.

При разборе статистического свойства информации мы разбирали, что каждое последующее значение параметра $y_2(t)$ содержит часть сведений обо всех других, в силу свойства инерционности. Таким образом, то, что каждое значение содержит часть сведений обо всех остальных – есть статистическая зависимость. Детерминированная для нас не интересна.

Детерминированная зависимость – практически любое значение через функцию содержит детерминированные сведения с вероятностью единица обо всех остальных.

Статистическая же зависимость – часть(!) сведений.

Детерминированная – это когда значение аргумента детерминировано – с вероятностью единица определяет значение функции. Этих значений может быть несколько, даже может быть бесконечным, но детерминировано определяют.

Статистическая зависимость – если между какими-то двумя значениями существует статистическая зависимость, то знание одного значения позволяет **уточнить** сведения либо о будущих, либо о предшествующих значениях или, как говорят, *уменьшить степень неопределённости* или, грубо говоря, уменьшается дисперсия одномерного распределения – разброс **уменьшается**. За счёт того, что, зная значение, используем сведения, которые в нём содержатся о других значениях и тем самым уменьшили степень неопределённости.

Вероятность появления в русском тексте гласной буквы после согласной гораздо больше, чем появление второй согласной. Это связано с закономерностью языка, языковыми особенностями.

Алфавит интересен тем, что буквы появляются с разными вероятностями и буквы друг с другом могут быть статистически зависимы. Каждая буква интерпретирует/представляет определённый объём информации.

Как определить этот объём?

На прошлой лекции определяли количество информации о событии

$$A_1 \rightarrow P_1 \rightarrow I_1 = \log_2 \frac{1}{P_1}$$

$$A_2 \rightarrow P_2$$

... ..

$$A_i \rightarrow P_i \rightarrow I_i = \log_2 \frac{1}{P_i}$$

... ..

$$A_m \rightarrow P_m$$

Рассматриваемый объём информации отличается от рассматриваемого ранее. Там был объём информации, который содержался в сведениях о том, что возникло какое-то событие, в данном же случае объём информации, который интерпретируется соответствующей буквой. Букву можно представить вагонеткой, которую нагружают информацией-углём. Для того чтобы таскать меньше вагонеток надо, чтобы в каждую погружалось больше угля.

Какими свойствами должен обладать алфавит, чтобы каждый символ этого алфавита в среднем переносил наибольший объём информации?

Определим среднее количество информации, которое интерпретируется (представляется, переносится) каждым символом алфавита.

Представим, что необходимо перевести в цифровой формат «Войну и мир» Л.Н. Толстого.

Необходимо подсчитать объём памяти, который понадобится. Для этого надо посчитать количество букв «а», «б», «в» ... Вероятность возникновения каждой буквы в русском языке известны. Посчитать количество информации, которую каждая буква содержит. Умножить количество букв на количество информации. Поскольку это огромный текст, вспомним из ТВИМС **свойство статистической устойчивости** – если количество экспериментов огромно, то достаточно воспользоваться средним показателем. Умножить среднее количество информации переносимое буквой на общее количество букв и получим необходимый объём памяти.

Посчитаем среднее количество информации, которое интерпретируется (переносится, транспортируется) любой буквой алфавита.

Если буквы статистически независимы, сделать это просто.

Среднее количество информации в этом случае именуется **энтропией алфавита**

$$H = \sum_{i=1}^m P_i \cdot \log_2 \frac{1}{P_i} \quad [\text{бит}] \quad (1)$$

Эта энтропия будет зависеть от набора P_i -тых: при разных наборах P_i -тых мы получим разное количество информации в среднем. Энтропия будет разной, следовательно, правомочна постановка вопроса:

Определим такое распределение вероятностей, при котором получится в среднем количество информации, интерпретируемое символом наибольшее – т.е. экстремум.

Речь идёт о поиске такого распределения вероятностей, при котором энтропия наибольшая. При этом нужно пользоваться следующим ограничением:

$$\sum_{i=1}^m P_i = 1 \quad \text{– условие нормировки} \quad (2)$$

Получится, что в среднем каждый символ алфавита интерпретирует (транспортирует) наибольший объём информации в том случае, когда все вероятности символов одинаковы, т.е. если распределение вероятностей равномерное. Т.е. энтропия достигает максимума при условиях:

$$H_{\max} \rightarrow \begin{cases} P_i = P_j \\ i = 1 \dots m \\ j = 1 \dots n \\ i \neq j \end{cases} \quad (3)$$

Если (3) справедливо и учесть условие нормировки, то получится, что

$$P_j = \frac{1}{m} \quad (4)$$

подставляем в (1) при (2), получим:

$$H_{\max} = \log_2 m \quad (5)$$

Первое свойство, которым чтобы желательно обладали символы алфавита, интерпретирующие информацию, состоит в том, чтобы эти символы были **равновероятными**.

(5) справедливо, если между символами отсутствует статистическая зависимость.

Как изменится это соотношение, если появится статистическая зависимость?

[увеличится, уменьшится, не изменится]

Уменьшится, потому что при статистической зависимости каждый символ содержит часть сведений об остальных, т.е. часть сведений повторяется, а информация это то, что не повторяется, то, что является новым, следовательно, объём информации уменьшается.

Таким образом, для того чтобы каждый символ алфавита интерпретировал (переносил) наибольший объём информации нужно, чтобы буквы были статистически независимыми и равновероятными.

Количество информации, генерируемое источником.

0° 41' 00"

Количество информации, генерируемое источником информации в единицу времени ограничено в силу ограниченности разрешающей способности органов восприятия. Называется "ипсилон

энтропии источника" – $H\varepsilon$. $H\varepsilon$ – количество информации, генерируемое источником в единицу времени.

Уже понятно от чего будет зависеть производительность – от чувствительности органов восприятия и от скорости изменения состояния статистической системы или параметров (что то же самое).

Необходимо понять каким образом задаётся чувствительность или точность интерпретации представления потребителю сведений о параметре.

С одной стороны эта точность определяется самим потребителем.

Предположим, что потребителю необходимо знание изменения параметра во времени или как говорят знание реализации параметра. Потребитель хочет иметь у себя интерпретацию реализации параметра

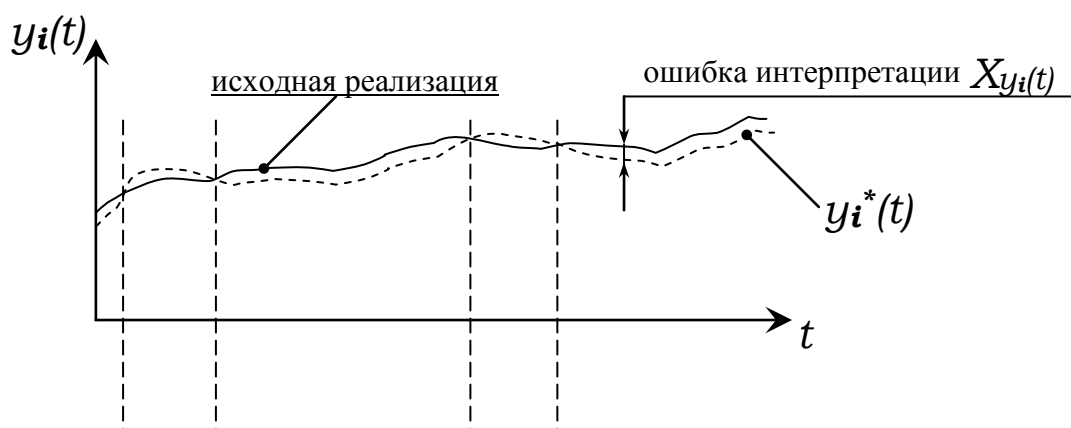


Рис.2

Потребитель допускает некоторое отклонение от исходной реализации (обозначено "-----"). Между тем, что имеется реально и тем, что позволяет потребитель, имеется различие. Это различие именуется ошибкой интерпретации (ошибкой представления потребителю интересующего параметра). Величина этой ошибки характеризует точность представления (интерпретации). 0° 48' 00"

$$\underline{x_{y_i}(t) = y_i(t) - y_i^*(t)} \quad (6)$$

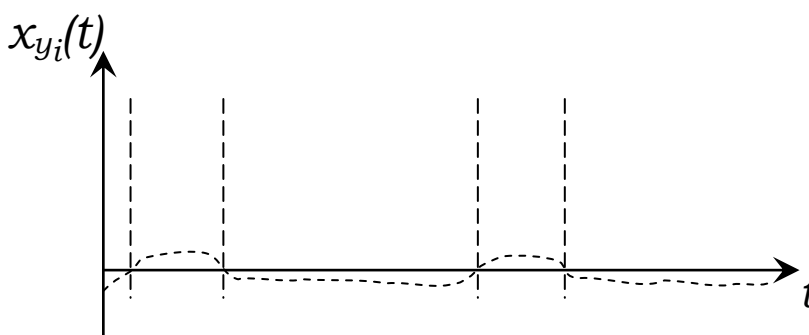


Рис.3

Эта ошибка $x_{y_i}(t)$ также какой-то непрерывный случайный процесс.

Есть области, где он положительный, есть – где отрицательный.

Для того чтобы количественно охарактеризовать этот непрерывный, случайный процесс, используются характеристики точности представления потребителю интересующего его параметра. Обычно пользуются двумя категориями характеристик точности представления:

1. Мощностная характеристика ошибки

Есть понятие **полной мощности случайного процесса (ТВИМС) – второй начальный момент любого случайного процесса** (например M_2)

$$M_{2y_i} = \int_{-\infty}^{\infty} Z^2 \cdot W_{y_i}(z) dz \quad (7)$$

второй начальный момент можно представить в следующем виде:

$$M_{2y_i} = M_{1y_i}^2 + \sigma_{2y_i}^2 \quad (8)$$

M_{1y_i} — математическое ожидание, $\sigma_{2y_i}^2$ — дисперсия

Если преобразовать $y_i(t)$ в электрическую формулу, отобразить в электромагнитном поле: в виде тока, напряжения, напряжённости, то тогда мат.ожидание — это мощность постоянной составляющей этого тока, а дисперсия — это мощность всех переменных гармонических составляющих.

Вспомним, что такое **энергетический спектр сигнала** — имеется постоянная составляющая и множество гармоник, если ток случаен, то это множество гармоник бесконечно большое.

Поэтому второй начальный момент называют мощностной характеристикой. Она отображает/характеризует мощность процесса.

Пользуясь мощностной характеристикой, строят т.н. характеристику точности представления/интерпретации, интересующего потребителя параметра. В качестве характеристики выбирают *относительное среднеквадратическое значение ошибки*:

$$\delta_{x_i} = \sqrt{\frac{M_{2x_i}}{M_{2y_i}}} \cdot 100\% \quad (9)$$

Эта величина характеризует количественно точность интерпретации/представление потребителю интересующего параметра.

Иногда представляют немного по-другому (другое представление той же характеристики):

$$\delta_{x_i} = \frac{\sqrt{M_{2x_i}}}{D_{y_i}} \quad (10)$$

$$D_{y_i} = \text{наиб.}y_i - \text{наим.}y_i - \text{динамический диапазон параметра} \quad (11)$$

0" 58" 49"

2. Интервальная характеристика ошибки

Это вероятность того, что значение ошибки $x_{y_i}(t)$ превысит или не превысит некий допустимый уровень. Чаще пользуются "превысит".

$$P(x_{y_i} \geq \Delta x_{y_i}) \quad (12)$$

Допустимый уровень должен быть достаточно малым и вероятность также должна быть достаточно малой величиной. Эта количественная характеристика точности представления параметра является более информативной, но её гораздо труднее вычислять, определять. Поэтому чаще пользуются мощностной характеристикой точности представления параметра потребителю.

Возвращаемся к производительности (ипсилон энтропии) H_ϵ

Она будет зависеть от:

– значения δx_{y_i}

– скорости изменения процессов – $\dot{y}_i(t)$

При этом, если ошибка δx_{y_i} уменьшается, H_ϵ растёт. Если скорость увеличивается, то H_ϵ также растёт.

Процесс передачи информации.

1° 03' 00"

Информация обычно генерируется одной физической системой, а используется другой физической системой. Т.е. между источником и потребителем должна существовать среда, возможность передачи информации.

Существуют естественные процессы передачи информации.

Искусственные процессы передачи информации – для передачи информации между источником и потребителем используется искусственно созданная среда, или совокупность элементов, которые способны использовать естественную среду (э/м поле, акустическая среда, гравитационное поле).

Для нас средой при построении сетей будут являться различные разновидности э/м поля:

Э/м поле свободного пространства, э/м поле двухпроводной линии, включая коаксиальную, э/м поле волновода, э/м поле световода.

Как организовать процесс передачи информации, используя в качестве среды э/м поле?

Физическая система, изменяющая своё состояние, через параметры, которые мы можем использовать, генерирует информацию. Но параметры получаем разные – давление, хим. состав и т.д., а хотели бы использовать э/м поле как среду. Необходимо преобразовать интересующие потребителя параметры, грубо говоря, в электрический сигнал. Преобразователь, который это осуществляет, называют Электро-Физическим (ЭФП).

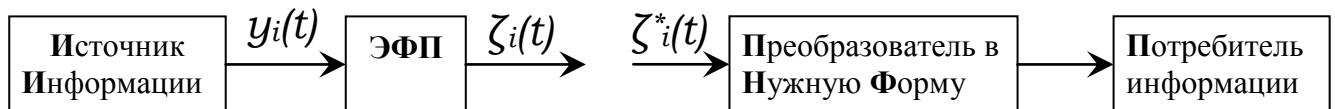


Рис.4

Электрический сигнал "кси итое от тэ" $z_i(t)$ – **первичный сигнал** – это возмущение э/м поля, т.е. изменение параметров (характеристик) э/м поля: электрическая напряжённость, магнитная напряжённость, ток, напряжение. При этом желательно, чтобы оно $[z_i(t)]$ полностью соответствовало исходному параметру, т.е. чтобы изменение во времени первичного сигнала было точно таким же, как изменение во времени интересующего потребителя параметра. На самом деле не может быть абсолютного соответствия между первичным сигналом и параметром, но, тем не менее, мы не будем принимать во внимание те ошибки, которые возникают в ЭФП.

Для того чтобы возникло возмущение в э/м поле, необходимы определённые энергетические затраты. Чем больше энергии будет передано от ЭФП в э/м поле, тем первичный сигнал будет интенсивнее, мощность этого сигнала будет больше.

Зачем необходима большая мощность сигнала?

Затем, что кроме возмущений, которые возникают в силу воздействия ЭФП в э/м поле, возникает масса других возмущений (грозы, искрение двигателей и т.п.). Поэтому возмущения ЭФП должны быть мощными.

Что происходит дальше в процессе передачи? $z_i^(t)$*

Это возмущение распространяется в э/м поле и поступает на вход устройства – Преобразователя в Нужную Форму [потребителю].

На вход **ПНФ** поступает не только первичный сигнал, но и другие возмущения, поэтому суммарное, что получается на входе **ПНФ** это уже несколько сдеформированный первичный сигнал – $\zeta_i^*(t)$.

ПНФ – устройство, которое решает проблемы семантики, преобразует в форму удобную для потребителя (если потребителю не требуется реализация, а нужны какие-то характеристики параметра: мощность, дисперсия, мат.ожидание параметра, тогда **ПНФ** даст то, что ему[потребителю] требуется).

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
 (Телекоммуникационные системы и сети).



Рис.1

Данная схема на самом деле не работоспособна.

Потому что для того чтобы процесс передачи информации реализовать, необходимо, чтобы была различимость первичных сигналов или сигналов, с помощью которых транспортируется информационный параметр.

Уже на этом этапе должна быть какая-то адресность. В качестве такой адресности в первом приближении используют гармонические сигналы различных частот.

Эти сигналы называются **несущими**. Простейший несущий сигнал – гармонический.

Схему передачи информации необходимо несколько усложнить:

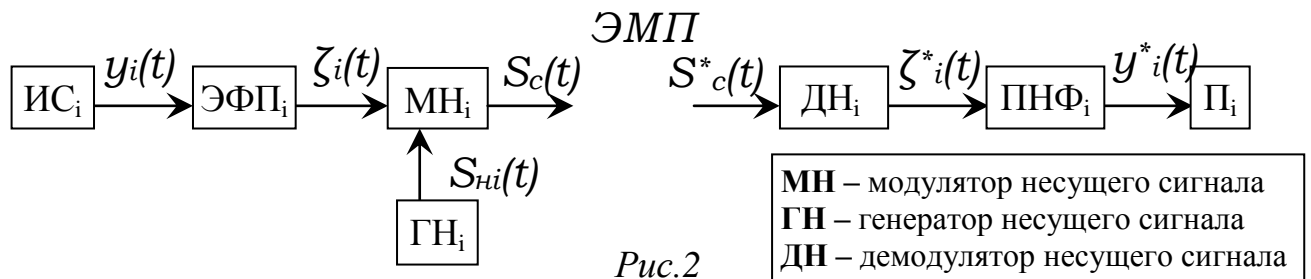


Рис.2

$S_c(t)$ – радиосигнал, модулированный несущий сигнал.

Селективность обеспечивается за счёт того, что ДН знает характеристики несущего сигнала и настраивается на них – позволяет выбрать из всего множества сигналов в ЭМП тот, который нужен соответствующему потребителю.

Первый этап адресации источников обеспечивают модуляция, демодуляция.

В принципе в качестве несущего сигнала могут использовать не только гармонические сигналы. Если реализовать схему, то всё будет работать, но не очень хорошо. Потому что с выхода модулятора мы получаем достаточно слабый энергетически (небольшой мощности) сигнал. Либо надо создавать мощный ГН, либо мощный МН, но при этом КПД будет весьма низок. Нужно как-то улучшить процедуру передачи информации, эффективность.

Первый этап этого процесса состоит в том, чтобы улучшить энергоотдачу от МН э/м-му полю.

Наиболее высокая эффективность энергоотдачи получается в том случае, если система, отдающая энергию, и система, получающая энергию, используют резонанс. Поэтому осуществление процесса модуляции позволяет нам использовать в качестве элемента передачи энергии э/м-му полю резонансный контур антенны. При этом должны соответствовать резонансная частота антенны и частота несущего сигнала.

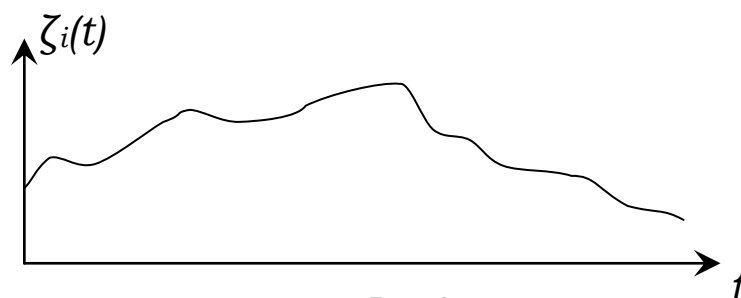
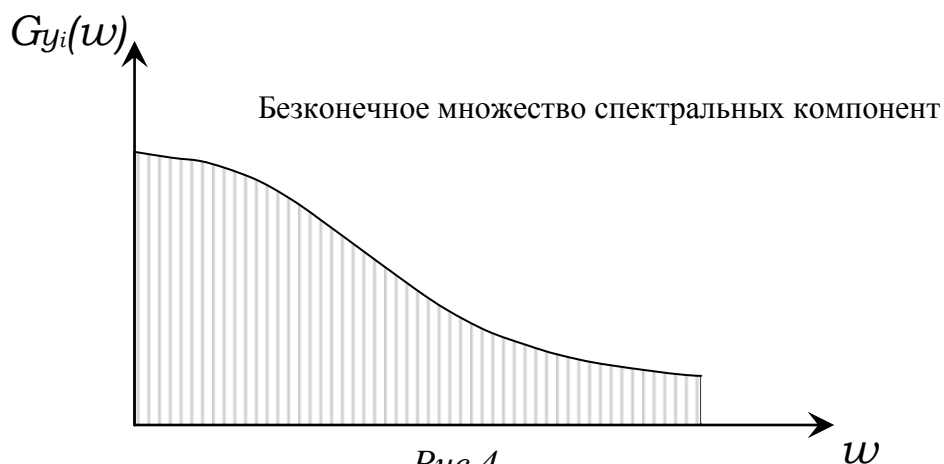


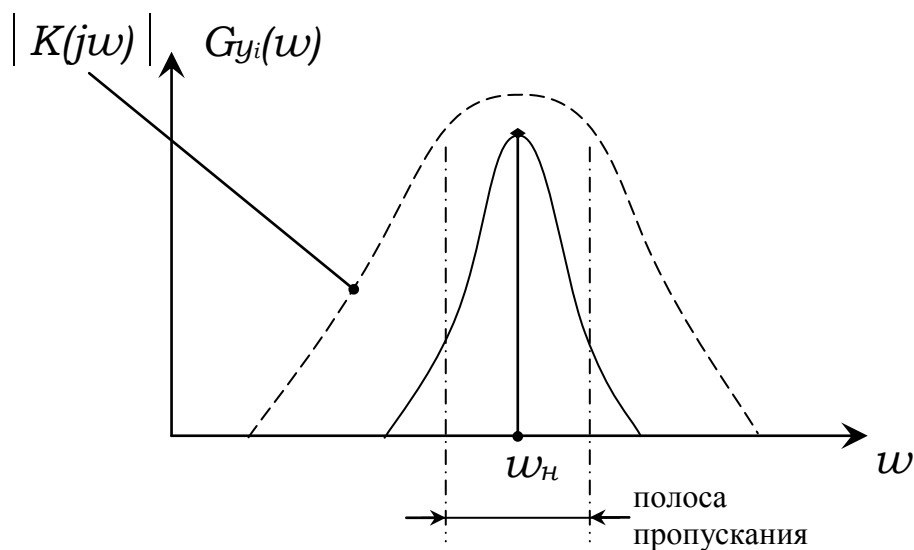
Рис.3

Значения первичного сигнала не могут быть только положительными. Эти значения могут быть как положительными, так и отрицательными, в зависимости от характера того параметра, который является информационным.

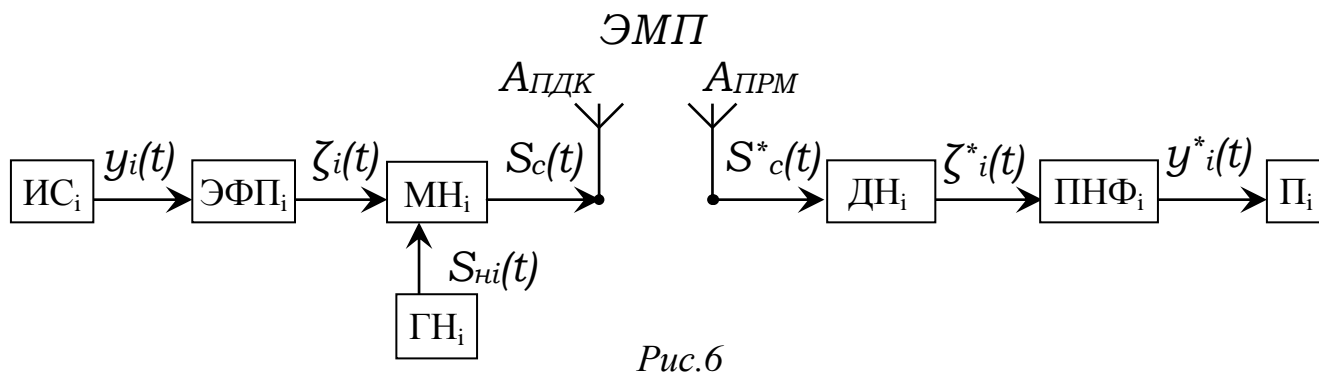
Энергетический спектр:



Энергетический спектр радиосигнала:



Использование модуляции несущего сигнала за счёт резонанса позволяет обеспечить более высокую энергоотдачу от МН к ЭМП. Соответственно изменяется схема:



Использование модуляции позволяет не только обеспечить селективность, адресность передачи информации, но ещё и обеспечивает увеличение КПД процесса передачи информации за счёт увеличения энергоотдачи с использованием резонансных свойств антенны.

0^ч 21^м 48^с

Шумы и помехи процессов передачи информации

Шумы и помехи, которые действуют в ЭМП, имеют неравномерный спектр, т.е. в разных полосах частот, в зависимости от типа процесса передачи информации, интенсивность, мощность шумов и помех является различной.

Все шумы и помехи разделяют на два больших класса:

1. Неорганизованные/непреднамеренные помехи.

2. Организованные помехи.

Даже в самое мирное время ведётся информационная война.

Два аспекта информационной войны:

1. Узнать что-либо – конфиденциальные сведения
2. Помешать работе

Существуют различные способы создания преднамеренных организованных помех. Их специфика заключается в том, что эти помехи стараются делать **целенаправленными**, т.е. пытаются имитировать те сигналы, которые используются в системах передачи информации соперника, потому что, если достаточно хорошо симитировать сигнал, то тогда энергетические затраты на создание мешающих воздействий будут наименьшими – это **интенсивные помехи**.

1. Интенсивные помехи

Особенность состоит в том, что они не просто ухудшают точность передачи информационных параметров, а нарушают функционирование в целом процесса передачи информации (разрушают его).

2. Непреднамеренные помехи

- а) помехи естественного происхождения
- б) помехи космического происхождения
- в) тепловые шумы самих электронных устройств (приёмной антенны, входных каскадов приёмника/УВЧ/)
- г) тепловые шумы Земли
- д) помехи производственного происхождения (электрогенераторы, электродвигатели, т.п.)

0^ч 32^м 45^с

3. Шумы и помехи ЭМС

Создаются радиоэлектронными средствами, работающими в близлежащих диапазонах частот.

Выбирая частоту несущего сигнала, надо учитывать этот фактор – выбирать её в той полосе частот, где интенсивность помех для данной категории процесса передачи информации минимальна.

Т.о. выбор частоты несущего сигнала позволяет нам повысить помехоустойчивость процесса передачи информации за счёт уменьшения интенсивности помех. Это **третий** полезный фактор процесса модуляции (первый – селективный, второй – использование резонанса).

Какие виды модуляции существуют?

Амплитудная, частотная, фазовая.

В чём их отличие?

Помехоустойчивость. Лучшая – фазовая, затем частотная и амплитудная.

Платой за помехоустойчивость является ширина спектра. Ширина спектра ФМ сигнала самая большая. При АМ самый узкий спектр, и можно использовать т.н. *однополосную передачу*, т.е. одну боковую полосу мы можем не передавать, а восстанавливать её в приёмнике, потому что она такая же, как и другая. Т.е. АМ минимально помехоустойчивая, но и требует минимальной полосы пропускания системы передачи информации.

Т.о., с помощью модуляции можно выбирать наиболее приемлемый вариант по помехоустойчивости и по затратам полосы частот. Это **ещё один полезный фактор**, который предоставляет нам модуляция.

От чего зависят габаритные размеры антенны?

От длины волны, от частоты несущего сигнала. Чем больше длина волны, тем больше размеры антенны. Т.о., путём выбора несущей частоты, можно выбрать приемлемые для конкретной реализации размеры антенной системы. Это **последний фактор**. Использование модуляции – переход на несущий сигнал – позволяет выбирать приемлемые размеры антенны.

Вот польза, которую приносит наличие процесса модуляции в процессе передачи информации.

0° 43' 37"

Говорилось, что принципиально первичный сигнал является непрерывным сигналом и случайной функцией времени. Это означает, что первичный сигнал задаётся бесконечным множеством своих реализаций (на бесконечном множестве реализаций). Это означает, что если взять любое временное сечение t_L , то в этом сечении первичный сигнал принимает одно из бесконечного множества значений. На любом ограниченном интервале Δt количество значений первичного сигнала бесконечно велико. Первичный сигнал характеризуется "двумя бесконечностями".

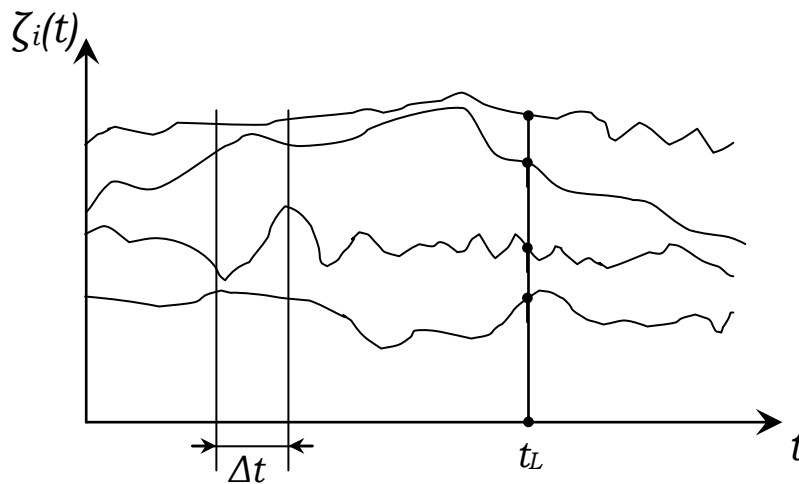


Рис.7

В силу ограниченности разрешающей способности наших органов восприятия, как естественных, так и искусственных. Всё это бесконечное множество значений первичного сигнала не возможно использовать для целенаправленных действий. Значит, не всё это бесконечное множество значений содержит информацию. С другой стороны, даже если мы могли бы это использовать, то тогда бы в единицу времени пришлось бы передавать бесконечный объём информации, что сделать не возможно. Поэтому при реализации процесса передачи информации имеет смысл непрерывный первичный сигнал представить в т.н. **дискретной цифровой форме**.

Главное то, что мы переходим к целесообразному объёму сведений, которые соответствуют возможностям потребителя и, следовательно, являются максимально информационными.

Для дискретного цифрового представления первичного сигнала, мы переходим от алфавита с бесконечным множеством символов (все значения первичного сигнала можно рассматривать как символы некоторого алфавита и количество этих символов бесконечно), к алфавиту с ограниченным числом символов (n -ичному).

Процедура цифрового представления состоит из двух составляющих:

1. Временная дискретизация первичного сигнала,

т.е. представление непрерывного первичного сигнала дискретным по времени множеством значений.

При временной дискретизации реализация непрерывного первичного сигнала заменяется каким-то множеством дискретных значений.

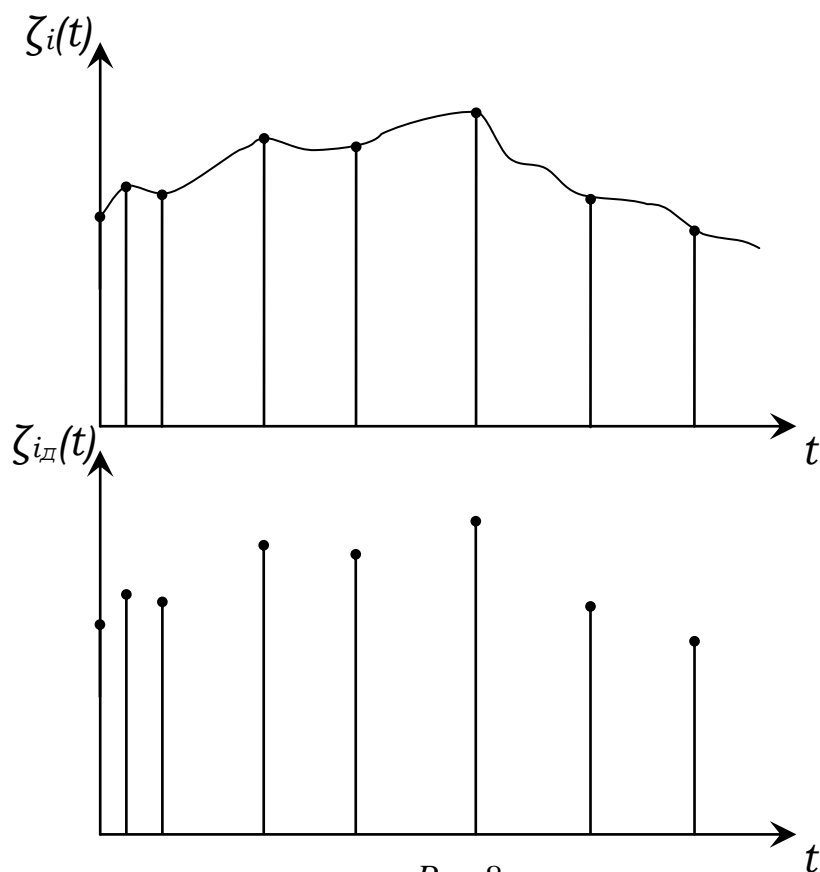


Рис.8

Эти дискретные значения выбираются не произвольным образом. Они выбираются таким образом, чтобы по этим значениям можно было воспроизвести исходный первичный сигнал с той точностью, которую требует потребитель.

2. Квантование по уровню

Сущность процесса квантования состоит в том, что реальные дискретные значения представляются приближённо некоторыми дискретными или цифровыми по уровню значениями.

$$D_{\zeta_i} = \zeta_{i.\max.\max} - \zeta_{i.\min.\min} \text{ — динамический диапазон} \quad (1)$$

первичного сигнала, шкала значений первичного сигнала

Для того чтобы выполнить процедуру квантования динамический диапазон разделяют на определённое количество **зон квантования**. Выбирают **шаг квантования** $\Delta i_{кв}$.

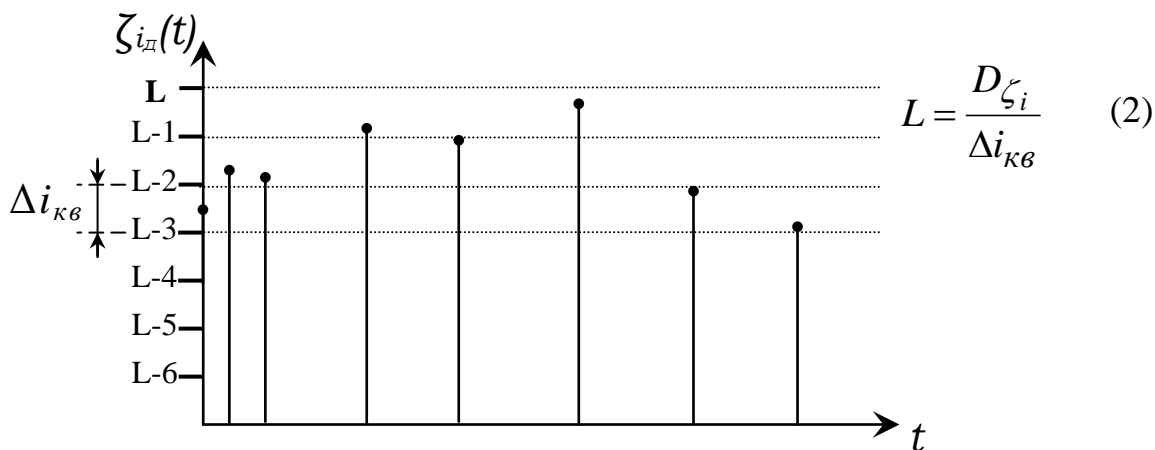


Рис.9

Пусть $L = 20$, тогда $L-1=19$ и т.д.

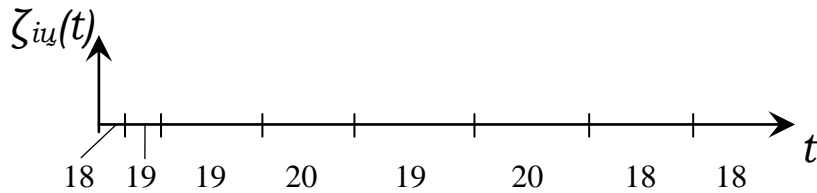


Рис.10

Как будем воспроизводить напр. цифру "18"?

Через **середину зоны L-2** строим "ступеньку".

Т.е. реальный непрерывный процесс заменяем ступенчатой кривой.

На первый взгляд кажется, что это недопустимо, потому что ступенчатая кривая сильно отличается от начального процесса. Но если интервал временной дискретизации достаточно маленький и шаг квантования достаточно маленький, то эти "ступеньки", грубо говоря, будут нечувствительны с точки зрения воспроизведения исходного непрерывного процесса.

Берём середину зон квантования, потому что заменяем по существу реальные значение номерами зоны квантования, в пределах которой попадают эти значения. Они могут попасть в пределы зоны квантования, как выше середины, так и ниже. Чтобы уменьшить среднюю ошибку целесообразно воспроизводить по середине зоны квантования.

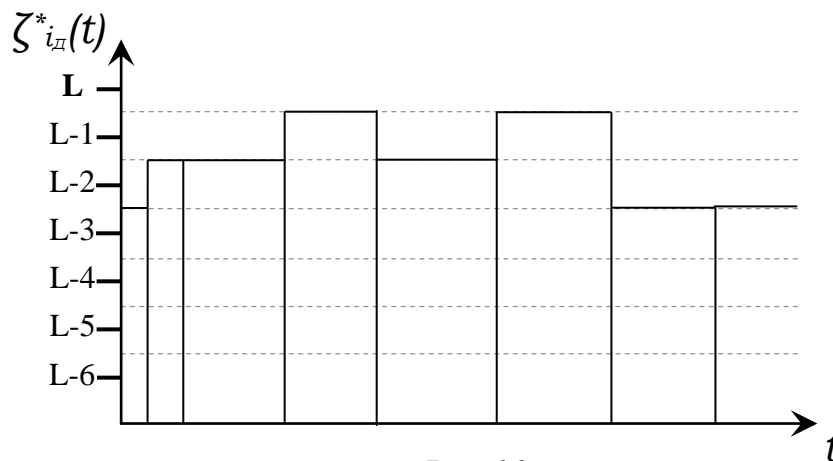


Рис.11

Простейший вариант цифрового представления непрерывного сигнала.

1^ч 09^м 00^с

Первый вопрос, который необходимо решить, как выбирать при временной дискретизации значения первичного сигнала таким образом, чтобы обеспечить необходимую точность его воспроизведения для потребителя.

В простейшем варианте временной дискретизации интервалы между значениями выбираются постоянными.

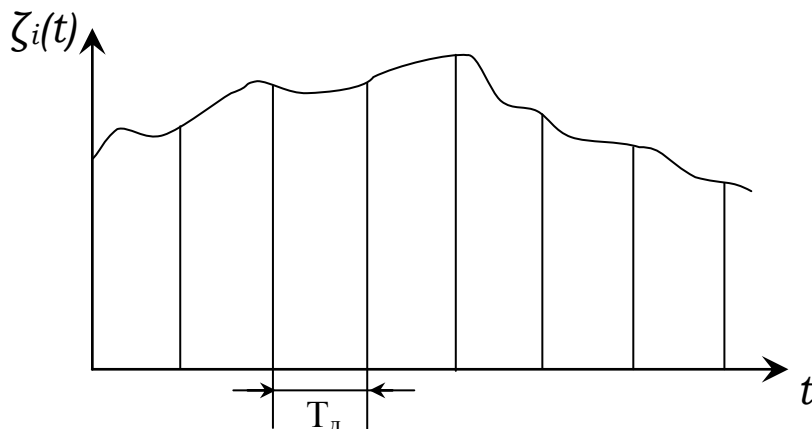


Рис.12

Как выбрать этот интервал?

Для его выбора пользуются положением, которое именуют *теоремой Котельникова*.

Любой непрерывный процесс, у которого энергетический спектр ограничен (имеет некую частоту, за пределами которой нет спектральных составляющих), безошибочно представим последовательностью своих дискретных во времени отсчётов, следующих с постоянным интервалом $T_{\text{дискр}}$.

$$T_{\text{д}} = \frac{1}{2F_{\text{max}}} \quad (3)$$

$$\omega_{\text{max}} = 2\pi \cdot F_{\text{max}} \quad (4)$$

При этом этот процесс представляется т.н. **рядом Котельникова**:

$$\zeta_i(t) = \sum_{l=1}^{\infty} \zeta_i(t - l \cdot T_{\text{д}}) \cdot \frac{\sin 2\pi F_{\text{max}}(t - l \cdot T_{\text{д}})}{2\pi F_{\text{max}}(t - l \cdot T_{\text{д}})} \quad (5)$$

Т.о., для обеспечения точности представления необходимо:

1. Чтобы спектр первичного сигнала был ограниченным
2. Чтобы при воспроизведении первичного сигнала, мы имели возможность использовать бесконечное количество дискретных значений первичного сигнала.

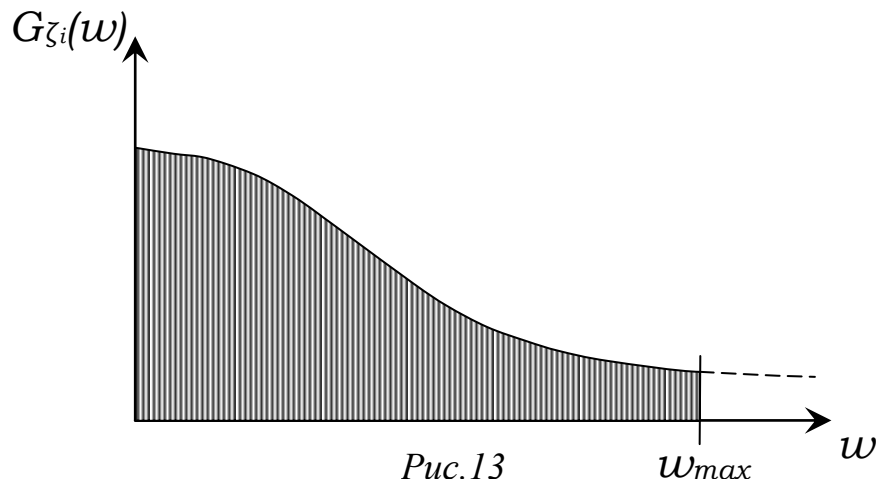
В реальной жизни ни 1, ни 2 не возможно.

Процессов с ограниченным спектром не существует, потому что все реальные процессы по времени ограничены (т.е. процессы с бесконечным спектром).

Поскольку все реальные процессы ограничены во времени, мы не можем использовать бесконечное число членов ряда.

Т.е. для реальных процессов применять теорему Котельникова не возможно. Но стараются ею пользоваться.

Не смотря на то, что спектр реального процесса не ограничен, при временном дискретном представлении усекают спектр (ограничивают искусственно). Выбирают такую верхнюю частоту в спектре, за пределами которой энергия спектральных компонент пренебрежимо мала. Естественно это приведёт к ошибке временной дискретизации (но считают, что если энергия отсечённого "хвоста" спектра будет пренебрежимо маленькой, то и ошибка будет пренебрежимо маленькой).



Ограничивают число членов ряда (вместо бесконечности — l_{\max}):

$$\zeta_i(t) = \sum_{l=1}^{l_{\max}} \zeta_i(t - l \cdot T_{\partial}) \cdot \frac{\sin 2\pi F_{\max}(t - l \cdot T_{\partial})}{2\pi F_{\max}(t - l \cdot T_{\partial})} \quad (6)$$

Это приводит ещё к одной ошибке.

Т.о., при использовании теоремы Котельникова для реальных первичных сигналов возникают две составляющих ошибки:

- одна составляющая ошибки, вследствие ограничения энергетического спектра
- вторая — из-за ограничения количества членов ряда, которые потом воспроизводят первичные сигналы.

Т.о., при простейшем цифровом представлении осуществляют процесс временной дискретизации. Процесс квантования при простейшем представлении осуществляют с постоянным шагом квантования.

Как выбрать величину шага квантования?

На что влияет величина шага квантования?

На точность последующего воспроизведения первичного сигнала.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Процедура цифрового представления включает два процесса:

1. Временная дискретизация

В простейшем случае осуществляется через постоянный интервал, выбираемый **исходя** из теоремы Котельникова (**не по теореме**, а исходя из соображений)

2. Квантование по уровню

Возникают две ошибки:

1. При ограничении спектра
2. При усечении ряда Котельникова

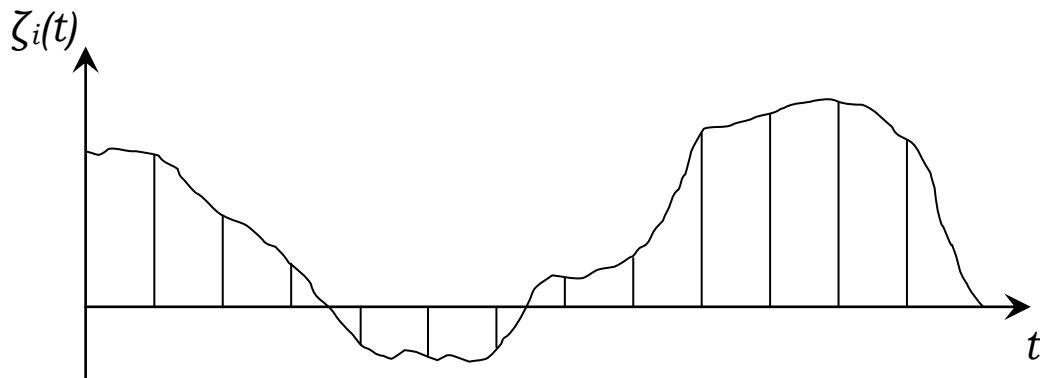


Рис.1

В результате временной дискретизации остаются дискретные по времени значения:

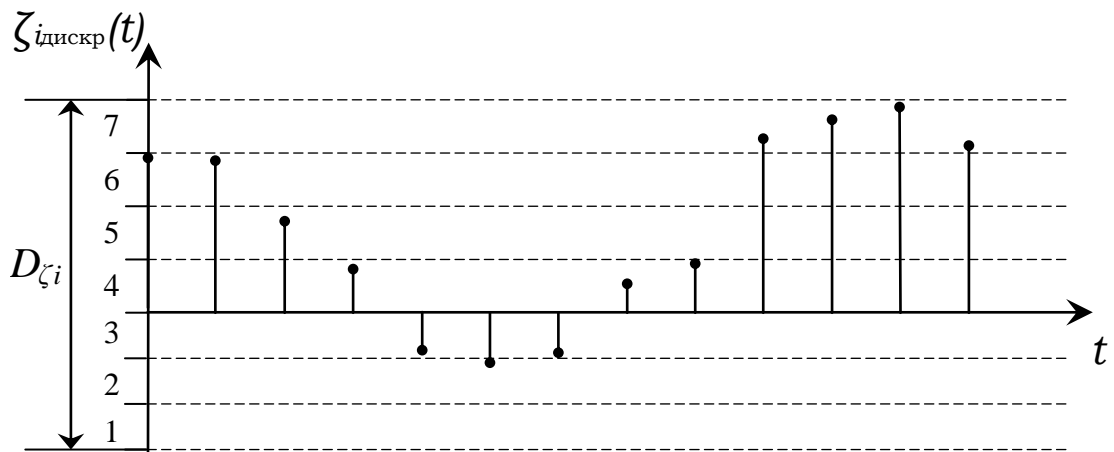


Рис.2

Закончена процедура временной дискретизации.

Но каждое из этих значений, в силу того, что это непрерывная, случайная функция времени, может принимать одно из бесконечного множества значений, т.е. мы избавились от одной из двух бесконечностей: от бесконечного числа значений первичного сигнала на ограниченном интервале времени.

Путём квантования мы избавляемся от второй бесконечности.

Берём $D_{\zeta i}$ (динамический диапазон первичного сигнала) и делим на определённое количество зон квантования.

Что получаем в результате квантования?

В процессе квантования каждое дискретное по времени значение заменяется номером зоны квантования, в которое это значение попадает.

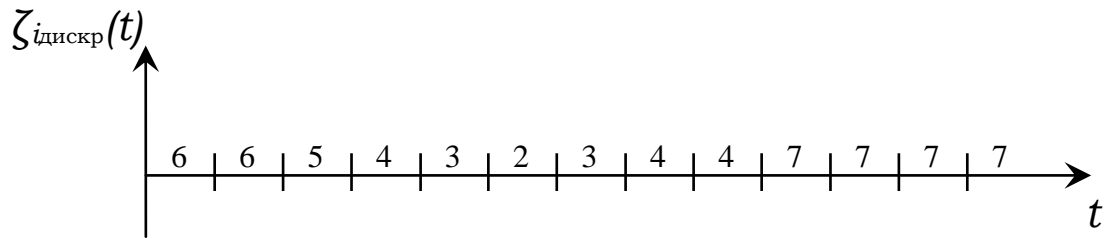


Рис.3

Данная последовательность цифр есть цифровое представление первичного сигнала.

Она может быть представлена с помощью *любого* другого алфавита, например двоичного:

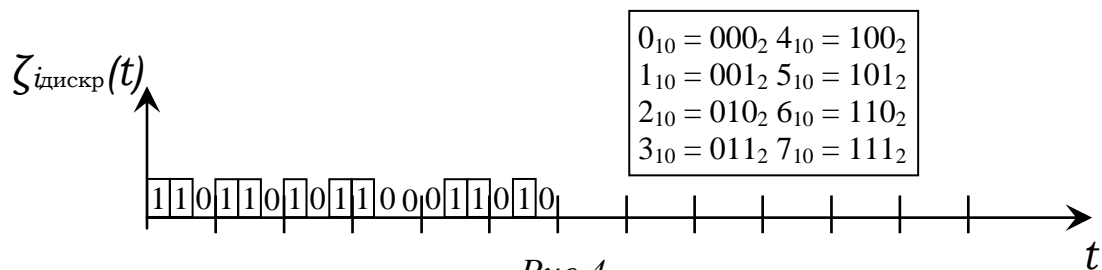


Рис.4

Воспроизведение.

На каждом интервале будет восстановлен уровень, соответствующий середине зоны квантования. Воспроизводящее устройство знает шаг квантования и, получая номер, оно строит на интервале вместо реального процесса «ступеньку» и т.д.

Вместо реального процесса воспроизведётся ступенчатый процесс:

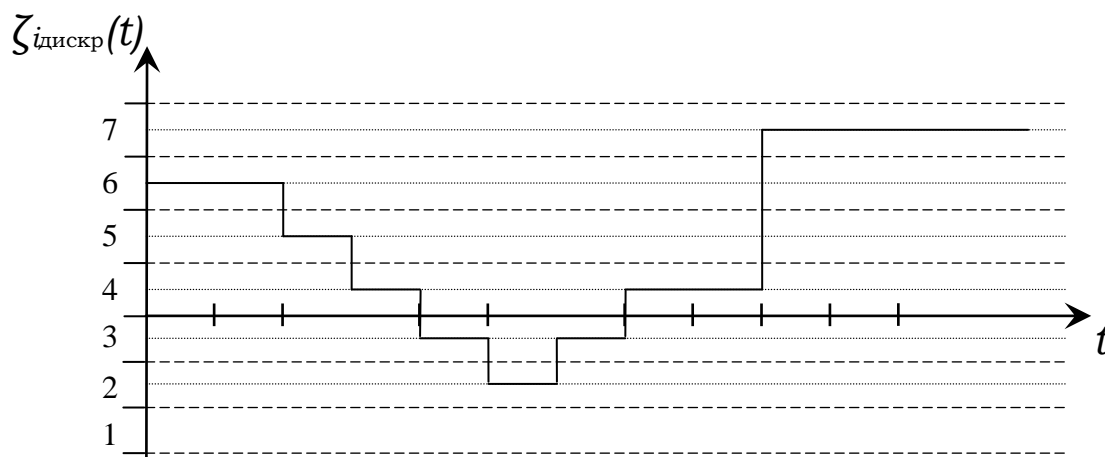


Рис.5

Можно оценить ошибку, которая при этом получается.

Когда мы заменяем значение номером зоны квантования, то это значение может быть меньше половины зоны квантования, а может быть больше, значит наибольшая ошибка, которая возникает при восстановлении, будет не больше половины зоны квантования. Значение ошибки будет случайным, но если шаг квантования достаточно маленький, то мы можем считать, что случайная ошибка распределена равномерно, т.е. плотность вероятности ошибки $W_x(Z)$ при малом шаге квантования будет равномерной в пределах $\pm \Delta/2$.

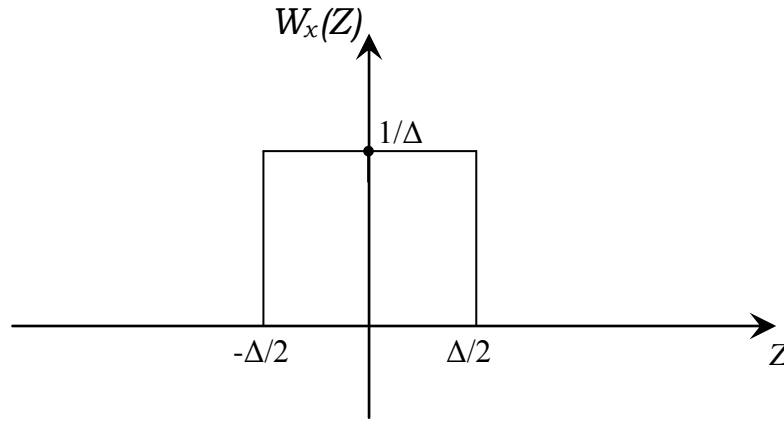


Рис.6

Можно вычислить мощность ошибки.

Шаг квантования можно выбирать, исходя из среднеквадратического значения ошибки, вычислив дисперсию ошибки.

При данном распределении математическое ожидание ошибки будет равно нулю – тогда мощность ошибки будет равна дисперсии:

$$\sigma_x^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} Z^2 \frac{1}{\Delta} dz = \frac{1}{\Delta} \frac{Z^3}{3} \Big|_{-\Delta/2}^{\Delta/2} = \frac{1}{3\Delta} \left(\frac{\Delta^3}{8} + \frac{\Delta^3}{8} \right) = \frac{\Delta^2}{12} \quad (1)$$

Теперь, если имеем мощность ошибки, можно вычислить относительную среднеквадратическую ошибку:

$$\delta = \frac{\sqrt{\Delta^2/12}}{L \cdot \Delta} = \frac{\Delta}{2L\Delta\sqrt{3}} = \frac{1}{2L\sqrt{3}}, \quad (2)$$

$D = L \cdot \Delta$ - динамический диапазон

Пример

Число уровней квантования для значения 0.01.

$$\frac{1}{2L\sqrt{3}} = 0.01 \quad (3)$$

$$L \cong 30$$

для такого количества уровней квантования необходимо 5 разрядов ($2^5 = 32$).

Количество разрядов определяется требуемой точностью.

Чем точнее потребитель потребует представление первичного сигнала, чем меньше будет ошибка квантования, тем больше потребуются разрядность кодового слова.

Можно вычислить, исходя из максимальной ошибки:

$$\delta_{\max} = \frac{\Delta/2}{L \cdot \Delta} = \frac{1}{2L} \quad (4)$$

Тогда для 0.01 понадобится 50 зон квантования и количество разрядов 6 ($2^6 = 64$).

Устройство, которое осуществляет представление первичного сигнала в цифровой форме, называют **кодером источника (КИ)**.

Простейшее цифровое представление обладает следующим существенным недостатком: состояние источника физической системы во времени меняется, причём, как говорят, по нестационарному закону. Система либо развивается, либо деградирует – это значит, что процесс изменения состояния нестационарный. А если процесс состояния системы нестационарный, то изменение

параметров также представляет собой нестационарный случайный процесс. А если случайный процесс нестационарный, это обозначает, что статистические характеристики процесса во времени меняются, а значит, во времени меняется спектр (спектр "дышит").

Исходя из какой формы спектра, выбирать максимальную частоту при таком простейшем цифровом представлении?

Чтобы гарантировать точность, мы должны исходить из наихудшего спектра – из максимальной ширины спектра, т.е. это такая ширина спектра, вероятность появления которой в жизни достаточно маленькая (вероятность которой не более 10^{-7}). Исходя из этой ширины спектра, выбираем ω_{max} . И из ω_{max} выбираем интервал дискретизации. Получится, что основное время работы системы будут передаваться ненужные для потребителя сведения и только в какой-то очень маленький промежуток времени работы системы, когда ширина спектра достигает наибольшего значения, мы будем передавать именно то, что ?? **0°32'04"** ?? сам потребитель. В этом **основной недостаток** этого **простейшего цифрового представления** первичного сигнала. Цифровое представление первичного сигнала позволяет частично избавиться от одной из двух избыточностей первичного сигнала (в первичном сигнале могут быть два вида избыточности: статистическая и семантическая).

- Статистическая: часть значений первичного сигнала является ненужной, лишней для потребителя. Всегда в первичном сигнале содержится статистическая избыточность, причины которой в том, что:
 - 1 – значения первичного сигнала в силу инерционности источника статистически зависимы друг от друга,
 - 2 – эти значения неравновероятны.в силу этих причин часть сведений, которые содержатся в этих значениях, являются излишними, повторяются от одного значения к другому.
- Семантическая избыточность – причина в том, что полезными для целенаправленных действий являются не все значения первичного сигнала, или же даже не сами значения первичного сигнала, а какие-то характеристики.

Сущность этого уменьшения состоит в том, что наши органы восприятия обладают ограниченной разрешающей способностью, это значит, что очень близкорасположенные значения первичного сигнала мы не различаем, а если мы их не различаем и не можем использовать, то бессмысленно их передавать потребителю. Дискретизация по времени избавляет от значительного числа дискретных значений, которые с точки зрения требуемой потребителю точности не нужны, а квантование по уровню также уменьшает количество значений, потому что возможных значений по уровню бесконечно велико, а мы их представляем ограниченным числом

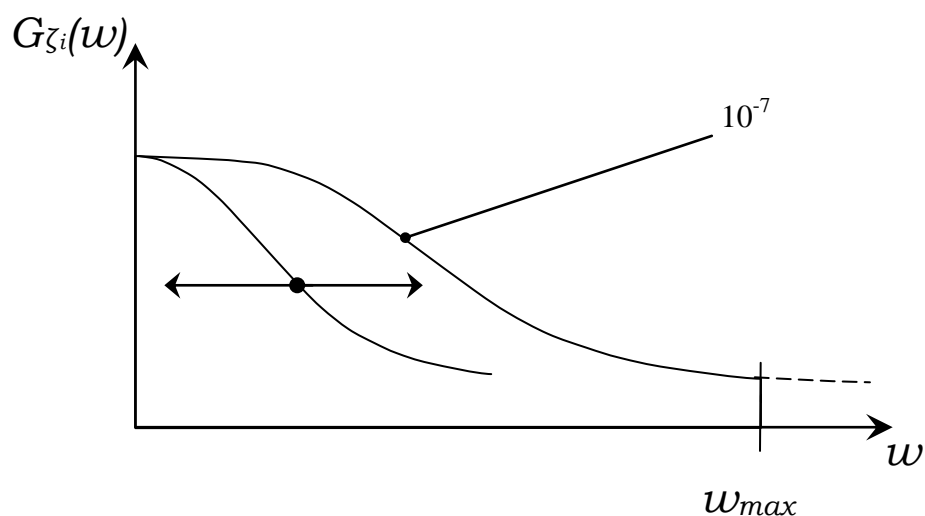


Рис.7

Преимущества цифрового представления первичного сигнала:

1. Для преобразования представленных в цифровой форме сигналов можно использовать дискретные элементы (хороши тем, что они более устойчивы к воздействию внешних факторов, дешевле)
2. Позволяет сопротивляться воздействию помех при передаче первичных сигналов, хранении

Схема телекоммуникационной системы

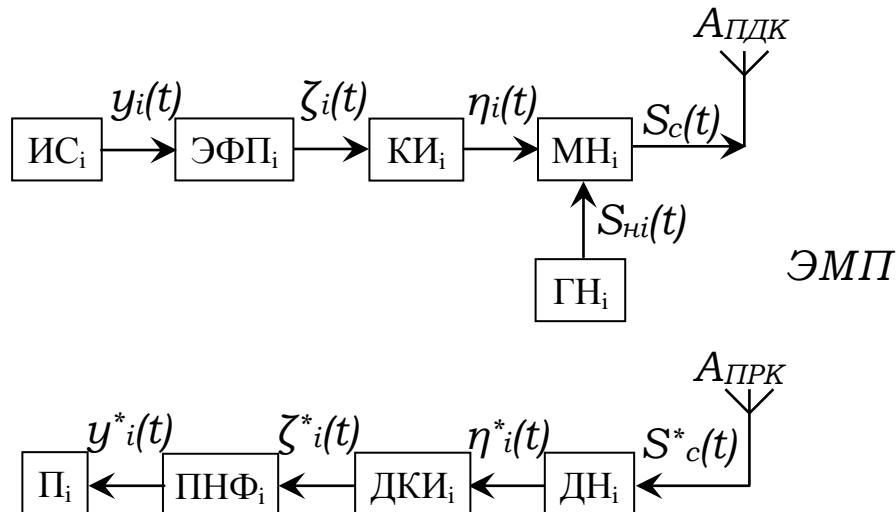


Рис.8

При передаче радиосигнала $S_i(t)$ в каком-то из вариантов ЭМП на сигнал действуют различные шумы и помехи. Воздействие шумов и помех на радиосигнал приводит к возникновению дополнительных ошибок в передаче первичного сигнала: одни ошибки возникли в результате цифрового представления, – помехи добавляют ошибки, в том виде, что в демодуляторе несущего сигнала (ДН) часть символов передаётся с искажением ("0" → "1", "1" → "0"). Ошибка в уровне (зоне) квантования – не правильно воспроизведённый на этом интервале первичный сигнал. Необходимо с этим явлением бороться. Надо таким образом строить радиосигнал с помощью модулятора и таким образом строить демодулятор, чтобы вероятность таких изменений (трансформаций символов/слов) была приемлемо маленькой.

Построение оптимальной с точки зрения помехоустойчивости телекоммуникационной системы.

Цифровое представление любого сигнала, в том числе первичного сигнала, можно передавать двумя основными способами:

1. Посимвольная передача и приём цифрового сигнала

Цифровое представление сигнала – последовательность цифровых символов. При посимвольной передаче этой последовательности в модуляторе каждому из символов ставится в соответствии свой вариант радиосигнала, т.е., грубо говоря, модулятор (МН) вместе с генератором несущей (ГН) заменяют каждый из символов каким-то радиосигналом.

$$\left. \begin{array}{l} 1 \rightarrow S_1(t) \\ 0 \rightarrow S_2(t) \end{array} \right\} S_{l_i}(t), l = 1, 2; \quad (5)$$

Естественно, что при этом длительности радиосигналов будут такими, как длительности символов. Эти сигналы излучаются антенной – на каждом интервале, равном длительности

символов, излучается один из этих сигналов. В процессе передачи на каждый из этих сигналов воздействуют шумы и помехи.

$\chi(t)$ - суммарные шумы и помехи, действующие на радиосигнал, передаваемый в ЭМП.

На входе демодулятора несущего сигнала вместо $S_{l_i}(t)$ получим другой сигнал:

$$S_{l_i}^*(t) = \Phi\{S_{l_i}(t), \chi(t)\} \quad (6)$$

Функционал от излучённого сигнала и от помехи, которая действует на этот сигнал.

Φ – может быть линейным или нелинейным.

– Если **линеен**, то можно представить в виде суммы:

$$S_{l_i}^*(t) = S_{l_i}(t) + k \cdot \chi(t) \quad (7)$$

Помеха суммируется с сигналом – аддитивная помеха

– Если **не линеен**, то помеха мультипликативна. В реальной жизни мультипликативная помеха модулирует радиосигнал по одному или нескольким параметрам (амплитуда, частота, фаза).

Т.о., на вход ДМ поступает смесь сигнала с помехой. ДМ обрабатывает смесь сигнала с помехой на каждом интервале равно длительности символа и воспроизводит один из символов, либо "1", либо "0". Это воспроизведение он может сделать правильно или неправильно. Т.о., при воспроизведении в ДМ возможны два варианта ошибки с вероятностью

$P(0/1)$ – условная вероятность того, что при реальной передаче "1" ДМ воспроизведёт "0".

$P(1/0)$ – условная вероятность того, что при реальной передаче "0" ДМ воспроизведёт "1".

Средняя вероятность ошибочного приёма символа:

$$P_{\text{ош.симв}} = P(1) \cdot P(0/1) + P(0) \cdot P(1/0) \quad (8)$$

От этой средней вероятности ошибочного приёма символов будет зависеть величина дополнительной ошибки воспроизведения первичного сигнала.

Поэтому желательно построить МН и ДН таким образом, чтобы вероятность ошибочного приёма символа была минимально возможной.

Построение оптимального модулятора и демодулятора для случая аддитивной помехи

Задача оптимального построения модулятора и демодулятора школой академика Котельникова решалась в два этапа:

1. На первом этапе осуществлялся поиск такого демодулятора, который для аддитивной смеси сигнала с помехой обеспечивал бы минимальную вероятность ошибочного приёма символа при любом варианте сигнала и любом варианте помех. При решении этой задачи предполагалось, что форма сигнала, которая формируется модулятором, известна демодулятору, и в какой-то мере демодулятору известны характеристики помехи. При таких предпосылках задача была решена только для некоторых частных случаев. В первую очередь, когда помеха представляет собой нормальный случайный процесс (гауссовый случайный процесс). Для этого частного случая Котельников доказал, что оптимальный демодулятор несущего сигнала (ДН), минимизирующий среднюю вероятность ошибочного приёма символов, является **линейным преобразователем**. Для всех остальных случаев, когда помеха мультипликативна или когда помеха аддитивна, но не гауссова, оптимальный демодулятор является **нелинейным**.

Функциональная схема оптимального линейного демодулятора (корреляционный приёмник)

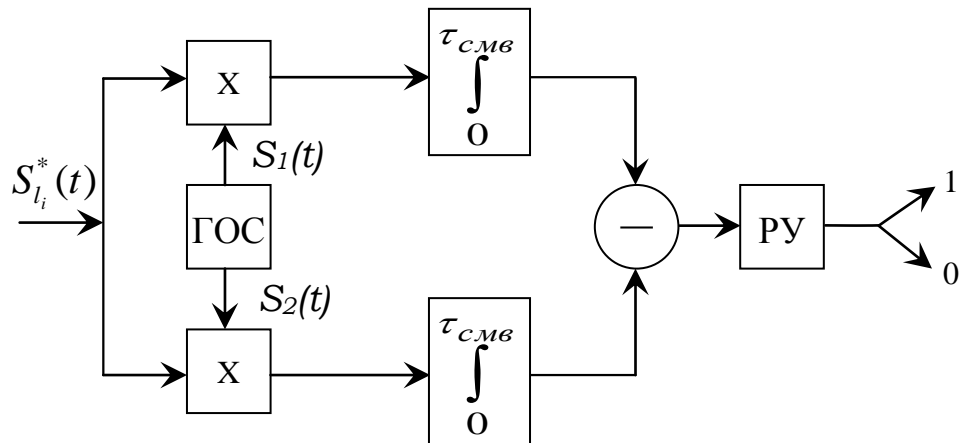


Рис.9

Это двухканальное устройство, в каждом из каналов которого определяется коэффициент взаимной корреляции между поступающим сигналом (смесь сигнала и помехи) и образцами сигналов, которые излучаются Генератором Образцовых Сигналов (ГОС). Интегрирование осуществляется в пределах длительности символа (посимвольный приём).

Устройство Сравнения – \ominus .

Решающее Устройство (РУ) выдаёт либо 1, либо 0: если на выходе Устройства Сравнения (УС) сигнал положительный, т.е. уровень сигнала в верхнем канале превышает уровень сигнала в нижнем канале – формируется "1", если наоборот – формируется "0".

Оптимальный линейный демодулятор иногда называют оптимальным линейным приёмником, хотя это только элемент приёмника.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

На выходе каждого канала оптимального демодулятора имеем сигнал (напряжение):

$$U_i = \int_0^{\tau_{смб}} S^*(t) \cdot S_i(t) dt \quad (1)$$

Считаем, что сигнал полностью известен демодулятору.

Для любого фильтра это импульсная характеристика, а для согласованного фильтра в качестве импульсной характеристики используется сигнал, с которым этот фильтр согласован, т.е. это напряжение на выходе согласованного фильтра.

Если **сигнал точно известен**, коррелятор может быть заменён **согласованным фильтром**.

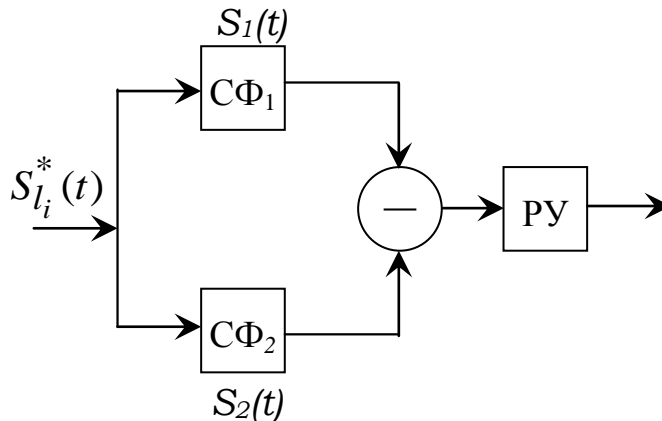


Рис.1

Может ли быть сигнал точно известен демодулятору?

В процессе передачи сигнала воздействуют помехи, а также в процессе движения приёмника и передатчика возникает эффект Доплера – меняется фаза, частота, временные соотношения.

Радиоимпульс с длительностью τ :

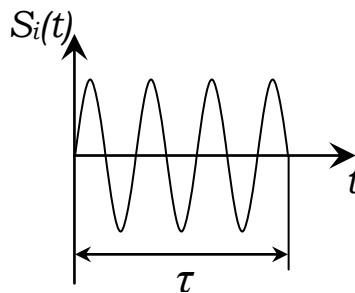


Рис.2

При приближении передатчика и приёмника, вследствие воздействия эффекта Доплера, частота увеличивается – длительность уменьшилась – τ^*

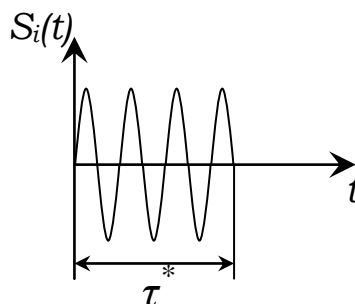


Рис.3

При удалении – длительность увеличивается.

Длительность кодового слова также уменьшится либо увеличится.

Все временные соотношения, вследствие воздействия эффекта Доплера, меняются.

Если меняются частота, фаза и временные соотношения, то мы, не зная как они изменяются, не в состоянии иметь в точке приёма образец сигнала.

Мы, используя согласованные фильтры, можем их согласовать с конкретным начальным образцом сигнала, а реальный образец сигнал, который поступит в смеси с помехой на вход демодулятора, будет другим. Поэтому демодулятор с согласованными фильтрами может использоваться только в тех случаях, когда влиянием эффекта Доплера можно пренебречь, т.е.

– когда приёмник и передатчик неподвижны

– либо относительная скорость перемещения их пренебрежимо мала.

В демодуляторе при создании образцов сигнала, если эффект Доплера является принципиально воздействующим, $S_1(t)$, $S_2(t)$, должны учитывать эффект Доплера.

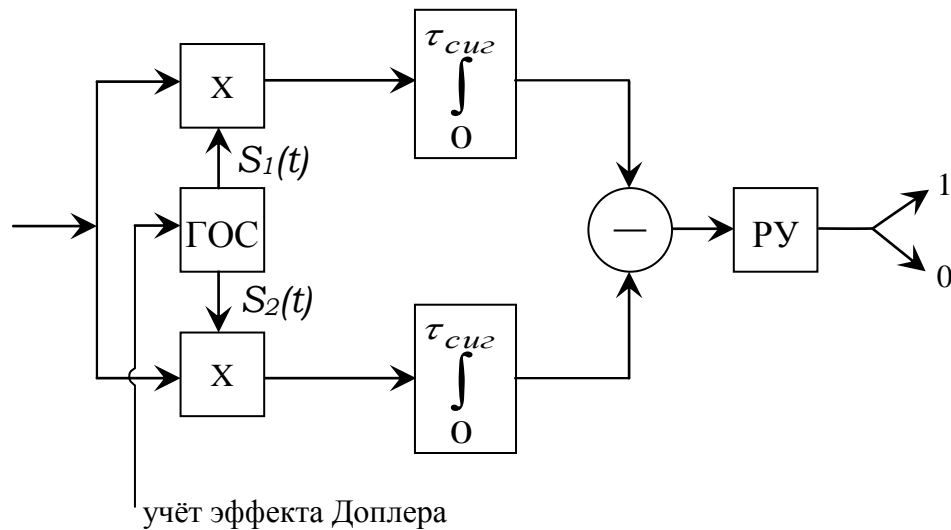


Рис.4

как построить Оптимальный модулятор?

Модулятор в случае поэлементной передаче/приёма заменяет каждый из символов каким-то вариантом радиосигнала

$S_i(t)$ на каждом интервале, соответствующем длительности символа, либо $S_1(t) \rightarrow "1"$
либо $S_2(t) \rightarrow "0"$

В модуляторе:

– при появлении на входе "1" \rightarrow на выходе сигнал $S_1(t)$

– при появлении на входе "0" \rightarrow на выходе сигнал $S_2(t)$

Т.о., задача построения оптимального модулятора сводится к выбору сигналов $S_1(t)$, $S_2(t)$ такими, чтобы при использовании оптимального демодулятора, средняя вероятность ошибочного приёма символа была минимальной.

Чтобы найти такие сигналы, надо определить как связана средняя вероятность ошибочного приёма символа с характеристиками сигнала.

Другими словами получить функциональную зависимость между вероятностью ошибочного приёма символа и такими характеристиками как отношение мощности сигнала к мощности шума и коэффициент взаимной корреляции сигналов ρ_{12} (мера степени похожести сигналов).

$$\rho_{12}(\tau) = \frac{1}{\tau_{смв} \cdot E_{сиг}} \cdot \int_0^{\tau_{сиг}} S_1(t) \cdot S_2(t - \tau) dt \quad (2)$$

τ – временной сдвиг сигналов относительно друг друга.

В современных цифровых телекоммуникационных системах осуществляется т.н. **процесс синхронизации**, при котором сдвига сигналов τ друг относительно друга практически не может быть. Поэтому интерес представляет коэффициент взаимной корреляции при $\tau = 0$

$$\rho_{12} = \frac{1}{\tau_{смв} \cdot E_{сиг}} \cdot \int_0^{\tau_{сиг}} S_1(t) \cdot S_2(t) dt \quad (3)$$

Для такого демодулятора, при условии, что используемые сигналы представляют собой радиоимпульсы и при условии, что помеха аддитивна и гауссова, можно получить функциональную зависимость между средней вероятностью ошибочного приёма символов, коэффициентом взаимной корреляции сигналов и отношением мощности сигнала к мощности шума в пределах полосы пропускания демодулятора.

Средняя вероятность ошибочного приёма символа при посимвольном приёме (n/c) является некой функцией от отношения мощности сигнала к мощности шума и от коэффициента взаимной корреляции ρ_{12} .

$$P_{ош.симв. n/c} = \Phi\left\{\frac{P_c}{P_{ш}}, \rho_{12}\right\} \quad (4)$$

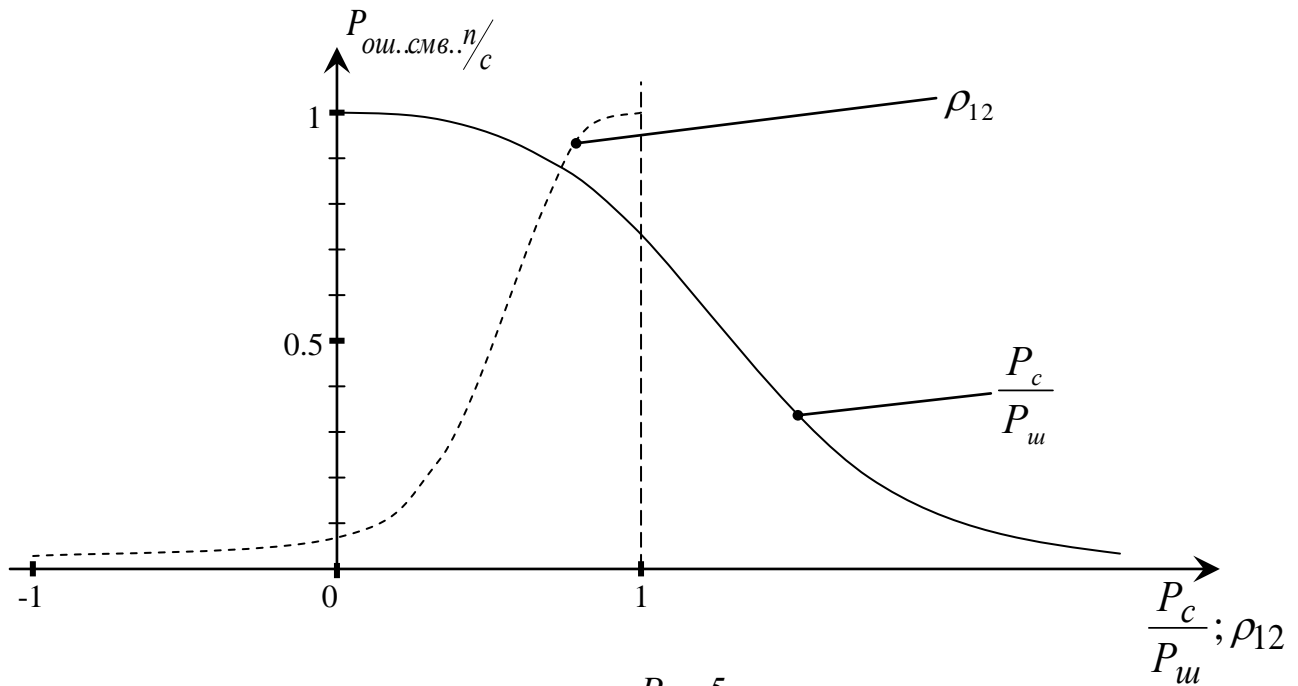


Рис.5

Если $\rho_{12} = 0$, будет какая-то маленькая, не ноль, потому что шум никто не убирал ☺.

При $\rho_{12} = -1$ (сигналы минимально похожи друг на друга) $P_{ош.симв. n/c}$ будет минимальной.

При $\rho_{12} = -1$ $P_{\text{ош.с.мв.}} \cdot \frac{n}{c}$ достигает нижней границы, поэтому оптимальными сигналами при передаче/приёме в целом являются сигналы, для которых коэффициент взаимной корреляции $\rho_{12} = -1$, такие сигналы называют *противоположными*.

Сигналы, для которых $\rho_{12} = 0$ называются *ортогональными*

При $\rho_{12} = 1$ называют *идентичными*

Примеры противоположных сигналов:

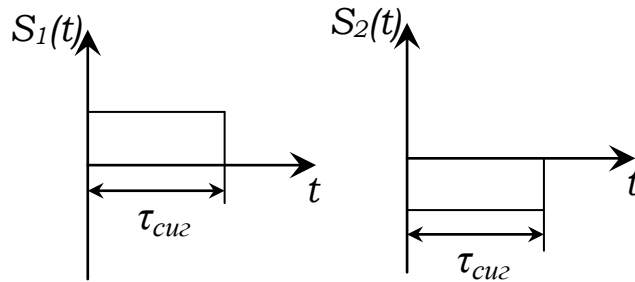


Рис.6

Противоположные радиоимпульсы, отличающиеся фазами на π радиан:

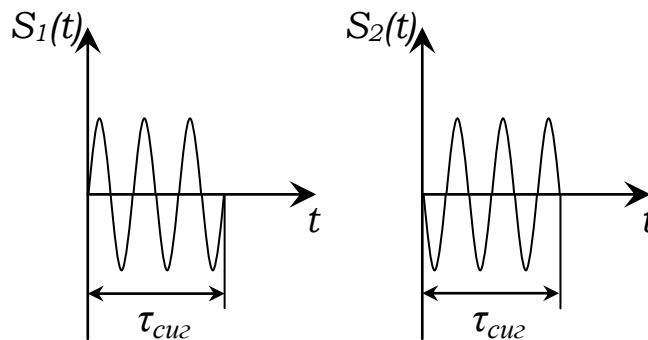


Рис.7

Оптимальный модулятор в этом случае будет представлять собой фазовый модулятор (ФМ) с изменением фазы на π радиан. При поэлементной передаче и приёме, и при случае, когда помеха представляет собой аддитивный гауссовый (нормальный) шум.

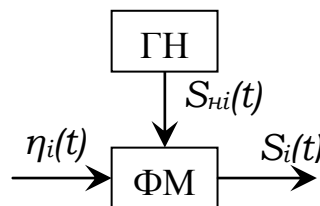


Рис.8

Передача и приём в целом (блочная).

При передаче и приёме в целом в модуляторе радиосигнал ставится в соответствие не каждому символу, а блоку символов, состоящему из некоторого числа K_i символов.

Имеем цифровое представление сигнала – состоит из каких-то кодовых слов, интервал между которыми может быть разным или постоянным в зависимости от способа представления цифрового сигнала:

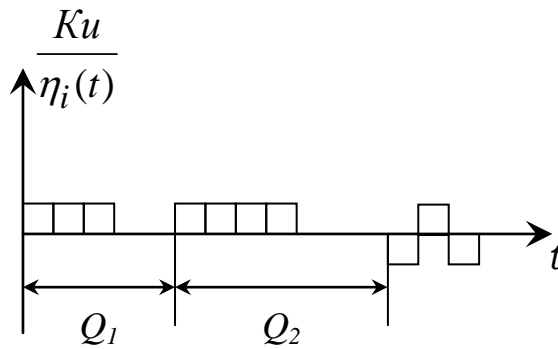


Рис.9

В данном примере в качестве блока может быть кодовое слово, а может быть несколько кодовых слов следующих друг за другом. В этом случае надо таким образом представить этот блок радиосигналов, чтобы потом обратное воспроизведение было возможно – не только должна содержаться в радиосигнале информация о структуре кодовых слов, но и о расстояниях между ними. Т.о., при передаче и приёме в целом сигнал ставится в соответствие блоку.

Будем считать, что в качестве блока выбрали кодовое слово. Если в блоке Ku информационных символов и если алфавит, который используется для цифрового представления двоичный – количество всевозможных блоков:

$$Q = 2^{Ku} \quad (5)$$

Сигналов тоже должно быть 2^{Ku} .
Обозначим блоки буквой B .

$$B_j = 2^{Ku} \quad (6)$$

При передаче и приёме в целом каждому блоку ставится в соответствие своя форма сигнала:

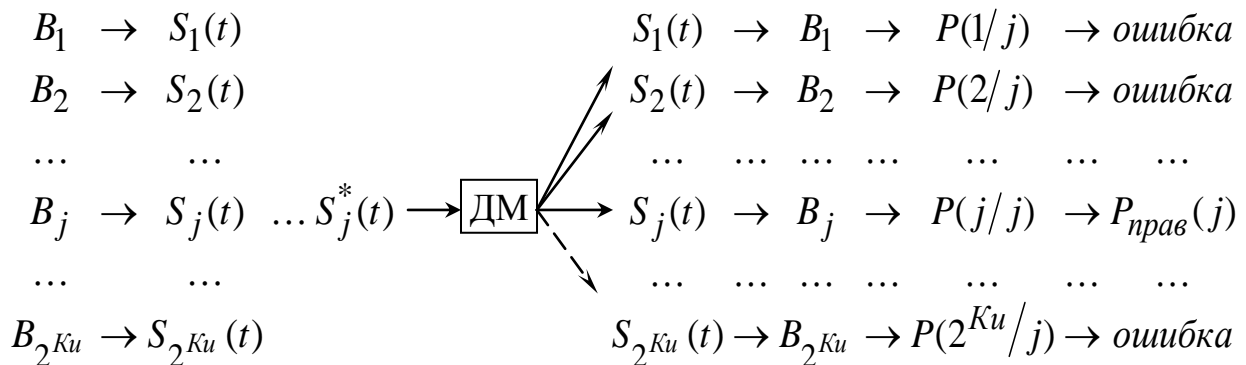


Рис.10

При передаче на любой из этих сигналов воздействует помеха и вследствие воздействия помехи любой из этих переданных сигналов может быть воспроизведён демодулятором ДМ как любой другой. На вход ДМ поступает искажённый помехами сигнал $S_j^*(t)$, и в результате демодуляции можем получить любой вариант.

Говорят, что в процессе передачи может осуществиться **трансформация передаваемого сигнала**, т.е. вместо блока B_j воспроизведём либо B_1 , либо B_2 , либо B_3 , ... либо $B_{2^{Ku}}$.

Каждое из этих событий будет происходить с определённой вероятностью – **вероятностью трансформации**:

Вероятность того, что при передаче блока j будет воспроизведён блок **1** обозначим $P(1/j)$
 $P(j/j)$ – вероятность правильного воспроизведения при передаче блока j .

Всё остальное – это ошибки. Все эти ошибки удобно представлять в виде **матрицы трансформации**:

$$\begin{pmatrix} P(1/1) & P(2/1) & P(2^{Ku}/1) \\ P(1/2) & P(2/2) & P(2^{Ku}/2) \\ \dots & \dots & \dots \\ P(1/2^{Ku}) & \dots & P(2^{Ku}/2^{Ku}) \end{pmatrix} \quad (7)$$

По диагонали матрицы расположены вероятности правильного приёма, остальные – ошибки. Можно вычислить среднюю вероятность ошибочного приёма блока. Для этого вычислим суммарную вероятность ошибочного приёма j -го блока – будет равна сумме всех ошибок:

если $i=j$, то это вероятность правильного приёма, а считаем суммарную вероятность ошибки $\longrightarrow i \neq j$

$$P_{\Sigma_{ош}}(j) = \sum_{i=1}^{2^{Ku}} P(i/j) \quad (8)$$

57^м 27^с

Теперь нужно найти среднюю вероятность ошибочного приёма блока.

Нужно усреднить суммарную вероятность ошибочного приёма j -го блока по вероятностям передачи j -го блока, т.е. средняя вероятность ошибочного приёма блока при передаче поблочной:

$$P_{ош.бл.н/бл} = \sum_{j=1}^{2^{Ku}} P(j) \cdot P_{\Sigma_{ош}}(j) = \sum_{j=1}^{2^{Ku}} P(j) \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{2^{Ku}} P(i/j) \quad (9)$$

В случае передачи и приёма поэлементного хотелось бы найти оптимальный вариант построения модема (модулятора и демодулятора) для передачи и приёма в целом. Это сделала школа Котельникова, для случая, когда помеха в канале является аддитивной и гауссовой (характеризуется нормальным распределением).

Школой Котельникова доказано, что для этого случая оптимальный демодулятор также будет линейным. Количество каналов в этом демодуляторе будет столько, сколько вариантов сигнала 2^{Ku} . Каждый канал будет представлять собой коррелятор – устройство вычисления взаимной корреляционной функции между поступающей смесью сигнала с помехой и образцом соответствующего сигнала. Решение по воспроизведению блока в этом же демодуляторе будет осуществляться следующим образом:

демодулятор на каждом интервале времени, соответствующем длительности сигнала, с помощью которого передаётся соответствующий блок, будет воспроизводить тот блок в корреляционном канале, сигнал которого наибольший.

Функциональная схема оптимального демодулятора (помеха аддитивна и гауссова)

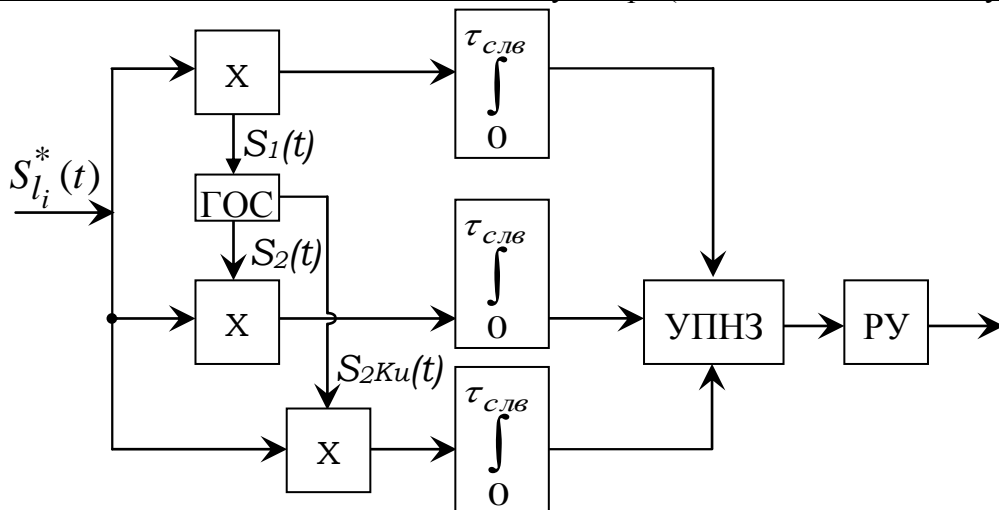


Рис.11

Оптимальный демодулятор имеет 2^{K_u} корреляционных каналов. Интегрирование осуществляется в пределах длительности блока от нуля до $\tau_{\text{слова}}$. Генератор образцовых сигналов (ГОС) для 2^{K_u} сигналов. Далее устройство поиска наибольшего значения (УПНЗ) из всех выходных сигналов. Далее решающее устройство (РУ).

Если помеха не аддитивна и не гауссова, оптимальный приёмник будет нелинейным.

Вместо корреляторов могут быть использованы согласованные фильтры – в этом случае не нужен ГОС. Но это приемлемо только тогда, когда пренебрежимо влияние эффекта Доплера.

В случае передачи и приёме в целом, **если эффект Доплера не пренебрежим, нужно его учитывать:**

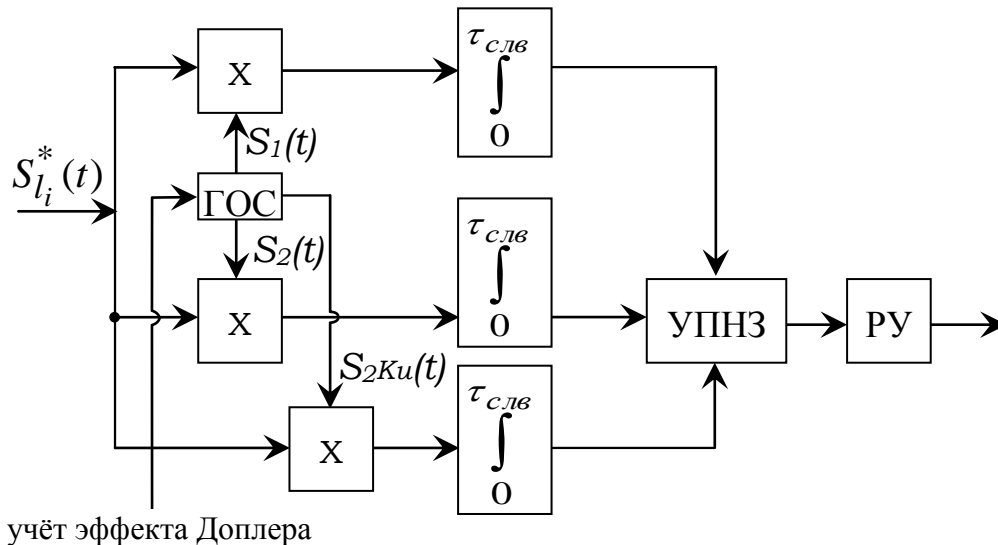


Рис.12

Сущность **оптимального модулятора** – каждому из блоков в модуляторе ставится в соответствие своя форма радиосигнала.

Следовательно, для оптимального построения модулятора необходимо найти оптимальный набор сигналов (но теперь уже 2^{K_u} сигналов). Такой оптимальный набор, который минимизирует вероятность ошибочного приёма блока (9).

1^ч13^м00^с

Приёмник рис. ? минимизирует вероятность (?9) при любом наборе сигналов. Хотелось бы знать какой набор сигналов будет минимизировать (?9).

Для этого взглянем в (?9). Вероятность (?8) от формы сигналов (характеристик сигналов не зависят), потому что они зависят от характеристики источника информации – с какой вероятностью появляется тот или иной блок. Т.о., от характеристик сигналов зависит только сумма (?). Эта сумма будет зависеть от отношения мощности сигнала к мощности шума, каждого сигнала и так же, как и в случае приёма/передачи поэлементного, будет иметь место та же качественная зависимость – увеличиваем отношение мощности сигнала к мощности шума, вероятности (?) увеличиваются, уменьшаем – уменьшаются. При отношении сигнал/шум равном нулю они достигают единицы, нет экстремального значения.

1^ч15^м44^с

Вторая характеристика – коэффициент взаимной корреляции сигналов. Чем он больше между парой сигналов, тем больше вероятность в этой паре трансформации одного сигнала в другой при приёме.

Для того чтобы (9) была минимальной, было бы неплохо, чтобы бы все вероятности были наименьшими.

Можно ли добиться того, чтобы все вероятности одновременно уменьшались?

Нельзя.

Пусть есть ограниченное пространство (сигналов) – комната. Каждое пространство сигналов ограничено выделенной полосой частот, длительностью сигнала и отношением мощности сигнала

к мощности шума. И в этом пространстве сигналов мы хотели бы разместить сигналы, которые как можно меньше похожи друг на друга или, что то же самое – в пространстве максимально удалены друг от друга. Это всё равно, что в некотором помещении так расставить предметы, чтобы между ними были наибольшие расстояния. Пусть мы удаляем друг от друга два предмета, остальные же предметы остаются на местах. Если эти два предмета удаляются друг от друга, то они неизбежно приближаются к другим, потому что пространство ограничено.

Т.о. если мы начнём какую-то пару сигналов удалять друг от друга, то эта пара сигналов неизбежно будет приближаться к множеству других сигналов – уменьшая коэффициент корреляции между двумя сигналами, мы неизбежно увеличиваем их между множеством других сигналов.

Оптимальным набором сигналов (при ограничении пространства сигналов нужно чтобы сигналы были равноудалены в этом пространстве) будут равноудалённые сигналы, т.е. с точки зрения теории сигналов коэффициенты взаимной корреляции между ними должны быть одинаковыми:

$$\rho_{ij} = -\frac{1}{2^{K_u-1}} \quad (10)$$

$i=1..2^{K_u}$
 $j=1..2^{K_u}$
 $i \neq j$

Это (10) минимально возможный коэффициент взаимной корреляции между большим числом сигналов (2^{K_u} сигналов). И такой набор сигналов будет оптимальным для передачи и приёма в целом. Такие сигналы называют *симплексными сигналами*.

Симплекс – название правильного многогранника в многомерном пространстве.

Если в многомерном пространстве сигналов строить вектора сигналов, то вектора сигналов равноудалённых будут так расположены, что они будут расположены в вершинах правильного многогранника.

Если K_u достаточно большое, то ρ_{ij} стремится к нулю, т.е. близкими к оптимальным сигналам являются **ортогональные сигналы**.

$$\text{при } K_u \rightarrow \infty$$
$$\rho_{ij} \rightarrow 0 \quad (11)$$

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Оптимальность приёма – это что-то соотнесённое на затраты на приобретение качества с эффектом этого качества.

Теорема Финка.

Средняя Вероятность ошибочного приёма символа при блоковой передаче/в целом меньше либо равна вероятности ошибочного приёма символа при передаче поэлементной.

$$P_{\text{ош.симв.} \frac{n}{\text{ц}}} \leq P_{\text{ош.симв.} \frac{n}{\text{э}}} \quad (1)$$

Если передавать по блокам, то полученное минимальное значение вероятности ошибочного приёма блока можно пересчитать в вероятность ошибочного приёма символа.

По помехоустойчивости всегда передаче и приём блоковый не хуже чем передача и приём поэлементно.

Неравенство усиливается с увеличением количества символов в блоке.

Неравенство превращается в равенство в том случае, когда между символами отсутствуют статистические зависимости. Чем больше статистические зависимости между символами, тем сильнее неравенство. Т.е. неравенство возникает из-за того, что при приёме и передаче поэлементно каждый элемент рассматривается/принимается отдельно и тем самым теряется информация, которая содержится в междисимвольных связях.

За лучшую помехоустойчивость блокового приёма/передачи платим усложнением демодулятора и демодулятора.

При передаче и приёме поэлементно для работы МН и ДН необходимы только два сигнала.

При передаче и приёме в целом необходимо количество сигналов $2^{K_{\text{и}}}$.

Также платим сложностью демодулятора, потому что при поэлементной в ДН всего два канала, а при передаче и приёме в целом каналов $2^{K_{\text{и}}}$.

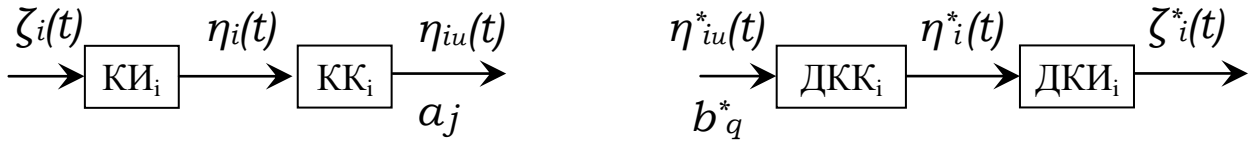
Компромиссным решением является использование кодера и декодера канала (КК и ДКК).

Сущность компромисса в том, что передача и приём осуществляются поэлементно, т.е. в этой части используем МН и ДН более простые, но для повышения помехоустойчивости для приближения по помехоустойчивости поэлементной передачи и приёма к передаче и приёму в целом, добавляется помехоустойчивое кодирование, которое позволяет часть ошибок, возникающих в результате воздействия помех при поэлементной передаче и приёме обнаружить и исправить, тем самым уменьшить среднюю вероятность ошибочного приёма символа.

Идея помехоустойчивого кодирования.

Для осуществления помехоустойчивого кодирования, обеспечения возможности обнаружения и исправления ошибок в кодере канала (КК) цифровую последовательность символов, которая поступает на вход КК либо с кодера источника (КИ), либо с другого устройства, в котором формируется цифровой сигнал, добавляются дополнительные символы.

Символы поступают с кодера источника на вход кодера канала (КК). В КК этой последовательности добавляются дополнительные символы и на выходе получается цифровое представление с дополнительными символами, которые называются избыточными, потому что мы добавили дополнительные символы для борьбы с ошибками, которые возникают в результате воздействия помех. Т.е. если бы не было помех, эти символы не надо было бы добавлять. Поэтому их называют *избыточными символами*. Иногда помехоустойчивое кодирование называют избыточным.



$$a^{(i)}_{j_k} \dots a^{(i)}_j \dots a^{(i)}_{j+l} \dots b^{(i)}_{q-r} \dots b^{(i)}_q \dots b^{(i)}_{q+p}$$

Рис.1

Итак, на входе имеем цифровой сигнал $\eta_i(t)$ – он представляет собой последовательность символов двоичного алфавита:

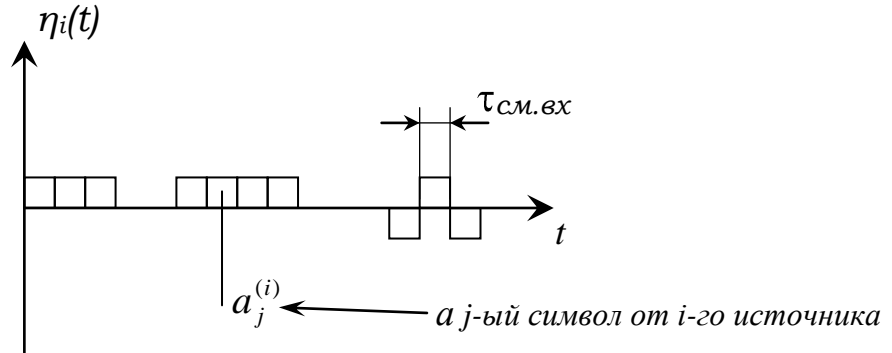


Рис.2

Условно обозначим эти символы буквами a .

На входе кодера канала будем иметь последовательность:

$$a^{(i)}_{j_k} \dots a^{(i)}_j \dots a^{(i)}_{j+l} \quad (2)$$

Длительность входного символа $\tau_{см.вх}$.

Входная скорость следования символа на интервалах, где они есть:

$$V_{вх} = \frac{1}{\tau_{св.вх}} \quad (3)$$

Как уже отмечалось, в КК последовательности символов $a^{(i)}_{j_k} \dots a^{(i)}_j \dots a^{(i)}_{j+l}$ для борьбы с ошибками, которые возникают в результате воздействия помех, добавляются дополнительные символы. Т.е. на выходе КК получается другая последовательность символов – обозначим их буквами b :

$$b^{(i)}_{q-r} \dots b^{(i)}_q \dots b^{(i)}_{q+p} \quad (4)$$

В связи с тем, что мы добавляем дополнительные символы, если мы не желаем нарушить реальный масштаб времени, то длительность символа на выходе будет другая – уменьшится – длительность выходных символов будет $\tau_{см.вых}$. И скорость следования этих символов будет больше:

$$V_{вых} = \frac{1}{\tau_{св.вых}} \quad (5)$$

$$V_{вх} = \frac{1}{\tau_{св.вх}} < V_{вых} = \frac{1}{\tau_{св.вых}} \rightarrow \tau_{св.вых} < \tau_{св.вх} \quad (6)$$

Дополнительные символы добавляются не произвольно.

Для того чтобы каждый символ алфавита интерпретировал наибольший объём информации необходимо, чтобы символы были статистически не зависимы друг от друга и равновероятны. Эти свойства алфавита стараются обеспечить в процессе цифрового представления первичного сигнала – на выходе кодера источника (КИ).

Т.о. если хорошо построить КИ, т.е. хорошо осуществим цифровое представление первичного сигнала – необходимо уменьшить в первичном сигнале избыточности, которые в нём существуют: статистическую (символы первичного сигнала статистически зависимы друг от друга из-за инерционности источника) и семантическую (потребитель не в состоянии воспользоваться всеми символами из-за того, что у него ограниченная разрешающая способность и из-за того, что ему не всегда нужна реализация первичного сигнала – иногда нужны другие характеристики сигнала для осуществления целенаправленных действий).

Если в процессе кодирования источника мы не только преобразуем первичный сигнал в цифровой, но при этом ещё уменьшаем статистическую и семантическую избыточность, то эти символы будут практически статистически независимыми и равновероятными. Между ними почти отсутствуют статистические зависимости.

А дополнительные символы в кодере канала (КК) добавляем так, чтобы на выходе между символами b существовали функциональные зависимости.

Это кажется абсурдным: в одном кодере мы избавляемся от зависимости, а в другом кодере формируем зависимости.

Дело в том, что зависимости, которые существуют между символами в первичном сигнале, нам не известны, поэтому пользоваться этими зависимостями для борьбы с помехами мы не в состоянии.

А в кодере канала (КК) мы формируем известные нам зависимости, известные декодеру канала (ДКК).

Символ $b_q^{(i)}$ будет какой-то функцией от определённого количества символов: может быть и предшествующих, может быть и последующих:

$$b_q^{(i)} = f_q^{(i)} \{b_{q-z}^{(i)} \dots b_{q-1}^{(i)} \dots b_{q+y}^{(i)}\} \quad (7)$$

Любой символ выходной последовательности является какой-то функцией от определённого количества символов: предшествующих и последующих.

Принципиальным является наличие функциональных зависимостей.

Декодер канала (ДКК) знает эти функциональные зависимости. И когда он принял последовательность символов, он проверяет сохранились известные ему функциональные зависимости между символами или нет.

Если все эти функциональные зависимости сохранились, то это говорит о том, что ошибка не возникла либо возможностей применённого помехоустойчивого кода не хватает, чтобы обнаружить ошибку.

Если хотя бы одна из функциональных зависимостей нарушена, ДКК фиксирует возникновение ошибки.

При обнаружении ошибки возможны несколько вариантов решения:

1. Часть цифровой последовательности, в которой обнаружена ошибка, просто отбрасывается. Это если лучше не принять последовательность, чем принять ошибочную.
2. Передаётся команда в передающую часть системы повторить передачу части цифровой последовательности. И повторять до тех пор, пока ошибки не будет.
3. В ДКК осуществляется исправление ошибки. Поскольку этих функций $f_q^{(i)}$ достаточно много, то в декодере может быть построена система уравнений, решая которую можно определить место ошибки – символ/символы. А при двоичном кодировании, если известно в каком месте возникла ошибка – можно её исправить, поскольку это означает инвертировать символ (“1”→“0”, “0”→“1”). В этом состоит **идея помехоустойчивого кодирования**.

Т.о. с учётом использования кодера/декодера канала получаем новый вариант функциональной схемы телекоммуникационной системы:

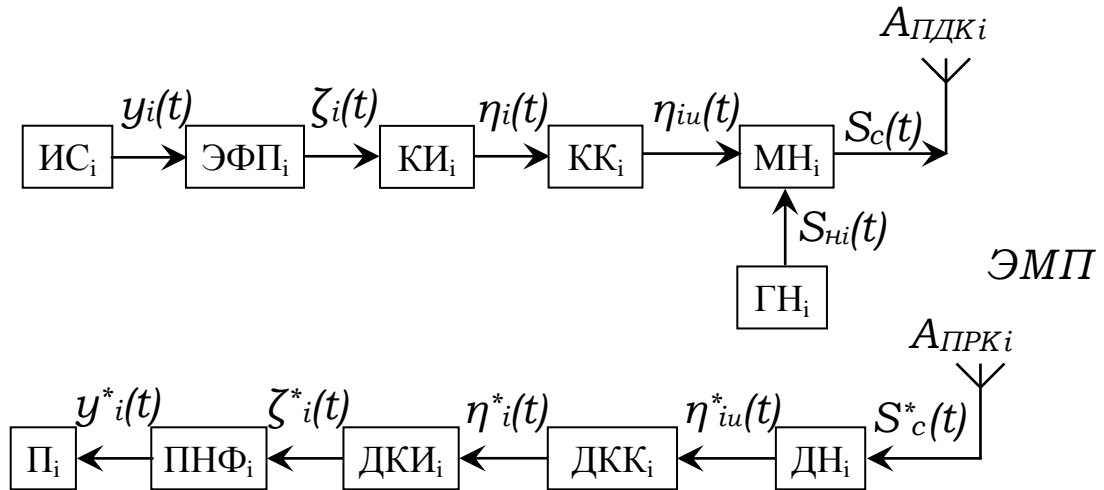


Рис.3

До какого уровня можно уменьшить вероятность ошибочного приёма символа, при наличии воздействия помех?

Успехов достиг только Клод Шеннон.

Он решал следующую задачу (в идеализированно обстановке): имеется каким-то образом уже сформированный источник информации ИС, имеется электрофизический преобразователь ЭФП, имеется какое-то устройство – аналогово-цифровой преобразователь АЦП, преобразующий первичный сигнал в цифровую форму. Далее существует кодирующее устройство КУ, но при этом под кодирующем устройством он понимал совместно и кодирующее устройство и модулирующее устройство – на входе цифровая последовательность, а на выходе радиосигнал. Имеется канал связи с помехами. Далее декодирующее устройство ДКУ, далее цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, преобразователь в нужную форму ПНФ и потребитель.

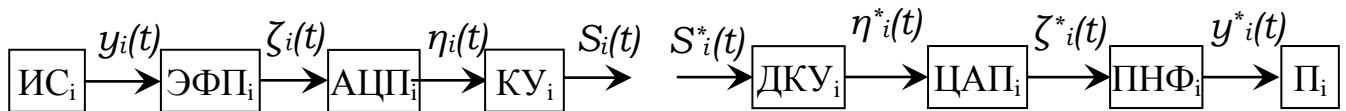


Рис.4

В рамках такой упрощённой схемы он пытался решить следующие вопросы:

1. Какая максимальна скорость передачи информации R_{max} может быть достигнута в такой системе?
2. До какого уровня может быть уменьшена средняя вероятность ошибочного приёма символа $P_{ош.симв.мин}$ при наличии помех?

Эти вопросы он решал при следующих предпосылках:

- 1) На сигнал в процессе передачи действует аддитивная помеха

$$S_i^*(t) = S_i(t) + \varepsilon(t), \quad \varepsilon(t) - \text{какая-то обобщённая помеха} \quad (8)$$

- 2) Среда передачи является линейной, в этой среде передачи не возникает нелинейных искажений сигнала и потери энергии мощности сигнала при передачи возникают только в следствии рассеяния энергии в пространстве в силу того, что не вся энергия поступает в приёмник – часть её рассеивается.
- 3) Помеха представляет собой стационарный нормальный случайный процесс (гауссовый).

3. Получить такие варианты кодера и декодера, при которых получились бы результаты: максимальна скорость передачи информации R_{max} и минимальная средняя вероятность ошибочного приёма символа $P_{ош.симв.мин}$ при наличии помех.

Третье задание ему решить не удалось. Он не получил алгоритмов кодирования/декодирования, которые обеспечивают наибольшую скорость передачи информации и минимальный уровень ошибочного приёма символов. Однако, получил целый ряд полезных рекомендаций каким образом совершенствовать, улучшать кодер и декодер для того, чтобы стремиться к этим результатам.

Он доказал, что в цифровой системе передачи информации не существует экстремального значения скорости передачи информации, а есть точная верхняя грань скорости передачи информации. Эту грань Шеннон назвал пропускной способностью и обозначил буквой C :

$$C = \sup R \quad (9)$$

Получил соотношение для пропускной способности идеальной системы по Шеннону

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) \text{бит/сек} \quad (10)$$

ΔF – полоса пропускания системы

P_c – мощность сигнала в пределах полосы пропускания

$P_{ш}$ – мощность шума в пределах полосы пропускания

Остался вопрос:

Можно ли построить так кодер и декодер, чтобы достичь верхней грани скорости передачи информации?

Шеннон доказал, что можно.

Для того чтобы приближать реальную скорость информации к пропускной способности, необходимо как можно лучше согласовать статистические свойства цифрового сигнала, а значит источника информации и статистические свойства потребителя со статистическими свойствами канала передачи информации.

- Статистические свойства источника (цифрового сигнала) определяются природой источника, поскольку это физическая система. На них воздействовать не можем.
- Статистические свойства канала передачи информации определяются свойствами используемого радиосигнала и свойствами взаимодействия помехи с сигналом. Можем воздействовать на это через форму сигнала – изменяя алгоритм работы кодирующего устройства.
- Статистические свойства потребителя определяются тем, что нужно потребителю для целенаправленных действий и какова его разрешающая способность. Не можем воздействовать на это. Можно только приспособиться к этому, используя алгоритм кодирования и декодирования.

Кодер и декодер источника по существу являются устройствами, с помощью которых пытаются решить задачу согласования:

- согласование статистических свойств источника с каналом передачи,
- согласование статистических свойств потребителя со статистическими свойствами канала передачи.

Т.е. уменьшая семантическую и статистическую избыточность в процессе цифрового преобразования сигнала, мы пытаемся решить задачу статистического согласования.

До какого уровня может быть уменьшена вероятность ошибочной передачи символов при воздействии помех?

До сколь угодно малого уровня, при условии, что производительность источника H_ϵ не превышает пропускной способности C .

$$H_\epsilon \leq C \quad (11)$$

H_ϵ – производительность источника – количество информации, генерируемое источниками в единицу времени.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович

Системы и сети связи.

(Телекоммуникационные системы и сети).

Если пропускная способность канала превышает производительность источника, то в этом случае существуют такие методы кодирования и декодирования, которые позволяют сколь угодно близко приблизить реальную скорость передачи информации к пропускной способности.

Шеннон показал, что для того чтобы приближать реальную скорость передачи информации к пропускной способности необходимо согласовать статистические свойства источника со статистическими свойствами канала передачи телекоммуникационной системы и статистические свойства потребителя со статистическими свойствами канала передачи.

Статистические свойства источника определяются физическими характеристиками источника. На них мы повлиять не в состоянии. Статистические свойства потребителя определяются свойствами потребителя. На них также повлиять не можем.

Статистические же свойства канала передачи определяются статистическими характеристиками действующих в канале передачи помех (свойствами помех) и свойствами используемых сигналов, а также способом взаимодействия сигналов с помехами. Можем повлиять на форму/характеристики сигнала. Влияние на форму сигнала оказывают, в смысле согласования статистических свойств, кодер и декодер источника. Кодер и декодер источника приводят сигнал к такому виду, чтобы они были согласованы и со свойствами источника, и со свойствами потребителя, и с характеристиками помех.

Вторая позиция, которая удалась Шеннону. Он доказал, что если пропускная способность канала передачи телекоммуникационной системы превышает производительность источника, то в этом случае существуют такие методы кодирования и декодирования, которые позволяют вероятность ошибки сделать малой (сколь угодно – никогда не будет возможно достичь предела). Т.о. для того чтобы уменьшать ошибку, нужно в процессе кодирования канала необходимо совместно обработать большое количество символом цифрового сигнала. Чем больше символов обрабатываем, тем меньшей вероятности ошибки можем достичь.

Большое количество элементов надо где-то накопить – объём памяти.

Для совместной обработки большого количества элементов – увеличивается сложность алгоритма кодирования.

Увеличивается задержка передачи (нужно накопить определённое количество символов и их совместно обработать) – нарушается реальный масштаб времени.

При стремлении ошибки к нулю сложность кодера и декодера канала стремится к бесконечности

Если пропускная способность канала меньше производительности источника, то нет таких методов кодирования/декодирования, которые позволяют уменьшать сколь угодно ошибку.

Если есть труба определённого диаметра и в неё поставляете жидкость или газ, то если количество жидкости/газа поставляемое в трубу превышает пропускные способности трубы, то часть жидкости будет пропадать.

Также и часть информации будет теряться – точность неизбежно будет падать.

Т.о. Шеннон обосновал необходимость в телекоммуникационной системе двух кодеров – кодера источника и кодера канала. Функции этих кодеров совершенно различны:

– **кодер источника (КИ)** призван максимально удалить два основных вида избыточности из первичного сигнала (статистическую и семантическую), что происходит в процессе цифрового представления первичного сигнала;

– **кодер канала (КК)** добавляет избыточность в цифровой сигнал, таким образом, чтобы сформировать функциональные зависимости между выходными символами для обнаружения и исправления ошибок.

Свойства естественной избыточности в первичном сигнале нам не известны, поэтому из очень трудно использовать для борьбы с помехами.

Свойства избыточности вводимой в КК известны, поэтому их можно использовать, проверяя функциональные зависимости и составляя из них уравнения в декодере канала (ДКК), можем обнаружить и исправить ошибку.

Линейные блочные систематические коды.

Существует огромное количество кодирования/декодирования каналов.

Линейные коды – процедура кодирования/декодирования линейна, в результате кодирования формируются линейные зависимости между символами.

Блочные коды – процедура кодирования/декодирования осуществляется блоками.

Систематические коды – коды, в которых после кодирования канала остаются без изменения входные символы, к ним просто добавляются избыточные.

Кодер канала (КК).

На входе – цифровое представление первичного сигнала.

На выходе – избыточное цифровое представление первичного сигнала

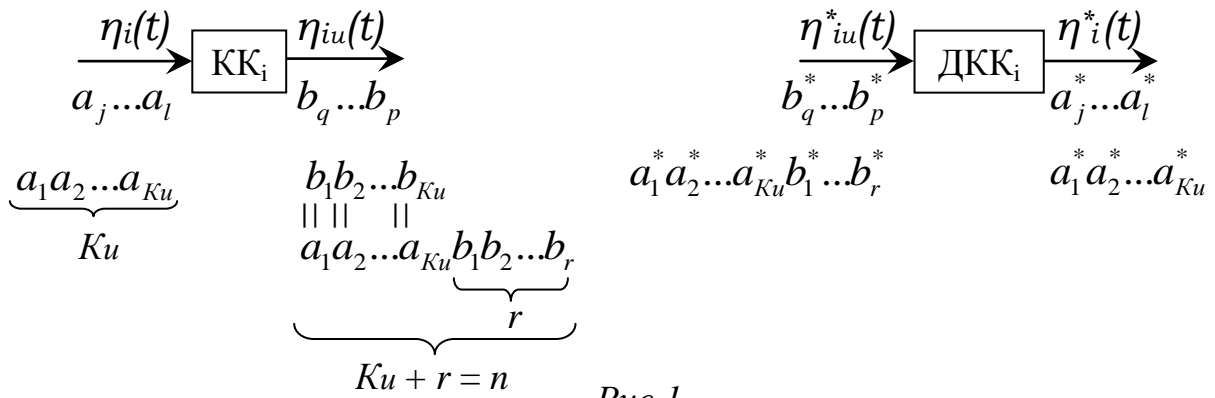
Декодер канала (ДКК).

На входе – избыточное цифровое представление первичного сигнала с возможными ошибками.

На выходе – цифровое представление первичного сигнала с возможными ошибками.

Обозначим символы входные – цифрового сигнала буквой a .

Символы выходные обозначим буквой b .



На вход КК поступает блок $a_1 a_2 \dots a_{K_u}$, состоящий из K_u двоичных символов.

На выходе КК получаем блок $b_1 b_2 \dots b_{K_u}$, равные $a_1 a_2 \dots a_{K_u}$, и добавляются избыточные символы $b_{K_u+1} \dots b_{K_u+r}$, итого в блоке символов $K_u + r = n$. Такие блоки называют nK -блоки (общее число символов n , информационных K).

Избыточные символы и информационные символы должны быть функционально связаны.

Если кодер канала линейный:

$$b_q = \sum_{\substack{g=1 \\ q=1 \dots r}}^{K_u} \alpha_{gq} \cdot a_g \quad (1)$$

α_{gq} – коэффициент (от него зависят свойства кода).

Эти линейные зависимости для обнаружения и исправления ошибок использует декодер канала.

На вход ДКК получили $a_1^* a_2^* \dots a_{K_u}^* b_1^* \dots b_r^*$. Декодер должен проверить сохранились ли в этой последовательности функциональные зависимости. Он берёт полученные информационные символы $a_1^* a_2^* \dots a_{K_u}^*$ и формирует то, что должно было бы получиться, если бы функциональные зависимости сохранились:

$$\hat{b}_q = \sum_{\substack{g=1 \\ q=1..r}}^{Ku} \alpha_{gq} \cdot a_g^* \quad (2)$$

используются
принятые символы

Далее надо проверить есть или нет ошибки – нужно сравнить то, что получилось в результате преобразования (\hat{b}_q) с тем, что реально принято (b_q^*):

$$\hat{b}_q \oplus b_q^* = C_q \quad (3)$$

Эту суммы называют *символом синдрома ошибки*.

Таких символов синдрома будет столько, сколько избыточных символов:

$$\begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \dots \\ C_r \end{pmatrix} \leftarrow \begin{matrix} \text{вектор с координатами,} \\ \text{синдром ошибки} \end{matrix}$$

Если ошибка не возникла в процессе передачи блока или мощности кода не достаточно для обнаружения ошибки, то все символы будут нулевыми.

Если же ошибка возникла, то какие-то из этих символов будут отличны от нуля ("1").

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}$$

Каждому варианту синдрома ошибки будет соответствовать определённый набор вариантов ошибки. При правильном построении кода каждому варианту синдрома ошибки будет соответствовать набор из однократной ошибки (искажается один символ в блоке), двукратной (искажаются два символа в блоке, причём не важно информационные или избыточные), трёхкратной и т.д.

Если в канале передачи возникают независимые ошибки, и если вероятность однократной ошибки будет $P_{ош}$, то вероятность многократной ошибки будет $P_{ош}^l$, если ошибка l -кратная, т.е. ошибки более высоких кратностей будут возникать с существенно меньшей вероятностью, чем ошибки меньших кратностей. Поэтому декодер канала при исправлении ошибки руководствуется следующим принципом: определив вид синдрома ошибки, декодер канала (ДКК) исправляет наиболее вероятные ошибки, соответствующие возможностям/корректирующим способностям кода (если код ориентирован на исправление однократные ошибки, то исправляет однократную; если ориентирован на двукратную – то исправляет и однократные, и двукратные ошибки).

Как правило, мощности сигнала, которая получается на выходе модулятора несущего сигнала (МН) не хватает для обеспечения передачи информации на большие расстояния. Поэтому принимаются следующие дополнительные меры:

- в передающей части телекоммуникационной системы радиосигнал, получаемый на выходе модулятора усиливается усилителем мощности передаваемого сигнала, который мы будем именовать передатчиком (ПДК),
- в приёмной части системы осуществляется увеличение мощности до демодуляции – усилитель мощности принятого сигнала будем именовать линейной частью приёмника (ЛЧП)

Функциональная схема системы с учётом указанных мер

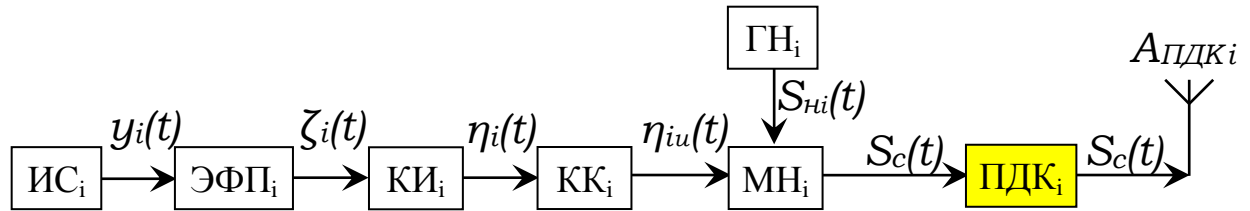


Рис.2

С точки зрения построения системы будем считать, что усилитель мощности (ПДК) линеен, т.е. не вносит искажений в сигнал, не изменяет форму сигнала. Увеличивается только мощность.

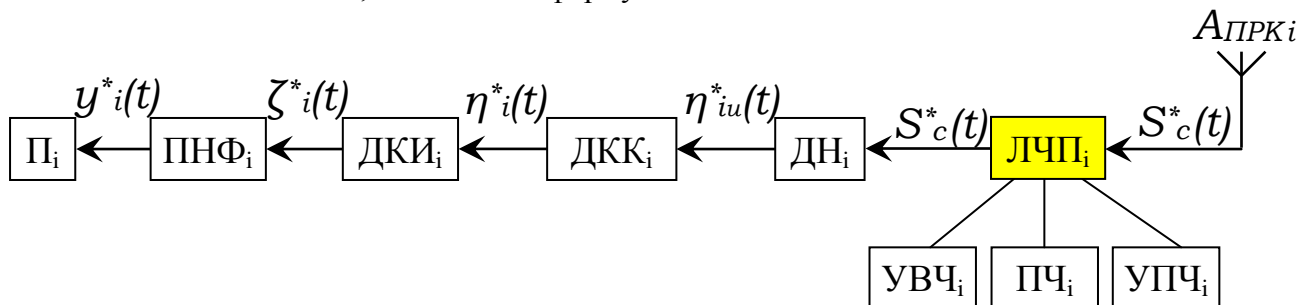


Рис.3

Линейная часть приёмника (ЛЧП) также линейна – не вносит искажений в принятую смесь сигнала с помехой.

Линейная часть приёмника – часть супергетеродинного приёмника, в которой содержатся усилитель высокой частоты (УВЧ), преобразователь частоты (ПЧ) и усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Преобразователь частоты это нелинейное устройство, но ЛЧП линейна по отношению к цифровому представлению сигнала, не искажает этот сигнал. Она [лчп] нелинейно преобразовывает принятую смесь радиосигнала с помехой. Стараются её [лчп] строить таким образом, чтобы эта нелинейность не отображалась на цифровом представлении первичного сигнала.

45.40

Итак, ПДК и ЛЧП – линейные усилители радиосигналов, причём ПДК полностью линейное устройство по отношению к радиосигналу, а ЛЧП линейно только по отношению к информационной составляющей радиосигнала.

Кроме неприятностей, которые создают различные помехи, в процессе передачи информации могут возникать ещё дополнительные неприятности – связанные с взаимным перемещением передающей и приёмной части системы – возникает эффект Доплера, который приводит к тому, что изменяются фазовые, частотные и временные соотношения в сигнале. Фазовые и частотные приводят к изменению частоты несущего сигнала: при сближении – увеличивается, при удалении – уменьшается. При увеличении частоты – длительность импульса уменьшается, уменьшение – увеличивается.

Эти явления, если мы желаем получить высокую точность передачи цифрового сигнала, обязаны как бы учитывать, потому что если не будем учитывать и не будем знать точно характеристики принимаемого сигнала – чем менее точно мы знаем характеристики принимаемого сигнала, тем с меньшей точностью мы воспроизведём его на фоне помех.

Минимум, что нужно знать о сигнале – частота несущего сигнала.

Для точного воспроизведения надо знать частоту несущего сигнала с точностью до фазы, границы символа, границы кодового слова (содержательно самостоятельного блока символов – либо слово языка, либо одно из значений первичного сигнала).

Задачи определения характеристик сигналов на входе приёмника с учётом воздействия эффекта Доплера решает система синхронизации телекоммуникационной системы/совокупность устройств синхронизации телекоммуникационной системы.

Передатчик и приёмник телекоммуникационной системы включаются/начинают работать независимо друг от друга – в случайные моменты времени. Тогда расположение границ символов, кодовых слов не известно.

Восстановление границ символов, кодовых слов осуществляется помощью совокупности устройств синхронизации.

В современных цифровых системах используют совокупность из 4-х комплектов устройств синхронизации:

1. Устройство синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала
2. Устройство символьной синхронизации, определяющей границы символов
3. Устройство словной синхронизации – определяют границы кодовых слов
4. Устройство кадровой/псевдокадровой (пакетной) синхронизации. Этот комплект устройств позволяет в приёмнике и передаваемых пакетах кодовых слов выделить кодовые слова отдельных источников/разделить пакеты кодовых слов между источниками.

Устройство синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала.

В цифровых системах демодулятор несущего сигнала (ДН) обычно имеет следующую структуру – состоит из демодулятора огибающей (ДО) и регенератора символов (РС).

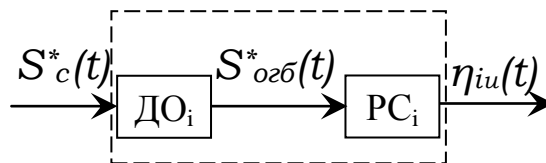


Рис.4

Если слегка идеализировать, то на входе модулятора несущего сигнала (МН) имеем сигнал вида:

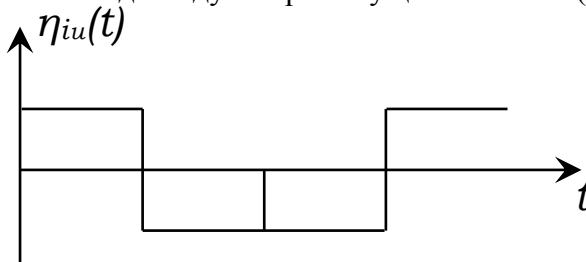


Рис.5

В результате воздействия помех на выходе демодулятора огибающей (ДО) получаем другой сигнал – не знаем начала отсчёта:



Рис.6

Собственно сигнал получаем на выходе регенератора символов (РС).

В сигнале огибающей нет определённых границ символов, а на выходе регенератора символов сигнал с чётко выраженными границами символов.

Чтобы сигнал огибающей был с минимальными искажениями в ДО необходимо использовать в качестве опорного сигнала спектральную компоненту несущего сигнала – это т.н. *когерентный приём* или *синхронный приём*, который использует информацию о характеристиках спектральной компоненты несущего сигнала т.е. по существу в ДО происходит сравнение принятой смеси сигнала с помехой (как в оптимальном приёмнике) с образцом несущего сигнала. Если образец несущего сигнала известен достаточно хорошо, то в результате сравнения получите хорошее воспроизведение сигнала огибающей. Эта спектральная компонента несущего сигнала выделяется селектором спектральной компоненты несущего сигнала (ССКНС) из спектра принятой смеси сигнала с помехой. Формально можем считать, что в состав комплекта устройств синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала входят следующие устройства:

в передающей части – генератор несущей – генерируется спектральная компонента несущего сигнала

в приёмной части – селектор спектральной компоненты несущего сигнала (ССКНС).

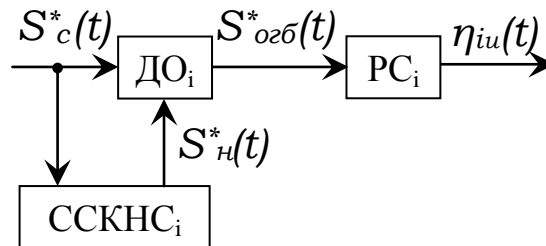


Рис.7

Сущность процесса селекции.

Спектр радиосигнала широкий. Если условно считать, что радиосигнал представляет собой периодическую последовательность радиоимпульсов, то тогда спектр радиосигнала будет иметь следующий вид (при амплитудной модуляции несущего сигнала):

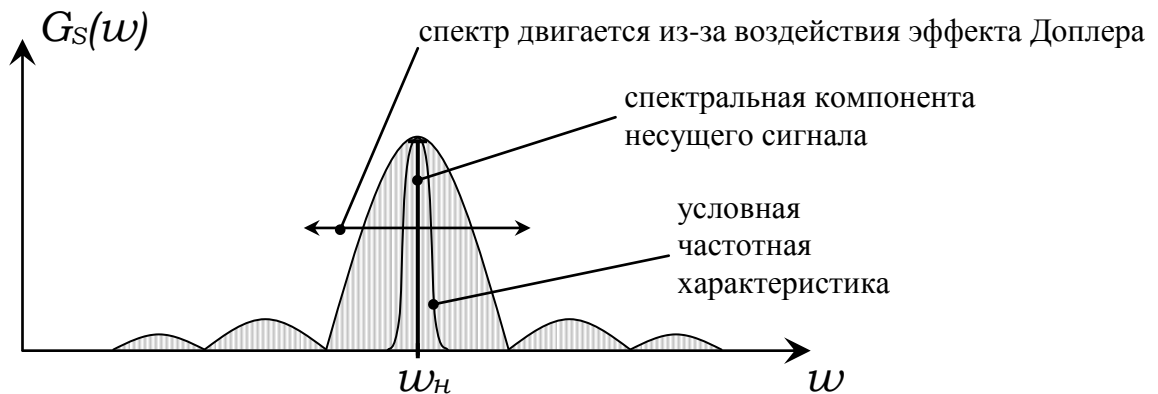


Рис.8

Из широкого спектра ССКНС должен выделить спектральную компоненту с точностью до фазы. Частотная характеристика на самом деле очень узкая – практически дельта функция. Причём в силу эффект Доплера весь спектр будет двигаться, следовательно селектор должен быть следящим – должен отслеживать изменения спектральной компоненты несущего частоты.

Регенератор символов (РС).

Искажённый помехами сигнал старается вернуть в первоначальный вид.

Принципы регенерации символов: должен определить, где в сигнале символы.

Два основных метода регенерации символов:

1. Для определения содержания символа интегрируют сигнал в пределах границ символа. Если результат положительный символ считает "1", если отрицательны – "0".

- Если известны границы символов, по середине формируется очень узкий строб-импульс. Если сигнал в пределах этого строба положительный, принимается решение, что символ "1", если отрицательный – "0"

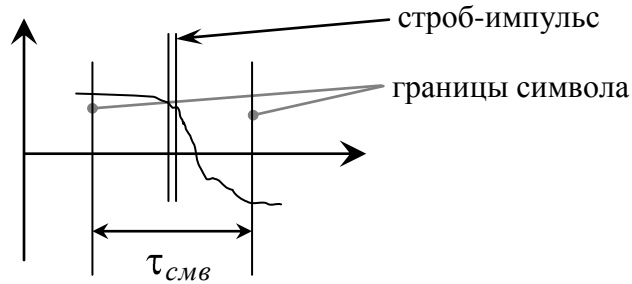


Рис.9

В обоих случаях нужно точно знать расположение границ символов, т.е. для регенерации символов необходим сигнал символьной синхронизации.

Обычно сигнал символьной синхронизации выделяется из спектра сигнала огибающей.

Имеется селектор сигналов символов (СССМ), на вход которого поступает сигнал огибающей $S_{огб}^*(t)$, и из спектра сигнала огибающей можно выделить спектральную компоненту частоты следования символов. Иногда чтобы выделить эту спектральную компоненту необходимо преобразовать сигнал огибающей. Сигнал символьной синхронизации необходим для регенерации символов и селектируется/выделяется из спектра сигнала огибающей.

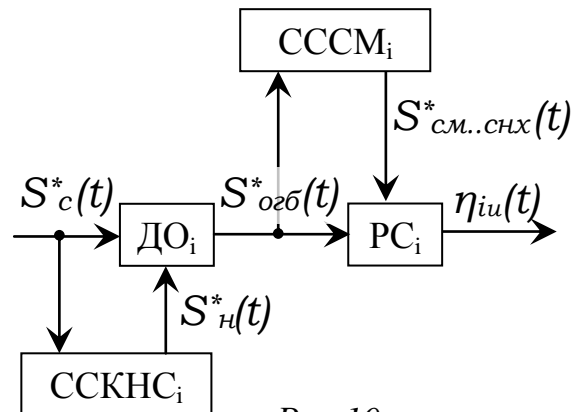


Рис.10

Есть ли устройство символьной синхронизации в передатчике?

Формально можно считать, что есть. В передатчике обязательно существует *хронизатор/задающий генератор*. Он формирует/определяет/задаёт длительность символа в кодере источника (КИ). Формально можно было бы считать, что этого достаточно, т.е. далее все остальные устройства работают по символам сформированным в кодере источника (КИ). Но это не так – хронизатор синхронизирует работу всех устройств передающей части системы, везде задаёт границы символа, для того чтобы устойчиво работали все устройства передающей части системы. **Принципиальным является то, что как дополнительный элемент сигнал символьной синхронизации не включается в передаваемый радиосигнал**, также как специально не включается сигнал несущей. Он просто используется в процессе формирования передаваемого сигнала.

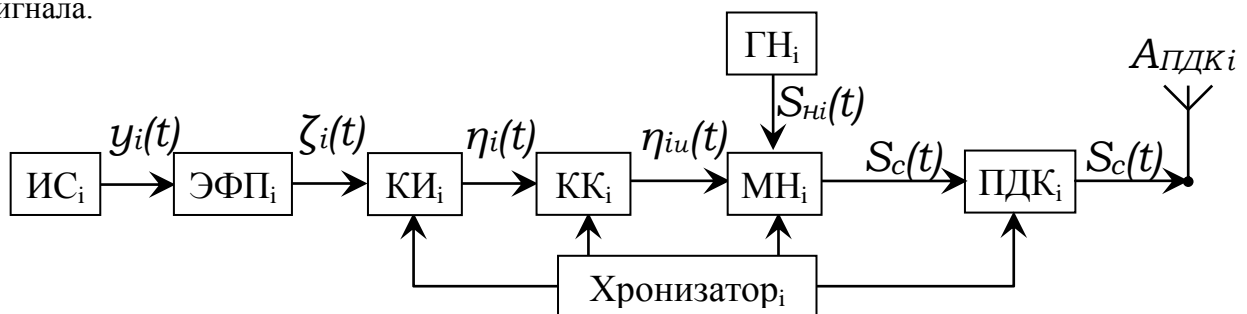


Рис.11

Формально можно считать, что хронизатор входит в состав комплекта устройств символьной синхронизации, также как и то, что генератор несущей (ГН) входит в комплект устройств синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Виды синхронизации.

1. Синхронизация по несущей частоте

Во-первых, эффект Доплера – в приёмник может прийти не та частота, которую излучили. Эффект Доплера – при движущихся передатчике и приёмнике, НО только радиальное смещение - если движется по кругу и радиус не меняется, то эффекта не будет. Есть дестабилизирующий фактор – температура за бортом -2, в помещении +25 – на каждые 10 градусов Цельсия в два раза меняется ток покоя рабочей точки полупроводникового прибора и неизбежно частота немного уходит. Для этого случая в приёмнике есть система фазовой автоподстройки частоты. Это нужно для того, чтобы после детектирования правильно воспроизвести форму импульса/осуществить демодуляцию. После демодуляции необходимо установить символьную синхронизацию, чтобы правильно восстановить форму импульса. А чтобы правильно восстановить форму импульса нужно знать его границы. Символьная синхронизация основана на том, что в приёмном устройстве находится генератор – зная параметры импульсов, которые должны принимать, напр. скорость радиомодема 19200бит/с – знаем длительность импульса с помощью фазовой автоподстройки частоты(ФАПЧ) генератор можно подстроить под фазу импульса. Частота узнаётся из самого сигнала. На это уходит определённое время. При преднамеренных помехах это сделать сложнее, но можно. У импульсов, если изобразить их спектр(5.00) ...

Восстановив границы символов – более качественно и эффективно можно бороться с помехами

После установки символьной синхронизации нужно осуществить «нарезку» на слова.

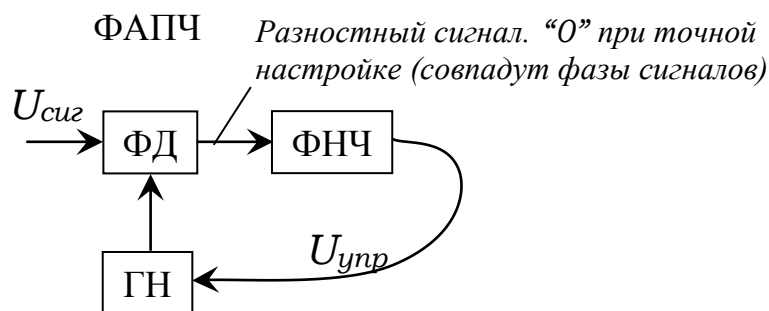
Для этого есть несколько способов:

- когда система многоканальная система и есть кадровая синхронизация
напр. 512 слов в кадре и один раз в 512 слов передаётся специальное синхрослово не похожее ни на одно с очень высокой вероятностью, сильно отличающееся от информационных слов. Кадровое синхрослово 31-битовое псевдошумовой сигнал подбирается с очень хорошей корреляционной функцией. И если установили кадровую синхронизацию, то можно выделять слова. Ставится счётчик простой, считающий напр. до 16 – кадровым синхроимпульсом счётчик сбивается «в ноль». Он считает номер слов в кадре. Т.о. имеем полную картину покадровой синхронизации.

2. символьная синхронизация
3. словная синхронизация
4. кадровая синхронизация

ФАПЧ – 10.34

Приходит сигнал на фазовый детектор с внешнего генератора (сигнал с частотой может вообще не совпадать по форме, его период должен быть чётко задан).



Фазовый Детектор

Рис.1

Характеристика фазового дискриминатора (примерерно)

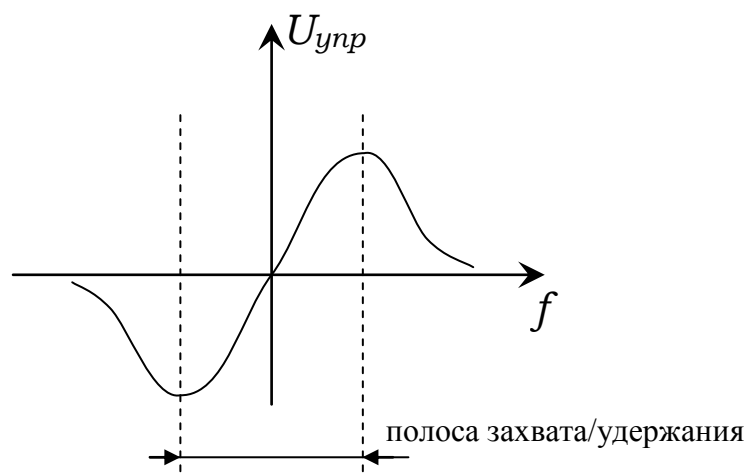


Рис.2

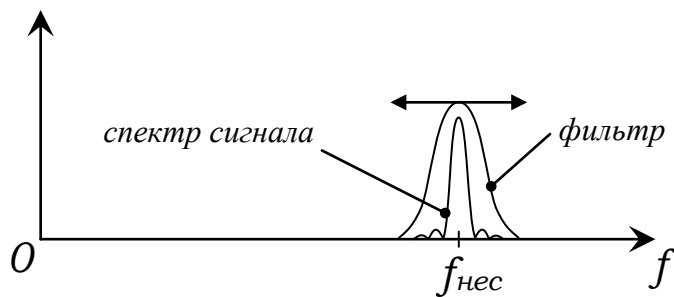


Рис.3

ФАПЧ на несущей частоте реализует за счёт ФНЧ эквивалентный следящий фильтр, который будет отслеживать положение несущей сигнала. При правильном расчёте фильтра пропустит только спектр сигнала. Это узкополосный следящий фильтр.

Чем более узкополосный фильтр сделаем, тем больше его инерционность. Сигнал может пропасть на какое-то время, но генератор (ГН), управляемый напряжением, будет помнить положение частоты. Чем уже полоса фильтра, тем уже будет полоса захвата и удержания.

Символьная синхронизация определяет границы символов. Границы символов нужны для того, чтобы определить содержание символа в регенераторе символов, демодуляторе несущего сигнала (ДН) есть две составляющие: демодулятор огибающей (ДО) и регенератор символов (РС).

Чтобы регенерировать символы нужно знать границы.

Два вида регенерации:

1. интегрирование в пределах длительности символа.

По результату интегрирования

- интегрирование положительное – "1"
- интегрирование отрицательное – "0"

2. установка по середине символа узкого строга

в строге:

- отрицательное напряжение – "0"
- положительный – "1"

Для любого метода регенерации символов требуется знание границ символа.

Как селектируется сигнал символьной синхронизации из спектра сигнала огибающей будет говориться в дальнейшем.

ФАПЧ – узкополосный следящий фильтр. Вообще говоря, нужно выделить одну спектральную компоненту. При символьной синхронизации эта спектральная компонента с частотой следования символов с точностью до фазы (нужно знать не только частоту следования, длительность, но и границы символа - положение символа на временной оси).

Словная синхронизация.

Словная синхронизация определяет границы кодовых слов. Кодовые слова – содержательно завершённые блоки символов – это слова языковые, если передаём с помощью алфавита, либо это значения каких-то параметров.

Если в случае синхронизации по спектральной компоненте несущей частоты и символьной синхронизации в состав не включаем дополнительных элементов – они естественным образом получаются в составе спектра – это не значит, что нет элементов синхронизации по спектральной компоненте несущего сигнала или по символьной нет компонентов синхронизации передающей части - можно отнести к этим компонентам генератор несущего сигнала и хронизатор передатчика, но специально элементы не включаются.

Для словной синхронизации в каждый блок/кодовое слово включаются дополнительные элементы, чтобы обеспечить возможность в приёмной части определить границы кодовых слов с учётом воздействия эффекта Доплера и неопределённости момента включения передатчика и приёмника. Два основных способа включения дополнительных элементов словной синхронизации в кодовые слова передающей системы:

1. В начале либо в конце к кодовому слову добавляется один и тот же символ

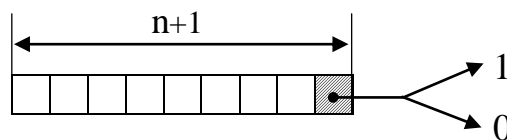


Рис.4

В каждое слово в конце/начале добавляется либо "1", либо "0".

После регенератора символов (РС) получаем какой-то массив символов

$$n = Ku + r \quad (1)$$

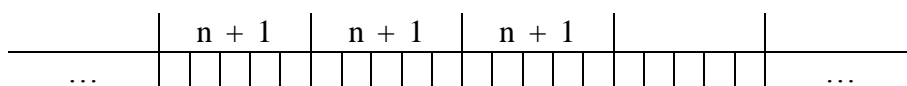


Рис.5

В приёмной части системы имеется селектор словного синхросигнала (ССЛС). После демодулятора несущего сигнала (ДН) – две составляющие демодулятор огибающей (ДО), регенератор символов (РС), на выходе получаем избыточный сигнал $\eta_{iu}^*(t)$. Эта оценка избыточного сигнала поступает на декодер канала (ДКК). Но декодер канала в большинстве случаев не может работать, если не известны границы кодовых слов, потому что тогда он при блочном кодировании ДКК не может определить месторасположение избыточности информационных символов. Поэтому для работы декодера канала необходим сигнал словной синхронизации $S_{сн.сл}^*(t)$. Этот сигнал селектируется/выделяется из массива, который получается на выходе регенератора символов. По существу селектор словной синхронизации определяет месторасположение символов словной синхронизации в общем массиве. Для этого используются следующие принципы: **33.19**

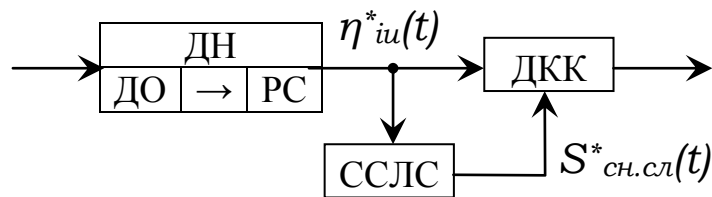


Рис. 6

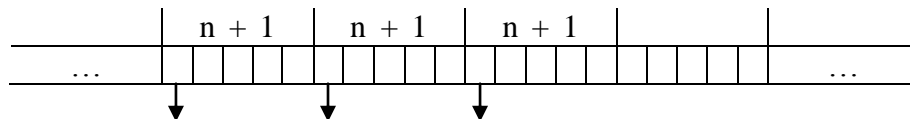


Рис. 7

Двоичные реверсивные счётчики – это устройство, которое при поступлении "1" увеличивает уровень сигнала – счётчик на 1 повышается, если поступает "0" – счётчик на единицу уменьшает. Берём $n+1$ реверсивный счётчик – по количеству символов в блоке. В каждом из счётчиков накапливаются соответствующие символы:

- в первом счётчике – все первые символы блоков,
- во втором – все вторые и т.д.

Те счётчики, которые будут соответствовать не символам словной синхронизации, получают в результате большого накопления значение близкое к нулю, потому что вероятность "1" и "0" примерно одинакова. А там, где будет символ словной синхронизации:

если это будет "1" – это будет большой всплеск – по количеству накопленных блоков,

если "0" – большой минус – по количеству накопленных слов.

Далее ставится пороговое устройство и определяется – в каком счётчике самый большой/низкий уровень, тот счётчик соответствует символу словной синхронизации.

2. Использование идеи помехоустойчивого кодирования

Избыточные символы добавляются так, чтобы между символами сформировались функциональные зависимости.

Для словной синхронизации можно так добавлять символ, чтобы сформировалась между добавленным символом и остальными символами какая-то функциональная зависимость. Чаще всего это как говорят *признак чётности*, т.е. добавляется символ таким образом, чтобы сумма символов всего блока по модулю 2 была равна нулю.

Преимущества метода в том, что использовать этот символ можно с двойным назначением:

во-первых, для обнаружения определённых категорий ошибок, потому что, если в кодовом слове нарушен признак чётности, то причина этого может быть двоякая:

во-первых в том, что в нём в каком-то из символов возникла ошибка;

во-вторых в том, что не правильно могут быть определены границы кодового слова.

Как различить эти две причины?

Если ошибки, которые возникают в кодовых словах не независимы друг от друга, то вероятность того, что в двух последовательных словах, а тем более в трёх возникнет ошибка – маленькая. Т.е. если ошибка вызвана воздействием помех, то она возникнет в одном кодовом слове, а в последующих этой ошибки не будет.

Если не правильно определены границы кодовых слов, то во всей последовательности кодовых слов будет обнаруживаться признак нечётности.

Нарезают на блоки $n+1$ и проверяют в каждом блоке – соблюдается признак чётности или нет. Если в нескольких подряд блоках признак чётности не соблюдается – значит не правильно определили границы кодовых слов и нужно их сдвинуть на символ, снова проверить и так до тех пор пока не попадём в границы кодовых слов.

В приёмной части системы – селектор, а в передающей части системы – генератор символов словной синхронизации (ГССЛС) и формирователь словной синхронизации (ФСЛС). На ФСЛС кодовые слова поступают с кодера канала (КК).

Если добавляется "1" или "0":

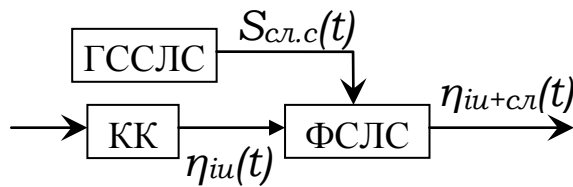


Рис. 8

Если не добавляется "1" или "0", то используются принципы кодирования канала – тогда символы словной синхронизации формируется в кодере канала (КК):

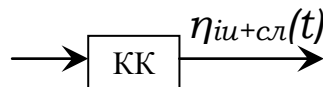


Рис. 9

Кадровая (псевдокадровая) синхронизация

Предназначена для следующего:

Обычно кодовые слова отдельных источников не передаются независимо друг от друга, т.е. не строится система для одного источника - система строится для общения многих источников с многими потребителями, поэтому обычно кодовые слова передаются пакетами, группами - *уплотняют каналы*. Один из способов передачи кодовых слов – кодовые слова различных источников передаются во времени последовательно - этот способ называется *временным уплотнением кодовых слов*.

Если кодовые слова передаются раздельно по времени, то для того, чтобы в приёмной части системы определить какое кодовое слово отдать какому потребителю или пришло от какого источника необходимо знать положение этих кодовых слов по времени. Приёмник должен иметь возможность определить по времени положение кодовых слов каждого источника.

Чтобы решить эту задачу используются сигналы кадровой или псевдокадровой синхронизации. Кадровая синхронизация это, т.н. жёсткая организация при передаче с временным разделением. Жёстко по времени – значит, что кодовые слова различных источников передаются циклично:

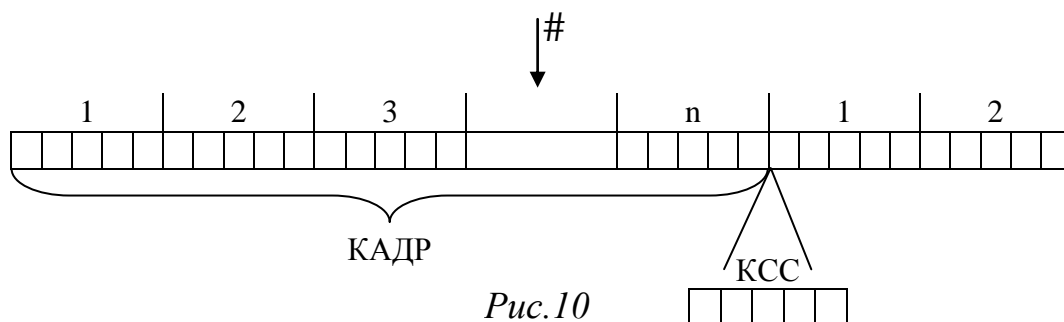


Рис. 10

Поскольку приёмник и передатчик включаются независимо друг от друга, приёмник может включиться в момент $\#$, и ему не известно в какой момент он включился – на кодовое слово какого канала он попал и в каком месте. Для того чтобы решить эту задачу, в начале или в конце каждого кадра передают т.н. кадровый синхросигнал (КСС). Обычно это кодовое слово содержит столько же символов, сколько и кодовые слова источников. Но для того чтобы определить местоположение этого кодового слова в общем массиве, оно должно принципиально (максимально) отличаться от всех информационных кодовых слов, напр. состоит только из единиц или нулей. В качестве синхросигналов используют специальные кодовые последовательности, напр. отрезок псевдослучайного сигнала.

Как определить местоположение кадрового синхрослова?

Структура информационных слов приёмнику заранее не известна, а структура кадрового синхрослова – известна. В приёмнике можно создать образец кадрового синхрослова и с помощью корреляционного приёмника этот образец сравнить со всеми кодовыми словами, которые входят в кадр. И там, где коэффициент корреляции будет наибольший, расположено синхрослово. Анализируют для надёжности несколько кадров подряд. И если при анализе нескольких кадров наибольший коэффициент корреляции с одним и тем же кодовым словом, то оно и является кадровым синхросигналом.

В приёмнике. После осуществления декодирования канала ДКК идёт устройство разделения каналов (УРК) – выделение из блока для различных потребителей. Используются сигнал синхронизации кадров (СЛС) и селектор кадрового синхросигнала (СКСС)

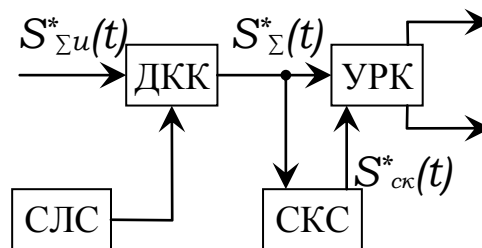


Рис. 11

В передатчике имеется генератор кадрового синхросигнала (ГКСС) – добавляет кадровый синхросигнал в групповой сигнал в устройстве уплотнения каналов (УУК).

«- - -» – возможный вариант, когда кадровый синхросигнал добавляется в кодере канала (КК).

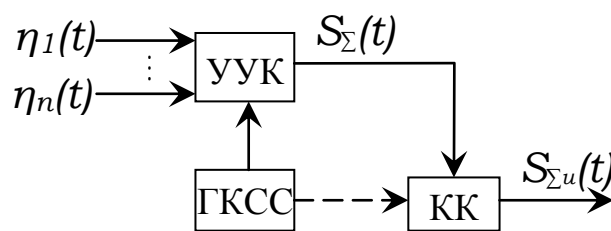


Рис. 12

Псевдокадровый синхросигнал.

В современных системах чаще всего пакет кодовых слов формируется другим образом – формируется произвольно, потому что не у всех источников одновременно «возникает желание» передавать. В пакете будет произвольный порядок слов l -го, 1 -го, 7 -го и т.д.

Приёмник должен знать, где начало пакета и в каком порядке кодовые слова расположены.

Поэтому в начале пакета передают *заголовок*, который состоит из *псевдокадрового синхросигнала* (ПКСС) – определяет начало пакета и *адреса* (А) – определяет порядок расположения кодовых слов в пакете. Длительность ПКСС не обязательно соответствует длительности кодовых слов источников, может быть существенно длиннее.

Такой способ называют инерциальной синхронизации – для определения синхронизации надо проанализировать большой массив кадров.

Мгновенная синхронизация – **старт-стопная синхронизация** - синхропризнак должен быть интенсивным, чтобы мгновенно можно было определить, поэтому длительность заголовка может быть значительно больше, чем одно кодовое слово.

Заголовок должен существенно отличаться от информационных кодовых слов

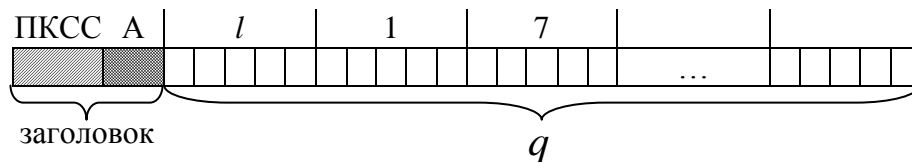


Рис.13

Уплотнение и разделение каналов в телекоммуникационных системах

Ресурсы телекоммуникационной системы стараются использовать коллективно – для множества абонентов.

Для этой цели используют два способа:

1. Уплотнение каналов
2. Коллективный доступ к общим ресурсам

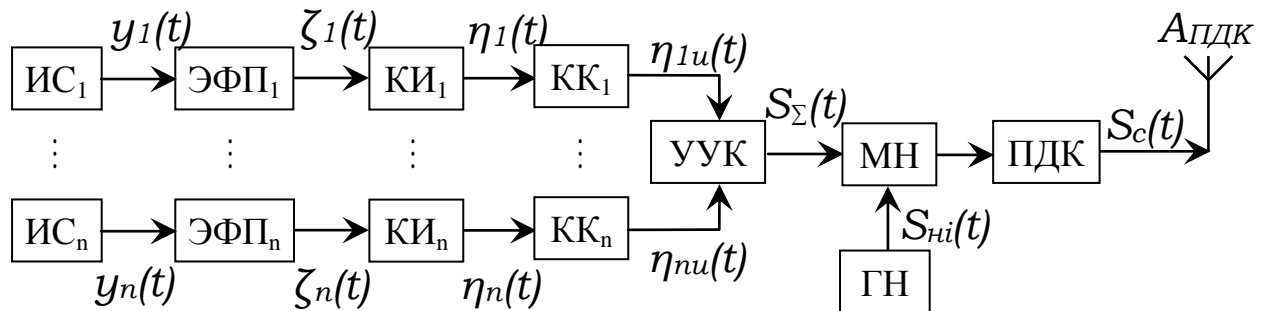
Уплотнение каналов используется в том случае, когда множество источников и множество потребителей, локализованных в пределах небольшого ограниченного пространства.

В этом случае в передающей части системы из совокупности цифровых представлений первичных сигналов формируют общий групповой сигнал.

Обобщённая схема телекоммуникационной системы в данном случае

(Кодер канала в зависимости от метода уплотнения *может быть общим* для всех каналов)

Передающая часть системы:



Приёмная часть системы:

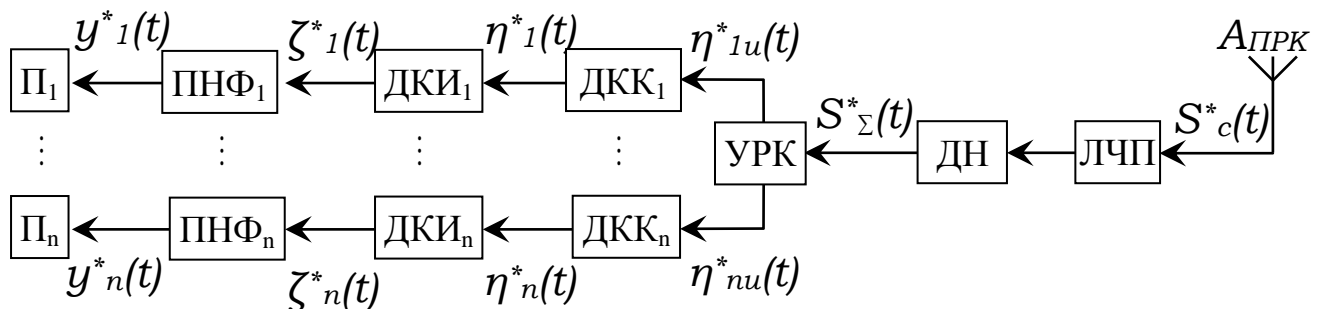


Рис.14

На схеме не изображены элементы синхронизации, чтобы не усложнять, но они здесь присутствуют.

Есть устройство уплотнение каналов, которое из множества цифровых представлений первичных сигналов формирует общий групповой сигнал, который передаётся по общему каналу передачи группового сигнала, который содержит общие элементы – ГН, МН, ПДК, Апрм, Апрд, ЛЧП, ДН.

Задачи уплотнения каналов:

1. Общее использование дорогостоящей общей части. Уплотнение каналов позволяет сэкономить на общей части системы от МН до ДН.
2. Полоса частот используется многими источниками и потребителями

Групповой сигнал формируется произвольным способом. Это некий функционал от множества цифровых представлений первичного сигнала и может быть от кадрового (псевдокадрового) синхросигнала.

$$S_{\Sigma}(t) = \Psi\{\eta_{1u}(t)...\eta_{1n}(t), S_{сск}(t)\} \quad (2)$$

Функционал должен обладать таким свойством, чтобы обеспечить разделение каналов – **свойством разделимости**.

Формально свойство разделимости записывается следующим образом:

$$\prod_{j=1..n} \{S_{\Sigma}^*(t)\} = \left\{ \begin{array}{ll} \eta_{iu}^*(t) & i = j \\ \approx 0 & i \neq j \end{array} \right\} \quad (3)$$

Должен существовать такой набор реализуемых операторов Π_j , воздействие которых на оценку группового сигнала позволяет получить оценки цифровых представлений первичных сигналов. Т.е. функционал должен обладать такими свойствами, чтобы существовали реализуемые операторы разделимости, позволяющие из общего группового сигнала выделить оценки представлений первичного сигнала.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
 (Телекоммуникационные системы и сети).

Уплотнение канала заключается в формировании общего группового сигнала передаваемого по одному общему каналу, использующему общие ресурсы телекоммуникационной системы. Причём канал не произвольный, а такой, который может обеспечить разделимость каналов.

$$S_{\Sigma}(t) = \Psi\{\eta_{1u}(t) \dots \eta_{1n}(t), S_{сск}(t)\} \quad (1)$$

Условия разделимости каналов

$$\prod_{j=1..n} \{S_{\Sigma}^*(t)\} = \begin{cases} \eta_{iu}^*(t) & i = j \\ \approx 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2)$$

Как обеспечить разделимость каналов/выделение в приёмной части системы цифровых представлений первичных сигналов из оценки группового сигнала.

Если просто просуммировать сигналы ничего не получится, потому что внешне ничем не отличаются. Это то же самое, что отправить письмо без адреса.

Поэтому прежде чем осуществить формирование группового сигнала необходимо каждое из цифровых представлений первичных сигналов наделить адресным признаком.

В настоящее время используется **два варианта адресации**:

1. В качестве адресного признака используется т.н. *поднесущий сигнал* $S_{\Pi i}(t)$. Каждому источнику на всё время работы телекоммуникационной системы выделяется свой поднесущий сигнал. Несущий несёт всю группу сообщений/весь групповой сигнал, а поднесущий используется для адресации цифрового представления первичного сигнала одного источника. Закрепляется поднесущий сигнал на всё время работы телекоммуникационной системы (каждый сигнал занимает определённую полосу частот и/или определённый временной интервал и каждый поднесущий сигнал обладает определённой энергией – за каждым источником на всё время работы телекоммуникационной системы закрепляются определённые ресурсы радиолинии). Поэтому такие методы адресации/уплотнения каналов называются **закреплёнными каналами**, понимая под **закреплённым каналом** **закреплённый поднесущий сигнал с определёнными закреплёнными ресурсами телекоммуникационной системы**.

Естественно, что с одной стороны это достаточно простой способ, но с другой стороны этот способ не эффективный, потому что не всегда источник "желает говорить", а ресурсы радиолинии закреплены за ним на всё время работы телекоммуникационной системы, т.е. ресурсы используются неэффективно.

Адресный признак вносится путём модуляции поднесущего сигнала соответствующим цифровым представлением первичного сигнала. На первом этапе уплотнения каналов осуществляется модуляция поднесущего сигнала соответствующим цифровым представлением первичного сигнала. **Модулирующим** является цифровое представление первичного сигнала, а **модулируемым** – поднесущий сигнал.

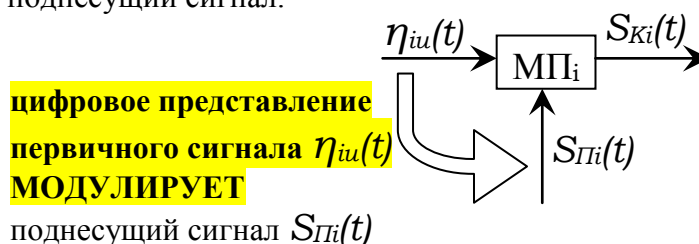
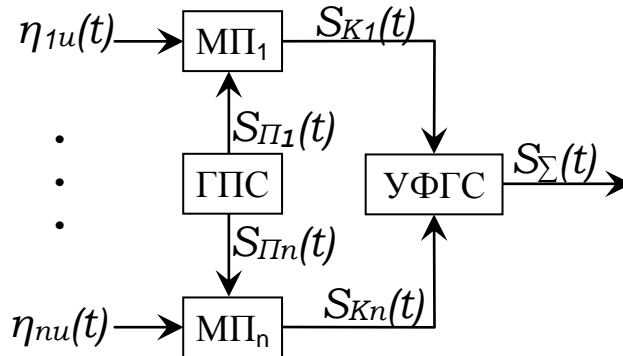


Рис.1

В результате получается т.н. *канальный сигнал*, содержащий и адресный признак, и цифровое представление первичного сигнала. И уже из канальных сигналов формируется групповой сигнал:

Функциональная схема устройства уплотнения каналов (УУК)



ГПС – генератор поднесущих сигналов;
УФГС – устройство формирования группового сигнала.

Рис.2

Групповой сигнал является теперь другим функционалом от множества канальных сигналов:

$$S_{\Sigma}(t) = \Psi\{S_{K1}(t)...S_{Kn}(t), S_{CK}(t)\} \quad (3)$$

Формирование группового сигнала осуществляется в два этапа.

Разделение каналов может осуществляться:

- в два этапа:

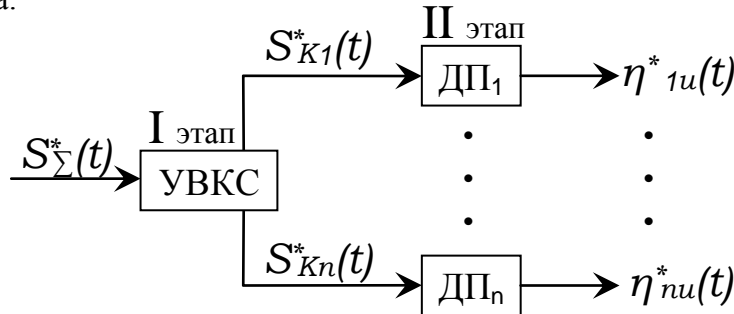
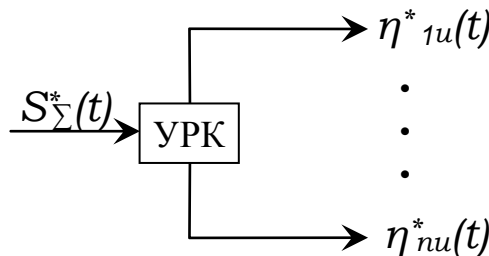


Рис.3

На первом этапе разделения каналов УВКС – устройство выделения канальных сигналов – выделяем оценки канальных сигналов $S_{Ki}^*(t)$.

На втором этапе осуществляется демодуляция поднесущих сигналов (ДΠ) и получаем оценку цифрового представления первичного сигнала.

- в один этап:



УРК – устройство разделения каналов

Рис.4

Рассмотрели уплотнение и разделение каналов с закреплёнными каналами

Реализация таких способов достаточно проста, но затрачиваются ресурсы телекоммуникационной системы

2. Уплотнение и разделение каналов с незакреплёнными каналами.

При использовании этого метода ресурс телекоммуникационной системы не закрепляется за каждым источником на всё время работы, а выделяется только тогда, когда источнику "есть что сказать"/есть сообщение. Большинство систем строится по этому принципу для того, чтобы экономить полосу частот.

В этом случае используется цифровая адресация цифрового представления первичных сигналов. Существует два варианта такой цифровой адресации:

1. Индивидуальная цифровая адресация

Каждому кодовому слову цифрового представления первичного сигнала добавляется цифровой адрес ($Ka_{инд}$).

Цифровое кодовое слово состоит из определённого числа информационных символов (K_u) и определённого количества символов добавленных для борьбы с воздействием помех (r):

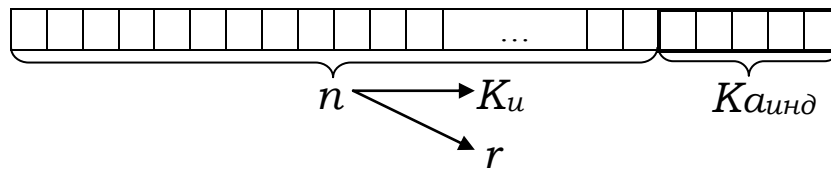


Рис.5

Если имеем n источников при двоичном алфавите:

$$n \leq 2^{Ka_{инд}} \quad (4)$$

Каждому кодовому слову добавляется определённое число адресных символов. Но для передачи адресных символов требуются дополнительные ресурсы радиолинии – значит они закрепляются за источником? Адресные символы закрепляются за источником виртуально, т.е. закрепляется адрес источника, но этот адрес вместе с кодовым словом используется только когда есть что передавать. Поэтому ресурсы радиолинии не закрепляются за кодовым словом.

Такой подход даёт существенный выигрыш в использовании телекоммуникационной системы.

2. Групповая/пакетная адресация

Формируется пакет из кодовых слов

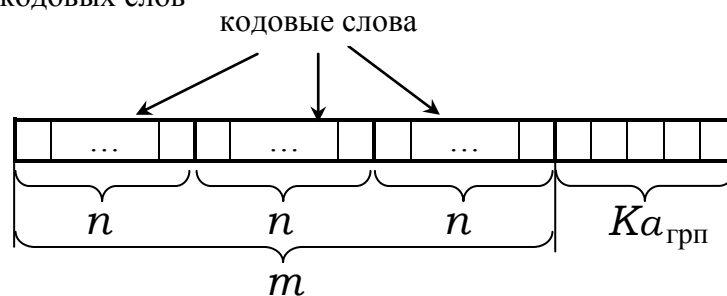


Рис.6

При пакетной адресации адрес должен содержать большой объём сведений: о том кодовые слова каких источников содержатся в пакете и в каком порядке они в этом пакете расположены.

Использование групповой адресации позволяет сократить удельные затраты символов на адресацию, т.е. удельное количество – число адресных символов приведённых к одному кодовому слову будет меньше (тем меньше чем больше кодовых слов в пакете). Но формирование адреса и дешифрация адреса существенно усложняется. За экономию удельного количества адресных символов платим усложнением устройства адресации и устройства разделения каналов.

Выигрыш в ресурсах радиолинии при использовании методов с незакреплёнными каналами не является бесплатным.

Рассмотрим чем мы "платим" когда переходим от систем с закреплёнными каналами к системам с закреплёнными каналами:

В системах с закреплёнными каналами любой источник гарантированно передаст своё сообщение, потому что у него всегда имеются ресурсы радиолинии. В системах с незакреплёнными каналами такая ситуация не реализуется. Условно можно считать, что в системах с незакреплёнными каналами количество поднесущих сигналов (L) обычно существенно меньше количества источников (I).

$$L \ll I \quad (5)$$

Если возьмём произвольный момент времени t , то в этот момент количество т.н. активных источников ("желающих говорить") $n_{\text{акт}}(t)$ – случайно. В этот же момент времени t количество свободных поднесущих сигнала $L_{\text{свб}}(t)$ также случайно.

Естественно, что количество свободных поднесущих сигналов будет меньше количества желающих говорить источников:

$$L_{\text{свб}}(t) < n_{\text{акт}}(t) \quad (6)$$

Если нет мест для ожидания, то определённое количество кодовых слов будет потеряно – возникает явление потери. С какой-то вероятностью $P_{\text{потери}}$ будут теряться кодовые слова источника. Эта вероятность будет зависеть от количества имеющихся поднесущих, т.е. от количества общих ресурсов телекоммуникационная система, от количества источников и от общей активности источников (от того как часто каждый источник будет "желать беседовать"/передать кодовое слово). Т.е. вероятность потери зависит с одной стороны от ресурсов телекоммуникационной системы (от количества поднесущих сигналов), а с другой стороны зависит от характеристик всех источников, их активности. Получается, что в результате ограниченности ресурсов телекоммуникационной системы (количества поднесущих) все источники будут мешать друг другу, потому что вероятность потери любого кодового слова любого источника будет зависеть от активности всех источников, следовательно, все источники в силу ограниченности количества поднесущих сигналов будут мешать друг другу. Такие помехи называют *междуканальными помехами*, а поскольку все источники мешают друг другу такие помехи называют *перекрёстными междуканальными помехами*.

Для того чтобы уменьшить вероятность потери можно создать некоторое количество мест для ожидания передачи – т.н. *буферное запоминающее устройство*:

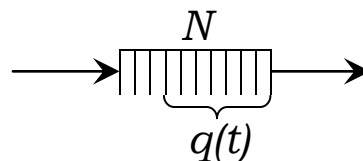


Рис. 7

Буферное запоминающее устройство объёмом N единиц. В этот буфер записываем кодовые слова, поступающие от источников, если нет свободных поднесущих. В буфере формируется очередь на передачу, состоящая из q кодовых слов/пакетов. Очередь будет случайна, т.е. в каждый момент времени количество ожидающих кодовых слов будет меняться.

В этом случае уменьшаем (только уменьшаем, но не убираем полностью) вероятность потери. Потому что может возникнуть переполнение буфера, т.е. может оказаться что:

$$q(t) \geq N \rightarrow \text{потери} \quad (7)$$

Уменьшение потерь не происходит бесплатно.

Любое кодовое слово, поступающее на вход буферного накопителя, встречает там определённой длины очередь, следовательно, каждое кодовое слово будет ждать момента передачи определённый интервал времени – будет возникать *задержка*.

Наличие $\tau_{\text{задержки}}$ будет приводить к нарушению реального масштаба времени. В приёмнике величина задержки не известна, поэтому наличие задержки будет приводить к тому, будет увеличиваться ошибка передачи первичного сигнала. **40.10**

Величина задержки зависит от объёма буфера (чем больше объём, тем больше задержка) и от характеристик источника. Т.е. через $\tau_{\text{задержки}}$ возникают междуканальные перекрёстные помехи – все источники мешают друг другу.

Кроме того, под воздействием помех какие-то символы в адресе могут искажаться, что приведёт к тому, что кодовые слова источника попадут не к своему потребителю. Все источники могут мешать друг другу вследствие ошибок в символах адреса, возникающих под воздействием помех. Перекрёстные помехи.

Итого три причины междуканальных перекрёстных помех:

1. Потери,
2. Задержки,
3. Ошибка в передаче адреса.

Системы с закреплёнными каналами.

Уровень междуканальных помех будет зависеть от степени похожести друг на друга поднесущих сигналов. Чем более похожи друг на друга поднесущие сигналы, тем больше вероятность того, что устройство разделения каналов ошибётся. Т.о. **в системах с закреплёнными каналами уровень междуканальных помех определяется:**

– **Свойствами поднесущих сигналов** (степенью похожести)

чем меньше коэффициент взаимной корреляции (меньше похожи друг на друга) сигналов поднесущих, тем меньше уровень междуканальных помех

– **Работой устройства разделения каналов (УРК)**. Чем лучше характеристики устройства разделения каналов, тем меньше уровень междуканальных помех.

Функционал для систем с закреплёнными каналами может быть линейным и нелинейным. И в зависимости от этого методы уплотнения каналов могут быть линейными и нелинейными.

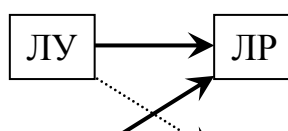
$$S_{\Sigma}(t) = \Psi\{S_{K1}(t)...S_{Kn}(t), S_{CK}(t)\} \quad (8)$$

Функционал, с помощью которого формируется групповой сигнал из канальных сигналов, может быть линейным или нелинейным. И в зависимости от этого методы уплотнения каналов могут быть линейными и нелинейными.

Система с незакреплёнными каналами

Сигналы, в которые внесена адресная информация, также называются **канальными сигналами**. И из них также формируется групповой сигнал. И он также может формироваться линейно или нелинейно. Это относится как к методам с закреплёнными каналами, так и к методам с незакреплёнными каналами. Функционал, с помощью которого формируется групповой сигнал, может быть линейным или нелинейным.

Соответственно операторы разделения каналов Π_j , которые воздействуют на оценку группового сигнала, могут быть линейными либо нелинейными. Поэтому все методы уплотнения и разделения каналов, как с закреплёнными каналами, так и с незакреплёнными каналами могут быть разделены на следующие классы:



ЛУ – линейное уплотнение
НУ – нелинейное уплотнение
ЛР – линейное разделение

Потенциально возможны четыре сочетания. Из них реализуются три. При ЛУ в процессе формирования группового сигнала между "входящими в его состав" канальными сигналами формируются линейные зависимости и не формируются нелинейные, в связи с тем, что нет нелинейных зависимостей то и бессмысленна нелинейная обработка, поэтому НР при ЛУ не реализуется. Наиболее широкое распространение получили ЛУ с ЛР и НУ с ЛР. ЛУ с ЛР при разделении каналов используются все сведения, которые имеются в групповом сигнале о канальных сигналах. НУ с ЛР часть сведений, которая содержится в нелинейных зависимостях между канальными сигналами, теряем, но зато существенно выигрываем в упрощении устройства разделения каналов.

Второй вариант построения многоканальных телекоммуникационных систем:

Коллективный радиодоступ к общим ресурсам телекоммуникационных систем

Используется тогда, когда источники разобщены (не локализованы, разбросаны) либо подвижны, либо разбросаны и подвижны (сотовые системы, WiMax, Wi-Fi).

В данном случае общим ресурсом является общая полоса частот. Когда каждый абонент, источник формирует свой радиосигнал, который содержит свой адресный признак.

Адресным признаком является не только и не столько несущая частота, сколько структура самого сигнала, свойства самого сигнала. Часто в литературе называют системами с кодовым уплотнением/разделением каналов (можно так считать, если под кодом понимать радиокод).

Для передачи сообщения каждого источника формируется свой радиосигнал, обладающий адресным признаком, заложенным в форме сигнала. В то же время у каждого потребителя имеется своё устройство разделения каналов. На входе приёмной антенны потребителя формируется групповой сигнал, но теперь он формируется в ЭМП, он представляет собой сумму радиосигналов, излучённых различными источниками. Устройство разделения каналов, используя известные ему адресные признаки, в тот или иной момент выделяет радиосигнал интересующий его или предназначенный для него и из него извлекает содержащиеся в нём сведения/информацию. В этом сущность радиодоступа. Групповой сигнал формируется не устройством уплотнения каналов, а формируется в ЭМП – в среде передачи, а разделение каналов осуществляется у каждого из потребителей.

Вот два варианта, которые позволяют для множества потребителей использовать общие ресурсы. Устройство уплотнения каналов позволяет более глубоко использовать ресурсы – позволяет использовать и общую полосу, и общую энергетику телекоммуникационной системы, и использовать высокочастотную группу устройств телекоммуникационной системы. Устройство с радиодоступом позволяет в основном использовать общую полосу частот (наиболее дорогостоящий ресурс).

Обратная связь в телекоммуникационных системах

Нередко телекоммуникационные системы работают в условиях, когда интенсивность помех (отношение мощности сигнала к мощности помехи) меняется в широком диапазоне. При этом требуется сохранить качество (точность) передачи первичных сигналов. Для решения этой задачи используют *обратный канал связи (обратную связь)*. Общая идея обратной связи состоит в следующем: цифровой сигнал передаётся блоками (минимальным блоком может быть кодовое слово, но могут быть и пакеты), каждый такой блок перед передачей запоминается в запоминающем устройстве (ЗУ – это НЕ БУФЕРНОЕ запоминающее устройство, это запоминающее устройство для одного блока) в передающей части системы. После запоминания поступает в модулятор несущего сигнала (МН) и передаётся по радиолинии. В приёмной части системы или в передающей части системы, в зависимости от способа организации обратной связи, осуществляется *оценка достоверности передачи блока* (оценка уровня возникшей ошибки при передаче). Если уровень возникшей ошибки приемлем для потребителя, тогда предшествующий переданный ему блок, содержащийся в ЗУ, стирается и в ЗУ поступает следующий блок, который передаётся по радиоканалу. Если же уровень ошибки является неудовлетворительным для потребителя, то осуществляется повторная передача того же блока, который содержится в ЗУ передающей части. Формально передача повторяется до тех пор, пока уровень ошибки не будет удовлетворяющим для потребителя. Фактически для того чтобы устранить тупиковую ситуацию количество повторов ограничивается.

Существует два основных подхода к оценке точности передачи блока и соответственно два варианта организации обратной связи.

Первый вариант состоит в следующем: принятый блок, т.е. то, что получили на выходе демодулятора несущего сигнала, после декодирования канала (исправления всех ошибок, которые способен исправить декодер канала) ретранслируется по обратному каналу связи в передающую часть системы. В передающей части системы ретранслированный код сравнивается с тем, который содержится в ЗУ. Если блоки совпадают, то считается, что ошибки нет и передаётся следующий блок. При несовпадении повторяется передача того же блока. Такой вариант обратной связи называется *информационной обратной связью*. В этом случае пропускная способность обратного канала связи должна быть такой же, как и пропускная способность прямого канала связи. Но любая ошибка, возникающая и в прямом и в обратном канале связи, в этом случае определяется.

Второй вариант состоит в том, что оценка точности передачи блока осуществляется в приёмной части системы. Либо на основе анализа сигнала огибающей, который мы получаем в первой части демодулятора несущего сигнала (ДН), либо с помощью декодера канала (ДКК), который способен обнаружить некоторые категории ошибок. Оценка путём анализа сигнала огибающей является более точной (больше используется) но и более сложна в реализации. Использование ДКК с точки зрения реализации более простое, но и менее точное. Если полученная оценка удовлетворительна для потребителя, то по обратному каналу связи передаётся команда, разрешающая передачу следующего блока, в противном случае передаётся команда на передачу того же блока. В этом случае при двоичном кодировании по обратному каналу связи достаточно передать один символ – либо "1" если точность удовлетворяет, либо "0" если не удовлетворяет. Но если в обратный канал связи в этом символе возникла ошибка, то ценой этой ошибки может быть искажённая передача блока. Пропускная способность обратного канала связи в этом варианте меньше пропускной способности прямого канала связи – число символов содержащихся в блоке меньше, но и цена ошибки гораздо больше. Поэтому приходится добавлять символы, защищая от воздействия помех команду в обратном канале связи. Этот вариант называется *решающей обратной связью*.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
 (Телекоммуникационные системы и сети).

Принципиальным элементом является запоминающее устройство (ЗУ).
 Есть некоторое устройство управления (УУ).

Вариант с информационной обратной связью:

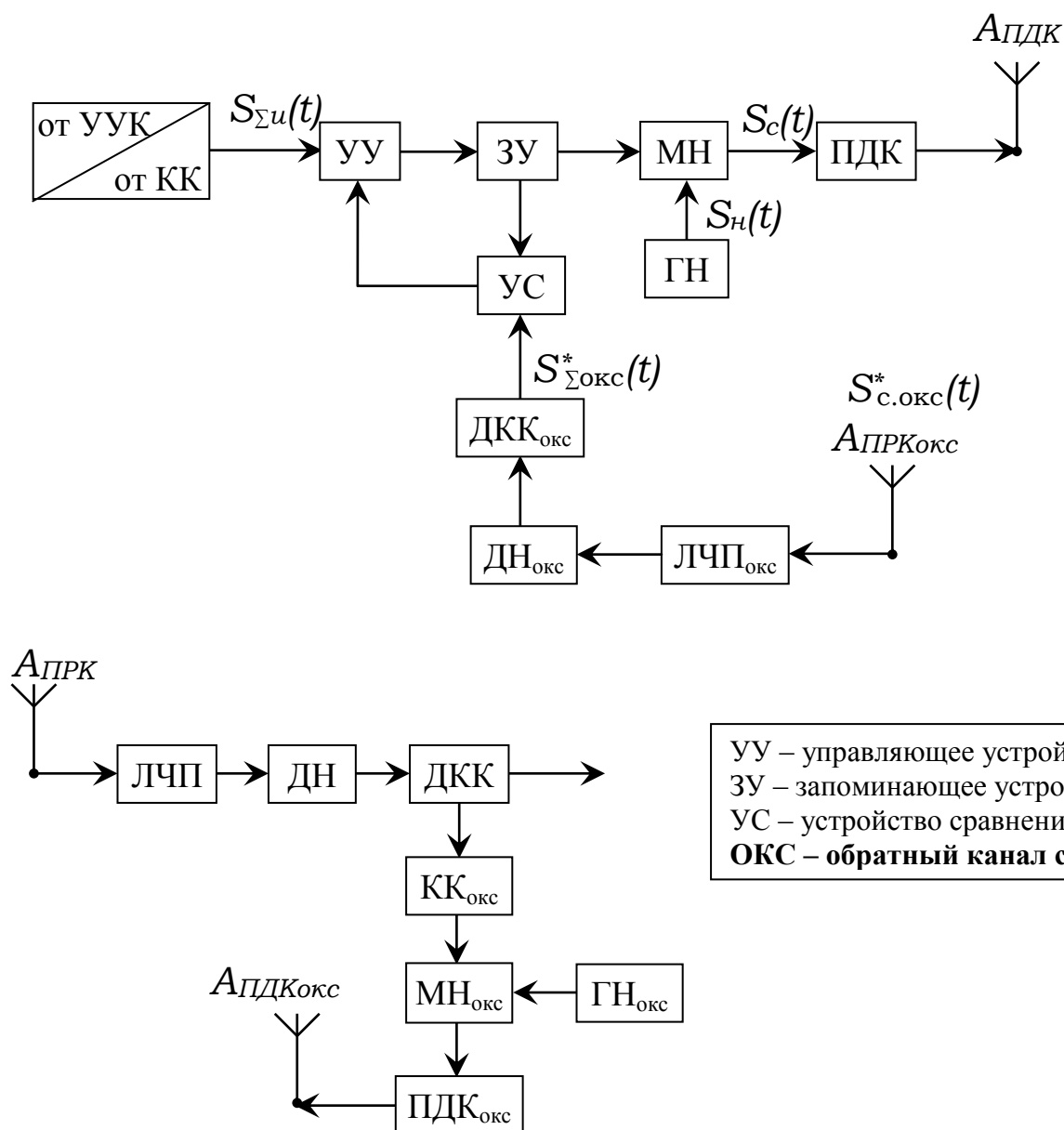


Рис.1

Вариант с функциональными элементами для решающей обратной связи:

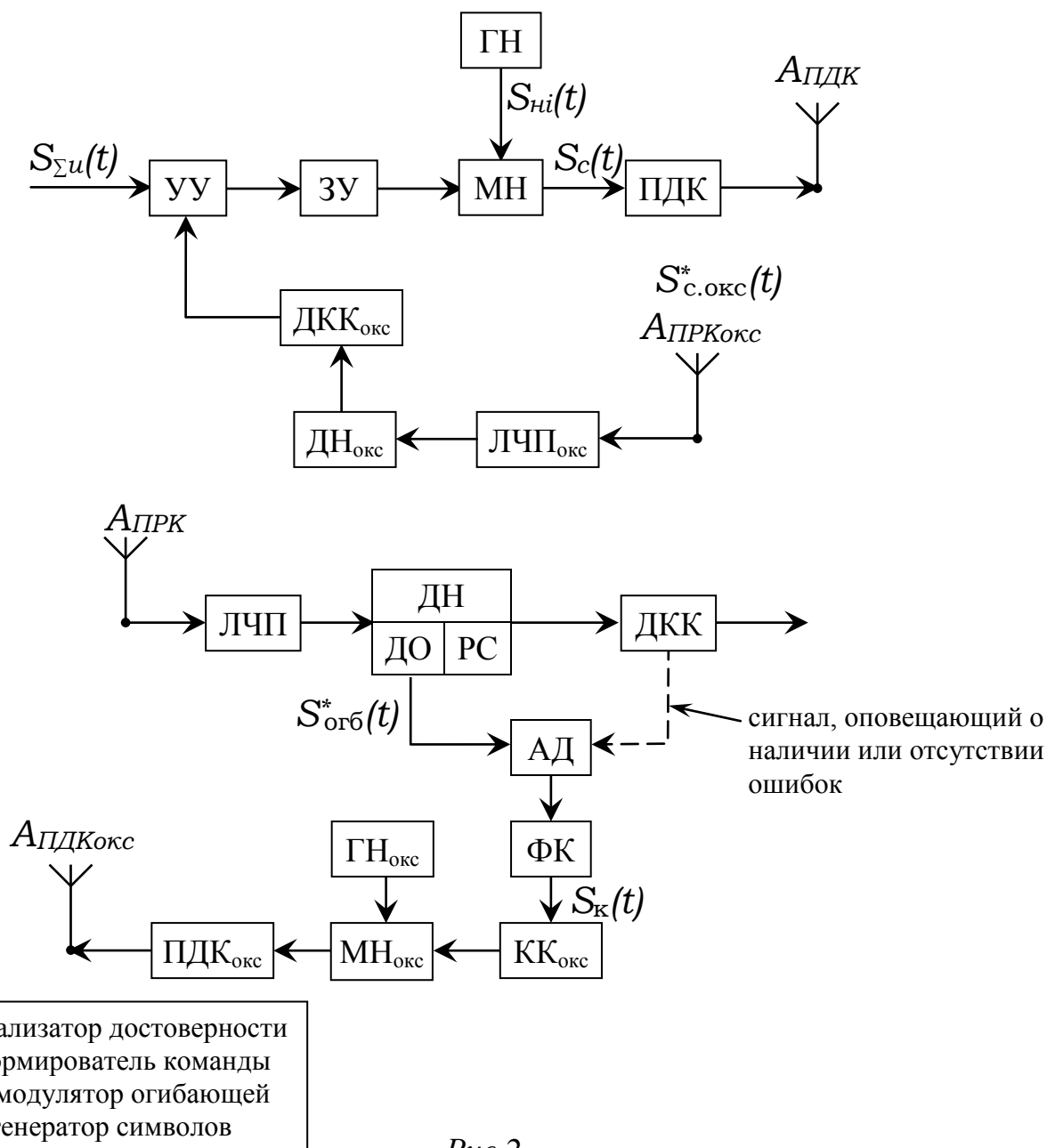


Рис.2

0^ч 09^м 50^с

АД может анализировать сигнал огибающей – $S_{огб}^*(t)$, а может получать результат от декодера канала (ДКК).

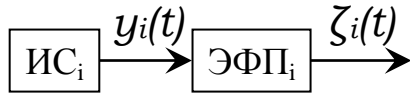
Т.о., построили функциональную схему современной телекоммуникационной системы – симплексной телекоммуникационной системы

Обычно в составе системы принято выделять следующие **основные подсистемы**:
Они необходимы для того, чтобы мы могли построить дуплексную систему связи (двустороннюю систему связи).

1. Подсистема источник-потребитель

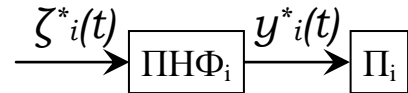
В состав этой подсистемы входят:

В передающей части системы:



Источник (ИС).
На выходе электрофизического преобразователя (ЭФП) первичный сигнал

В приёмной части системы:



На входе преобразователя в нужную форму (ПНФ) оценка первичного сигнала.
Потребитель (П).

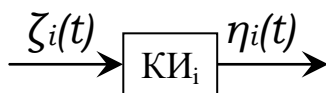
Рис.3

В телекоммуникационной системе формально таких подсистем столько, сколько источников и потребителей.

Источник совместно с потребителем определяют производительность источника – количество информации, которую генерируют в единицу времени. Сумма производительностей всех источников определяет пропускную способность остальной части телекоммуникационной системы, которая должна быть больше суммарной производительности всех источников. Остальная часть телекоммуникационной системы без подсистемы источник-потребитель называется *радиолинией*.

2. Подсистема кодек источника

В передающей части системы:



На входе кодера источника (КК) первичный сигнал,
На выходе цифровое представление первичного сигнала

В приёмной части системы:



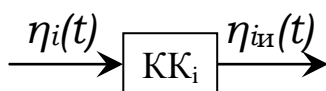
На входе декодера источника (ДКК) оценка цифрового представления первичного сигнала,
На выходе возможна оценка первичного сигнала, если он нужен потребителю

Рис.4

Количество таких подсистем формально такое же, как и количество источников.

3. Подсистема кодек канала

В передающей части системы:



На входе кодера канала (КК) первичный сигнал,
На выходе цифровое представление первичного сигнала

В приёмной части системы:



На входе декодера канала (ДКК) первичный сигнал,
На выходе цифровое представление первичного сигнала

Рис.5

Количество кодеков канала равно количеству источников.

В зависимости от принципа построения телекоммуникационной системы кодек канала может быть у каждого источника либо общим для всех источников:



Рис.6

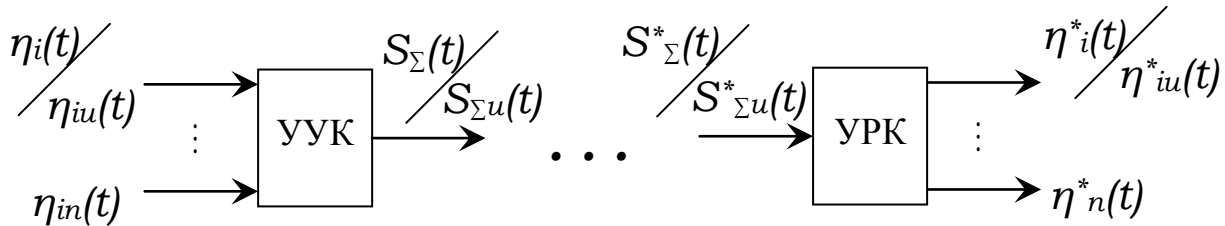
В данном случае кодек канала является общим для группового сигнала.

Чаще используется вариант общего кодека (экономия на количестве КК и ДКК).

4. Подсистема уплотнения/разделения каналов

В передающей части системы:

В приёмной части системы:



На вход устройства уплотнения каналов (УУК) поступает либо просто цифровое представление первичного сигнала, либо избыточное цифровое представление первичного сигнала.
На выходе – групповой сигнал, либо групповой избыточный сигнал.

На вход устройства разделения каналов (УРК) поступает либо оценка группового сигнала, либо оценка группового избыточного сигнала.
На выходе – оценка цифрового представления первичного сигнала, либо избыточное цифровое представление первичного сигнала

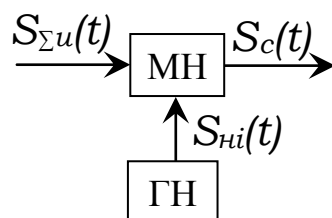
Рис.7

Подсистема уплотнения/разделения каналов общая для множества источников, если они локализованы. При радиодоступе уплотнение каналов осуществляется формированием группового сигнала в ЭМП в пределах общей полосы частот.

5. Подсистема модем (модулятор, демодулятор) радиолинии

В передающей части системы:

В приёмной части системы:



На вход модулятора несущего сигнала (МН) – групповой избыточный сигнал.
На выходе – радиосигнал.



На вход демодулятора несущего сигнала (ДН), который состоит из демодулятора огибающей (ДО) и регенератора символов (РС) – радиосигнал.
На выходе – оценка группового избыточного сигнала.

Рис.8

Если источники и потребители локализованы, то модем один. Если не локализованы, то модемов столько сколько источников.

6. Среда передачи

В передающей части системы:

В приёмной части системы:

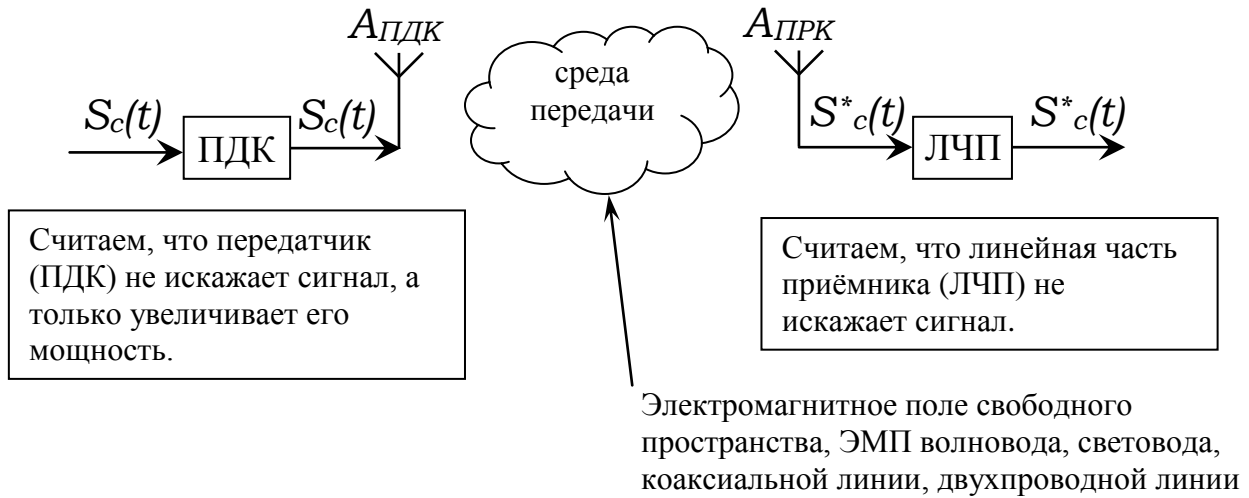


Рис.9

7. Подсистема синхронизации

В передающей части системы:

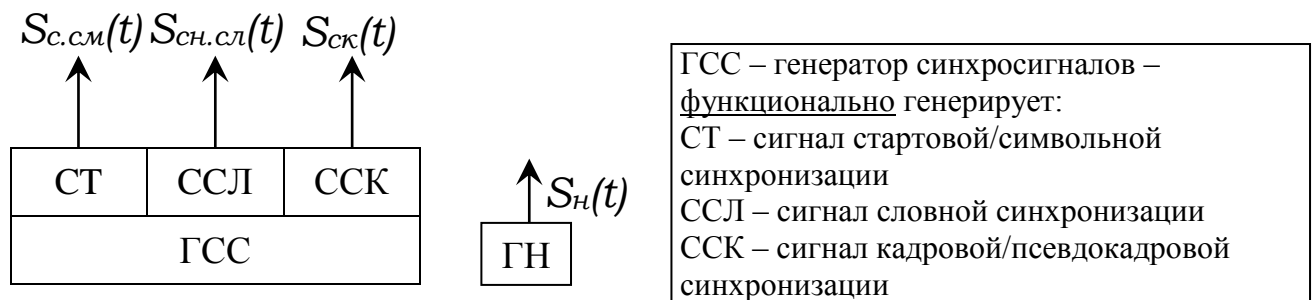


Рис.10

Функционально потому что сигнал синхронизации слов может формироваться в кодере канала. В состав подсистемы синхронизации в передающей части условно входит и генератор несущего сигнала (ГН).

В приёмной части системы:

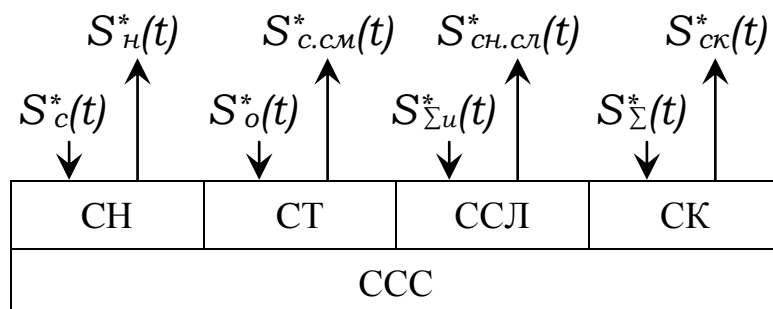


Рис.11

ССС – селектор синхросигналов – состоит из четырёх частей:

СН – селектор спектральной компоненты несущего сигнала. На входе оценка радиосигнала, на выходе оценка спектральной компоненты несущего сигнала.

СТ – селектор стартового/символьного синхросигнала. На входе оценка сигнала огибающей, на выходе оценка символьного синхросигнала.

ССЛ – селектор словного синхросигнала. На входе оценка группового избыточного сигнала, на выходе сигнал кадровой/псевдокадровой синхронизации.

СК – селектор кадрового синхросигнала. На входе оценка группового синхросигнала, на выходе оценка синхросигнала кадрового.

Сигнал синхронизации символов (тактовый) поступает во все устройства передающей части системы, начиная с кодера источника.

Сигнал словной синхронизации включается в состав кодовых слов – либо в отдельном устройстве, либо в кодере канала.

Сигнал синхронизации кадров включается в групповой сигнал в устройстве уплотнения каналов.

Сигнал несущей используется в модуляторе несущего сигнала.

Т.о. в радиосигнале формируется спектральная компонента несущего сигнала либо создаётся возможность для её воспроизведения в приёмнике.

8. Подсистема обратный канал связи

В её состав входят элементы в приёмной и передающей части системы, которые были указаны в начале лекции.

Представление о дуплексной телекоммуникационной системе.

Обычно в современных телекоммуникационных системах подавляющее большинство источников являются и потребителями информации. Такие интегрированные источники и потребители называют *абонентами телекоммуникационной системы*. Поэтому телекоммуникационная система строится по дуплексному принципу, т.е. у каждого абонента должен быть и кодер источника, и декодер канала, и модем канала, и декодер канала, и т.д.

Упрощённая функциональная схема дуплексной телекоммуникационной системы.

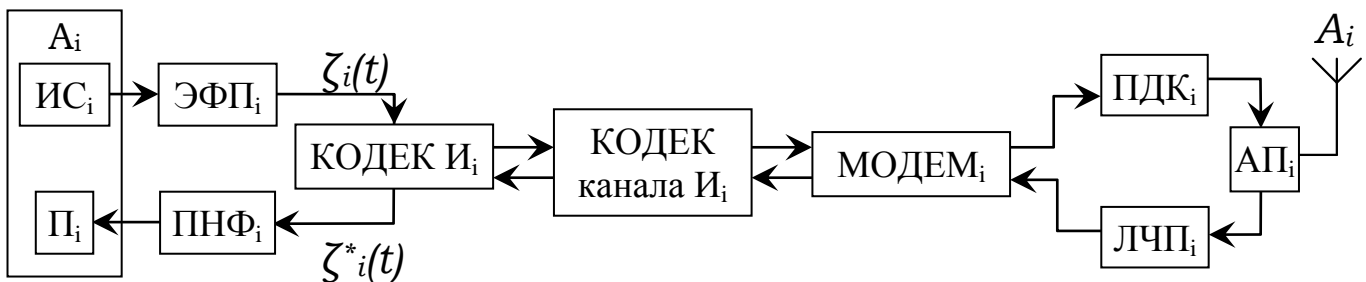


Рис.12

i -тый источник и i -тый потребитель интегрированные как i -тый абонент. Чаще всего интегрировать ЭФП и ПНФ не представляется возможным.

АП – антенный переключатель.

Когда абоненты локализованы в группы:

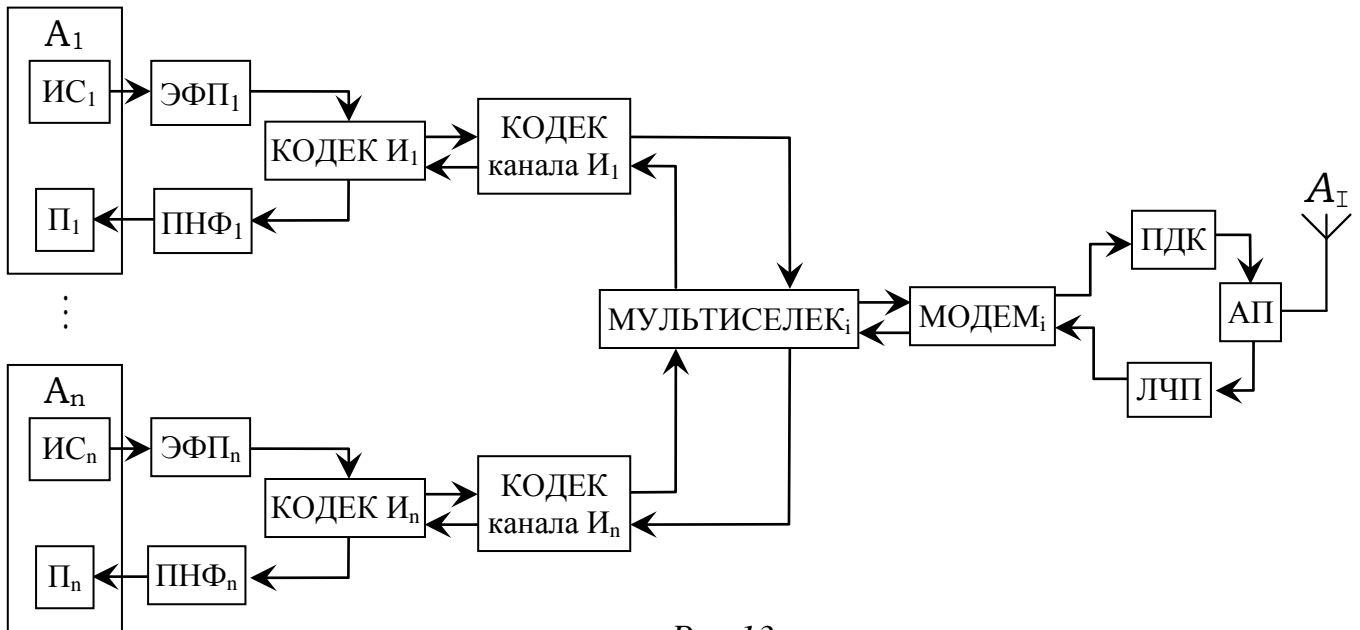
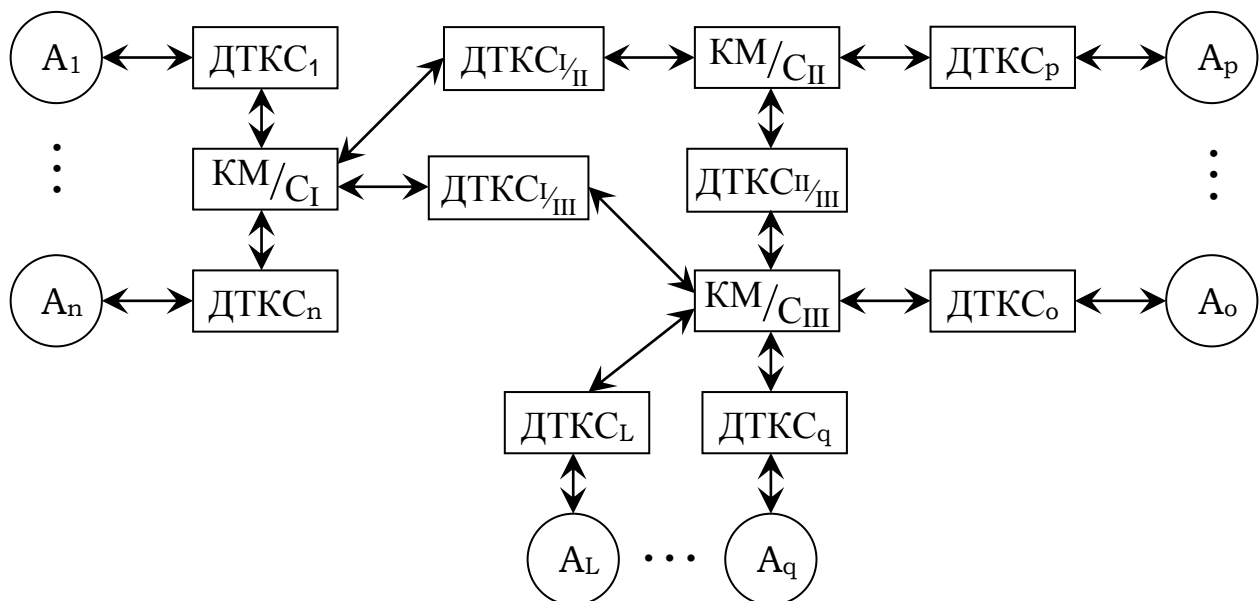


Рис.13

Мультиसेлек – мультиплексор-селектор.

Имея дуплексные телекоммуникационной системы, можем строить сеть телекоммуникации, которая предоставляет абонентам комплекс телекоммуникационных услуг.

Фрагмент сети



А – абонент
ДТКС – дуплексная телекоммуникационная система
KM/C – коммутатор-маршрутизатор, содержащий информационный сервер

Рис.14

Каждый KM с помощью ДТКС может быть связан с другими KM.

Информация от одного абонента к другому может поступить по разным путям.

KM выбирает наилучший в данный момент времени маршрут передачи информации, так чтобы доставка была самая дешёвая, и качество предоставления информационных услуг было приемлемо для всех абонентов.

Серверы (С) – хранилище информации – абонент может обратиться к КМ для извлечения необходимой информации.

Подсистема источник-потребитель.

Необходимо учитывать характеристики этой системы для проектирования радиолинии телекоммуникационной системы, т.е. при проектировании всех остальных элементов телекоммуникационной системы.

Источник с потребителем определяют требования к пропускной способности остальной части системы, требования к тому какой объём информации должен передаваться по остальной части системы, чтобы удовлетворить всех потребителей.

Пропускная способность определяется суммарной производительностью всех источников.

Производительность каждого **источника** определяется скоростью изменения состояния источника и требуемой точностью представления сведений потребителю (чем быстрее изменяется состояние источника и чем выше точность (или чем меньше ошибка, которая удовлетворяет требованиям потребителя), тем больше производительность источника).

Подсистема кодек источника.

Функция кодера источника – представление непрерывного первичного сигнала в цифровой форме, т.е. в виде последовательности символов какого-то цифрового алфавита, чаще всего двоичного. Для того чтобы представить непрерывный сигнал в цифровой форме необходимо осуществить процедуру дискретизацию по времени и квантование по уровню. В простейшем случае временная дискретизация осуществляется исходя из принципов теоремы Котельникова, с постоянным шагом/интервалом между дискретами. Квантование по уровню также осуществляется с постоянным шагом квантования. Такое представление легко реализуемо, но обладает множеством недостатков:

- В силу неограниченности спектра реальных первичных сигналов и ограниченности их временного существования применение теоремы Котельникова является некорректным, т.е. при этом возникает суммарная ошибка, оценить которую практически невозможно;
- При использовании равномерной временной дискретизации с постоянным интервалом, вследствие того, что все первичные сигналы не стационарны, постоянный интервал временной дискретизации приходится выбирать исходя из максимальной ширины спектра, вероятность которой очень маленькая, следовательно, при таком выборе интервала временной дискретизации в системе будет возникать большая избыточность, будут передаваться лишние значения первичного сигнала. Символы на выходе такого кодера, представляющие первичный сигнал будут статистически зависимы и не равновероятны. Поэтому в процессе кодирования источника стараются параллельно с процедурами временной дискретизации и квантования по уровню уменьшить логическую и статистическую избыточность, которые содержатся в первичном сигнале, т.е. стараются сделать так, чтобы последовательность символов на выходе кодера источника (КИ) представляла именно ту характеристику первичного сигнала, которую потребитель способен использовать для целенаправленных действий, представлялась с необходимой точностью и чтобы при этом эти символы были статистически не зависимы и равновероятны.

Представление об уменьшение логической избыточности в процессе кодирования источника

Общий принцип:

Необходимо оставить только то, что способен использовать потребитель. Представляем ту характеристику, которая интересует потребителя. И с той точностью, которую способен использовать потребитель.

Каждому потребителю требуется своя характеристика.

Уменьшение семантической/логической избыточности при передаче речевых сообщений.

Для сохранения разборчивости речи в телефонии необходима полоса 300–3000Гц.

Посчитаем реально необходимую полосу:

Пусть человек генерирует в секунду 5 символа.

В алфавите 32 буквы.

Для кодирования 32 букв необходимо 5 двоичных символов.

Итого в секунду 25 двоичных символов, следовательно, длительность одного символов $1/25$ секунды. Ширина основного лепестка будет 25 Гц.

Для реальной передачи речи более менее достаточно 25 Гц.

Почему же необходимы 3000Гц?

Потому что мы не учитываем, как воспринимает наш слуховой аппарат и как генерируется речь нашим звуковым аппаратом (ртом и гортанью).

Если это учесть, то можно существенно уменьшить требуемую полосу пропускания.

Передача речевого сигнала, сохранив его разборчивость (содержание) означает, что нужно передать какие-то сведения, которые позволили бы в пункте приёма регенерировать сигнал так, чтобы потребитель смог разобрать его содержание.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

**Представление о логическом уменьшении избыточности на примере
кодирования речевого сигнала.**

Идея логического уменьшения избыточности при передаче ??? сигнала родилась при исследовании формирования речевого сигнала речевым аппаратом человека. В гортани человека имеется два задающих генератора:

1. Генератор основного тона
генерирует квазипериодический сигнал:

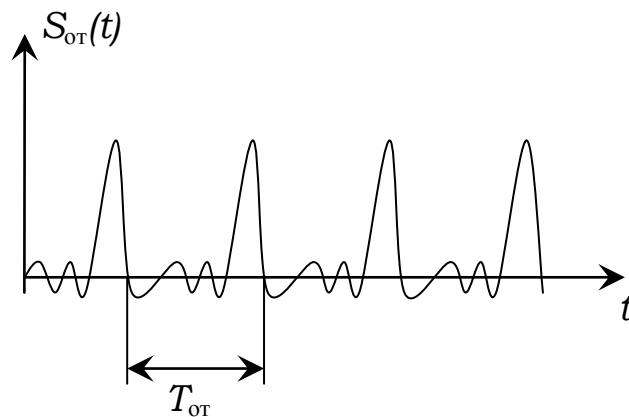


Рис.1

этот сигнал используется при генерации гласных и звонких согласных.

Частота основного тона связана с высотой голоса (тонкий – частота высокая, низкий – низкая).

$$f_{от} = \frac{1}{T_{от}} \quad (1)$$

2. Генератор шумоподобного сигнала:

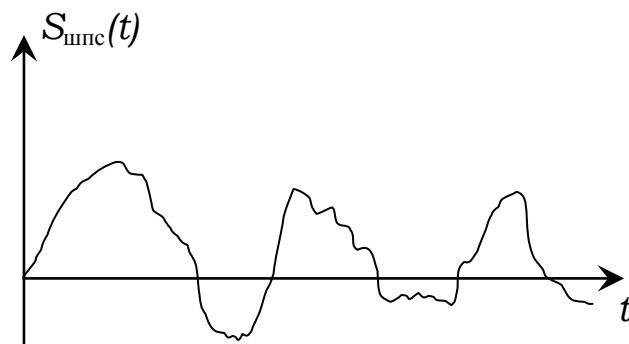


Рис.2

Используется для создания глухих согласных.

Формирование звуков происходит путём фильтрации сигнала с помощью объёмных резонаторов (эквивалент резонансного контура на определённых частотах) рта и гортани.

Эквивалентная частотная характеристика объёмного резонатора/фильтра будет иметь вид в зависимости от того, какой звук генерируется.

При генерации *гласных* и *звонких согласных*:

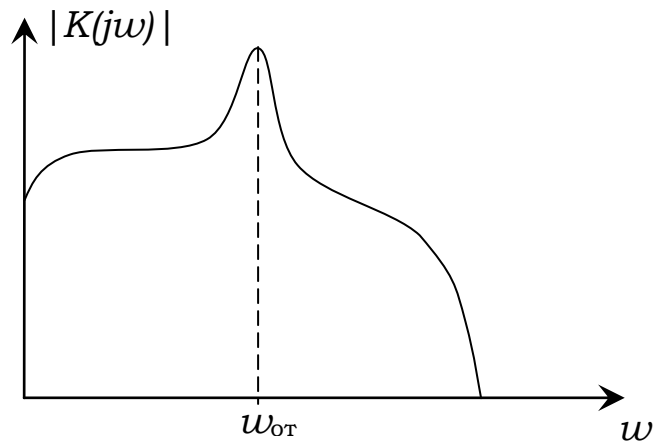


Рис.3

При генерации *глухих согласных*:

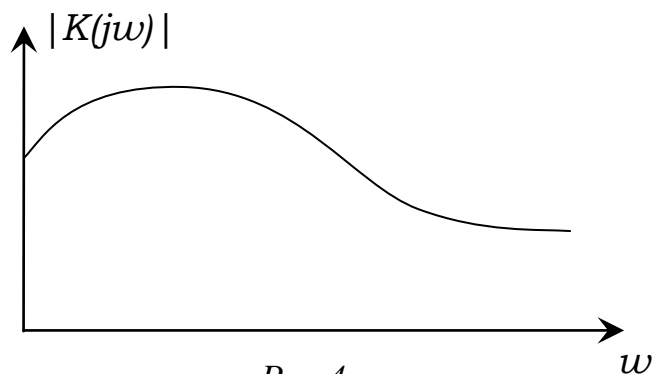


Рис.4

Форма спектра, которая получается на выходе после фильтрации, почти точно воспроизводит форму частотной характеристики объёмного резонатора.

Нет смысла, при необходимости сохранения разборчивости речи, передавать сам речевой сигнал, потому что при прямой передачи он требует полосу 3кГц, а для разборчивости достаточно 25Гц.

Для того чтобы воспроизвести речевой сигнал достаточно знать форму спектра и синтезировать речевой сигнал. В приёмной части системы, если мы знаем форму спектра и частоту основного тона, то можем генерировать основной тон, если передавалась гласная и звонкая согласная, если глухая согласная – сгенерировать шумоподобный сигнал. Потом построить фильтры в приёмной части системы и в зависимости от того, какая форма спектра передавать форму спектра того звука, который в данный момент сгенерировался и по форме спектра регенерировать/синтезировать соответствующий речевой сигнал. В этом состоит **сущность логического уменьшения избыточности** при передаче речевых сообщений.

Если необходимо сохранить **только разборчивость речи**, то в кодере источника следует измерить частоту основного тона и энергетический спектр речевого сигнала, и передать их вместо того, чтобы передавать реализацию речевого сигнала. А в приёмной части (декодере), используя знания формы спектра соответствующим образом построить фильтры и, используя моделирование речевого аппарата человека, синтезировать речевой сигнал. Такой принцип передачи речевого сигнала получил название **вокодер** (voice coder).

Оттенок голоса передаётся с помощью фазовых соотношений, а содержание речевого сигнала передаёт энергетический спектр.

Функциональная схема одного из простейших вокодеров

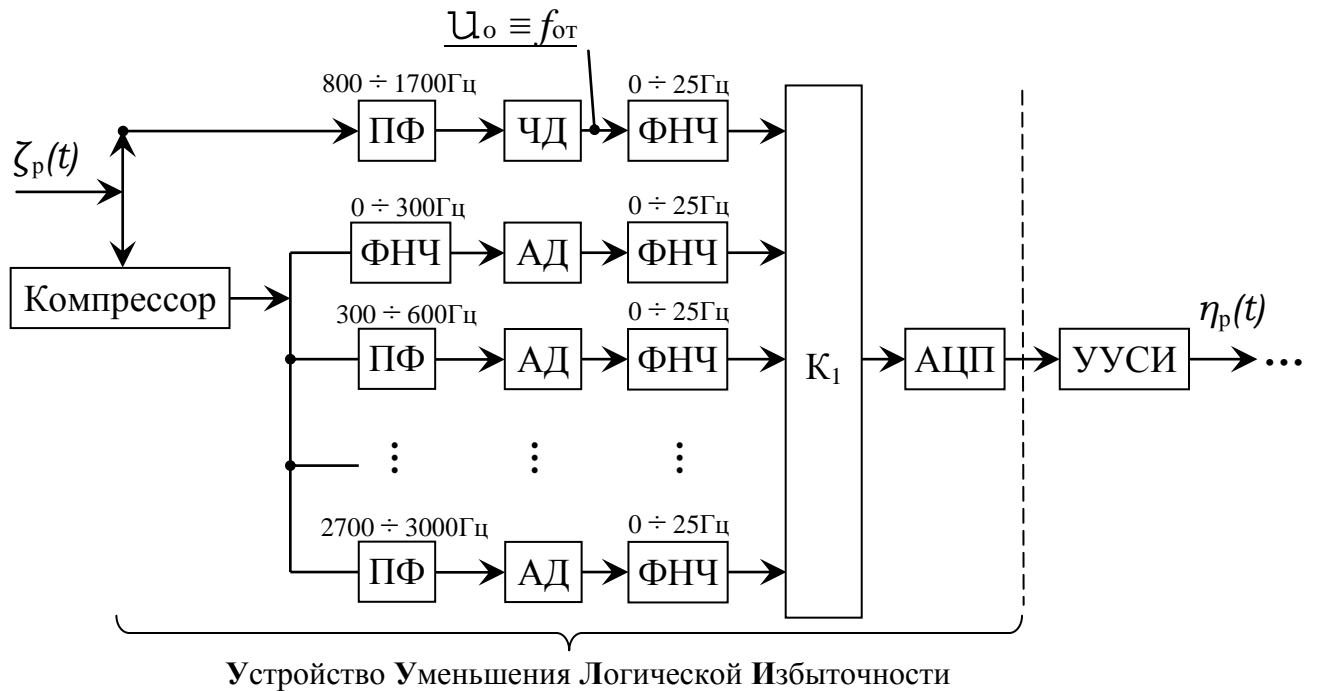


Рис.5

На вход поступает речевой сигнал, который получается на выходе электрофизического преобразователя – микрофона. Далее, прежде чем осуществить измерение спектральных характеристик уменьшают динамический диапазон речевого сигнала – ставят *компрессор* и измеряют частоту основного тона с помощью *полосового фильтра* (ПФ). 800 - 1700 Гц – частоты в пределах которых находится основной тон речевого сигнала различных людей. *Частотный дискриминатор* (ЧД) – устройство, которое измеряет частоту основного тона. На выходе ЧД получаем сигнал основного тона, который пропорционален частоте основного тона.

После компрессора ставят измеритель энергетического спектра (спектроанализатор) – "гребёнка фильтров" (множество фильтров, полосы пропускания которых перекрывают определённую полосу частот, в пределах которой необходимо измерить энергетический спектр). Чем более точно необходимо измерить спектр, тем больше фильтров необходимо и тем уже должна быть полоса пропускания каждого фильтра.

Для того чтобы синтезировать речевой сигнал с точностью до сохранения содержания в полосе 3кГц достаточно десяти фильтров с шагом 300 Гц.

Для того чтобы определить уровень сигнала пропорциональной мощности сигнала в полосе пропускания фильтра ставится *амплитудный детектор* (АД) (детектор огибающей).

Получаем одиннадцать сигналов: один формирует напряжение пропорциональное частоте основного тона ($U_o \equiv f_{от}$) и десять формируют точки энергетического спектра.

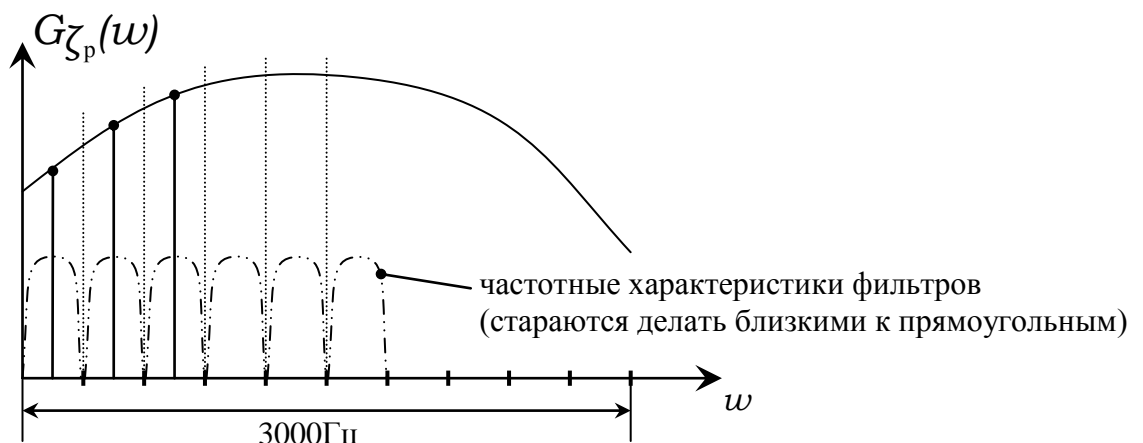


Рис.6

На выходе получаем десять значений энергетического спектра и одно значение пропорциональное основному тону. Далее эти значения передаются *методом временного уплотнения* (по очереди). Коммутатор K_1 формирует пакет. На выходе K_1 получаем одно значение пропорциональное частоте основного тона и десять значений пропорциональных значениям энергетического спектра, которые сформированы в пакет аналоговых значений. Далее эти значения в пакете преобразуют в цифровую форму (ставят АЦП). Далее может присутствовать устройство уменьшения статистической избыточности (УУСИ). На выходе имеем цифровое представление речевого сигнала $\eta_p(t)$. Это значение передаётся в приёмную часть системы.

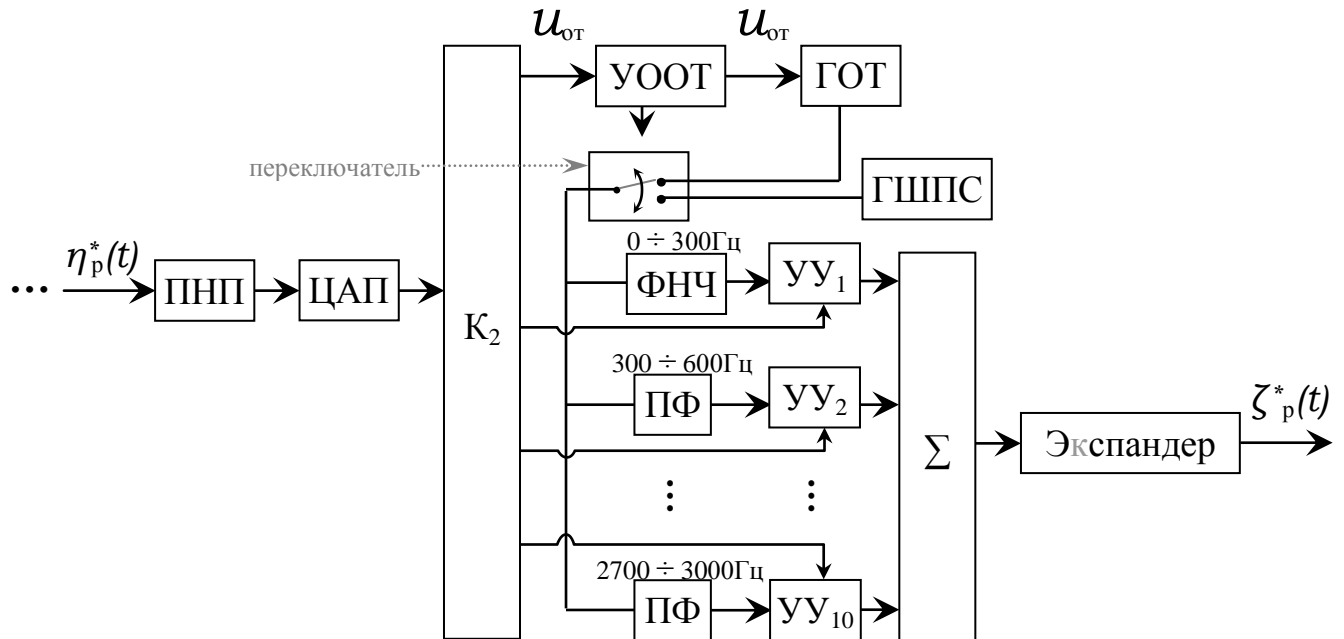


Рис.7

ПНП – предсказатель нулевого порядка (обратное преобразование по отношению к уменьшению статистической избыточности)
 ЦАП – цифроаналоговый преобразователь
 K_2 – коммутатор приёмной части системы

K_2 должен работать синхронно с K_1 , осуществляет распаковку пакета.

Первый канал:

$U_{от}$ поступает на *устройство обнаружения основного тона* (УООТ) – пороговое устройство, которое классифицирует принятый сигнал, к какой категории он относится: звонкие согласные/гласные, глухие согласные. Если уровень напряжения $U_{от}$ превышает некоторый порог, то это значит, что в спектре речевого сигнала содержится основной тон (либо гласная, либо звонкая согласная). В зависимости от того превышен или не превышен порог – идёт управление *переключателем*. Переключатель подключает к синтезатору речевого сигнала либо сигнал с выхода генератора основного тона (ГОТ), либо сигнал с выхода генератора шумоподобного сигнала (ГШПС). На ГОТ поступает $U_{от}$, которое управляет частотой ГОТ (подгоняет частоту ГОТ под частоту основного тона). *Синтезатор речевого сигнала* содержит столько же каналов, сколько имелось в спектроанализаторе. Каждый из каналов содержит активный фильтр.

Гребёнка ПФ синтезатора моделирует резонансный контур полости рта и гортани, т.е. интегрально общая частотная характеристика гребёнки фильтров должна соответствовать спектру передаваемого речевого сигнала. Для этого в каждом канале имеются *управляемые усилители* (УУ) – усилители с переменным коэффициентом передачи. Величина коэффициента передачи управляется уровнем спектра соответствующей полосы, т.е. сигналом, который передаётся по соответствующему каналу. С коммутатора K_2 поступают сигналы управления на фильтры. В результате суммарная частотная характеристика активного фильтра в каждый момент времени соответствует энергетическому спектру передаваемого сигнала.

Компрессор: динамический диапазон речевого сигнала достаточно велик. Если будем работать в пределах этого ДД, при фиксированной точности/шаге квантования, то понадобится много уровней квантования (чем больше уровней квантования, тем больше требуется разрядов в кодовом слове для передачи речевого сигнала). Чтобы уменьшить количество разрядов в кодовом слове, возникающее из-за большого диапазона речевого сигнала, выполняется предварительное нелинейное (устраняемое) преобразование речевого сигнала, с помощью которого уменьшают динамический диапазон.

В приёмной части осуществляется обратное – восстанавливается ДД с помощью экспандера.

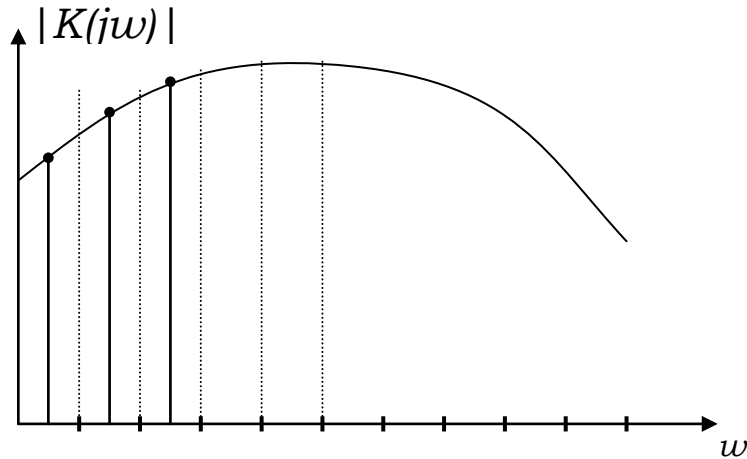


Рис.8

Сигнал с выходов всех УУ поступает на сумматор (Σ). С выхода сумматора поступает на *экспандер*, который осуществляет обратное преобразование относительно компрессии. На выходе получаем оценку речевого сигнала.

Как работает кодер и декодер речевого источника?

В каждый момент времени на вход кодера речевого сигнала поступает речевой сигнал соответствующий какому-то определённом звуку. Каждому звуку соответствует его энергетический спектр, который анализируется с помощью спектроанализатора: в первом канале определяется частота основного тона, в десяти следующих – значения энергетического спектра в полосе частот 3000 Гц.

Этот информационный пакет с временным уплотнением (по очереди по времени опрашивается коммутатор) формируется в общий пакет из 11 значений, которые далее преобразуются в цифровую форму и далее могут ещё уменьшаться в объёме, используя уменьшение статистической избыточности.

В приёмной части системы осуществляется обратное преобразование (ПНП, интерполяция, ЦАП), далее выделяются 11 значений в разных каналах: первый канал – канал основного тона.

41.00

Если передавался звук гласный или звонкий согласный, то уровень напряжения в канале основного тона будет выше порога и переключатель (рис.7) переключится в верхнее положение. И на синтезатор частот, который моделирует работу гортани человека, поступит сигнал основного тона. Гребёнка фильтров моделирует резонатор полости рта и гортань. Для того чтобы такое моделирование было корректным, необходимо чтобы суммарная частотная характеристика этой гребёнки фильтров соответствовала спектру речевого сигнала, который передавался в данный момент времени. Этому соответствия добиваются за счёт изменения коэффициентов передачи в каждый момент времени усилителей каналов гребёнки фильтров. Коэффициенты передачи изменяются в соответствии с уровнями сигналов на выходе спектроанализатора. Таким образом, за счёт такого построения получается, что энергетический спектр суммарного сигнала на выходе соответствует энергетическому спектру передаваемого сигнала. Это то, что обеспечивает разборчивость речи (какая буква передавалась).

Если отсутствует основной тон, т.е. если на уровень напряжения пропорционального частоте основного тона меньше порога, т.е. нет составляющей основного тона в спектре передаваемого

речевого сигнала, тогда переключатель переключается в нижнее положение и на синтезатор речи поступает шумоподобный сигнал, а всё остальное также получается. Фильтруется шумоподобный сигнал с помощью гребёнки фильтров, суммарная интегрированная частотная характеристика которых соответствует частотной характеристике объёмного резонатора полости рта и гортани.

В итоге получили уменьшение полосы частот примерно в 10 раз. 10 фильтров по 25 Гц и ещё 25 Гц – 275 Гц. Т.е. суммарная полоса, которая нам требуется для передачи 10 сигналов – 275 Гц.

Если бы передавали "в лоб" понадобилось бы 3000 Гц.

Сейчас существуют более совершенные вокодеры (уменьшение полосы в 40-50 раз по отношению к 3000 Гц.)

45.00

Передача изображений

На экране монитора картинка состоит из пикселей. Благодаря тому, что разрешающая способность зрения не бесконечна, это позволяет сэкономить – передавать ограниченное количество точек и при этом создаётся впечатление непрерывности изображения.

Для передачи ч/б подвижного изображения нужна полоса 7 МГц, цветное – 8.5-10 МГц.

Для телеконференций, уменьшая логическую избыточность, – 65 кГц.

Когда осуществляют испытания нового летательного аппарата (ЛА), крайне важно узнать реакции ЛА на различные возмущения, потому что на своём пути он встречает различные препятствия (различная плотность атмосферы).

Для исследования этих процессов ставят т.н. **телеметрическую систему**, с помощью которой изучают реакцию ЛА на различные вариации ударных возмущений.

ЛА как и любая физическая система – система инерционная.

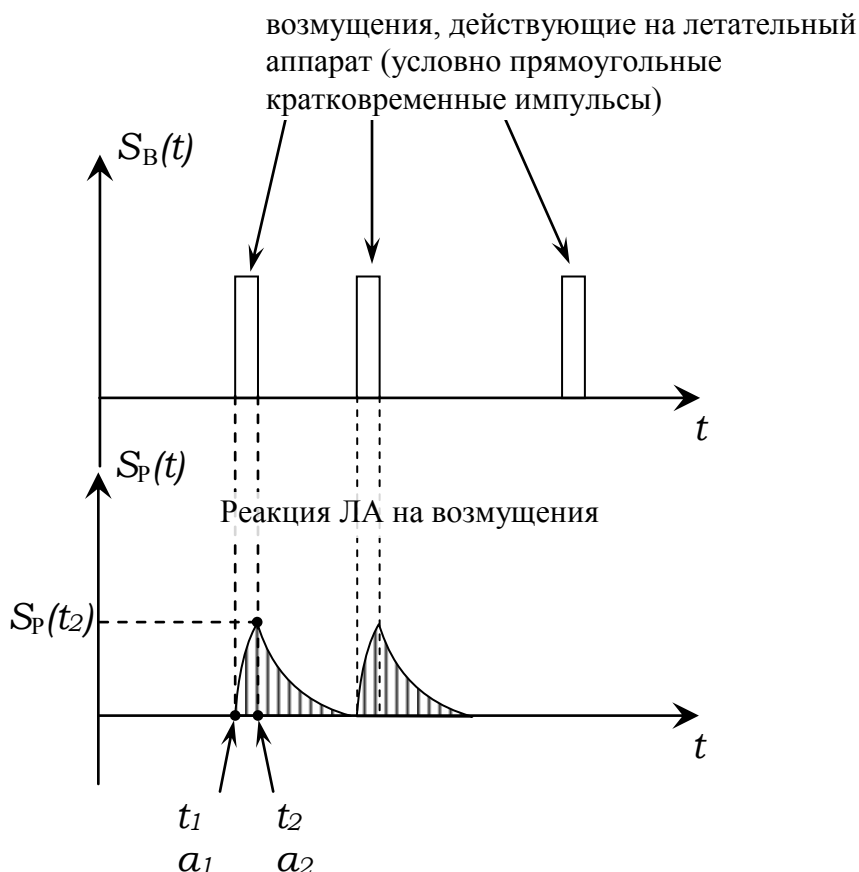


Рис.9

Будут фронт нарастания и фронт спада. Для того чтобы передать сигнал-реакцию на пункт наблюдения потребуется много точек, т.е. требуется огромная пропускная способность телеметрической телекоммуникационной системы, что крайне нежелательно. Исходят из следующей логики: поскольку ЛА является системой инерционной, то форма импульса реакции с хорошей степенью точности аппроксимируется экспонентами. Т.о. имеем: нужно знать момент начала t_1 , коэффициент характеристики a_1 характеризует экспоненту нарастания или переднего фронта импульса, нужно знать момент начала спада t_2 , уровень в момент начала спада $S_p(t_2)$ и коэффициент спадающей экспоненты a_2 , т.е. необходимо передать только пять параметров. t_1 получается с помощью порогового устройства, t_2 – происходит изменение знака производной (нарастающего – положительная, спадающего – отрицательная). Коэффициенты измеряются до передачи.

Уменьшение статистической избыточности в процессе кодирования источника.

Причины статистической избыточности:

1. из-за инерционности источника значения первичного сигнала статистически зависимы друг от друга,
2. в силу природы источника значения первичного сигнала не равновероятны.

На выходе кодера источника (КИ) желательно получить последовательность символов цифрового алфавита, которые представляют первичный сигнал с необходимой точностью и вместе с тем являются статистически независимыми и равновероятными.

Поэтому в процессе кодирования источника для устранения/уменьшения статистической избыточности желательно осуществить два процесса:

1. Процесс разрушения/уменьшения статистических зависимостей между символами
2. Процесс "выравнивания вероятностей символов"

Обычно процедуру уменьшения статистических зависимостей между символами объединяют с временной дискретизацией первичного сигнала. Наиболее распространёнными методами являются методы экстраполяции (предсказания) и интерполяции.

Общая идея состоит в следующем:

Если есть первичный сигнал и какие-то значения этого сигнала уже переданы, и сохранены в памяти декодера источника (ДКИ), то в силу того что между значениями первичного сигнала имеются статистические зависимости, т.е. каждое значение содержит долю сведений обо всех остальных, то, используя эту долю сведений и накопив её, по переданным значениям можно предсказать последующие значения. Такое предсказание будет не точным, оно будет отличаться от истинного значения первичного сигнала, но если это различие не велико и удовлетворяет потребителя, то следующие значения первичного сигнала не имеет смысла передавать пока эта ситуация сохраняется.

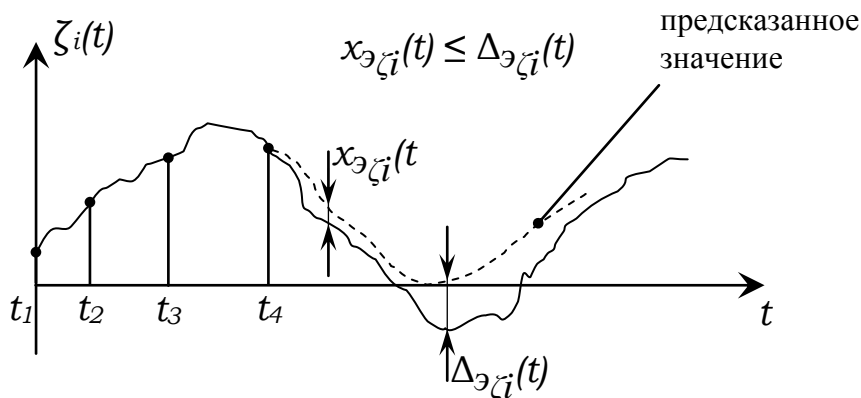


Рис.10

Различие между предсказанным и истинным – ошибка экстраполяции $x_{\Delta\zeta_i}$. Если эта ошибка не превышает допустимое значение – апертуру экстраполяции $\Delta_{\Delta\zeta_i}$, то передавать следующие значения не имеет смысла.

Там где ошибка достигает значения апертуры $\Delta_{\Delta\zeta_i}$ – в этой точке необходимо передать следующее значение первичного сигнала.

Эта логика может быть использована для временной дискретизации первичного сигнала: каждое последующее дискретное значение выбирается только в тот момент, когда ошибка экстраполяции достигает уровня апертуры, пока она меньше уровня апертуры значение не передаётся.

Вопрос в том, как сформировать на основе переданных значений предсказанные значения?

Для этих целей используются *алгоритмы полиномиального предсказания*.

Эти алгоритмы используют представление непрерывной функции в виде полиномиального ряда в окрестностях некоторой точки.

Последнее переданное значение t_4 . После этого идёт некоторое текущее время $t_4 + \theta$.

θ – интервал времени между последней точкой и дальнейшим кодом.

Предсказание (приближённое значение функции в окрестностях точки t_4) $\zeta_i(t_4 + \theta)$ может быть представлено:

$$\zeta_i(t_4 + \theta) = \zeta_i(t_4) + \frac{\zeta_i'(t_4)}{1!} \cdot \theta + \frac{\zeta_i''(t_4)}{2!} \cdot \theta^2 + \frac{\zeta_i'''(t_4)}{3!} \cdot \theta^3 + \dots \quad (2)$$

Это предсказание значения функции в точке θ .

Можно решить, что необходимо передавать значения производных, но в устройство экстраполяции, используемое для уменьшения статистических зависимостей, значения производных не передаются. Значения производных определяют приближённо на основе уже переданных значений первичного сигнала, используя т.н. *конечные разности*:

$$\begin{aligned} \zeta_i'(t_4) &\approx \frac{\zeta_i(t_4) - \zeta_i(t_3)}{t_4 - t_3}; \\ \zeta_i''(t_4) &\approx \frac{\zeta_i'(t_4) - \zeta_i'(t_3)}{t_4 - t_3} \end{aligned} \quad (3)$$

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Конкретные примеры предсказателей

Предсказатели используются для решения двух интегрированных задач кодирования источника:

1. Уменьшение статистической зависимости между символами алфавита, который представляет первичный сигнал
2. Временная дискретизация первичного сигнала

На практике используются два варианта полиномиальных предсказателей:

1. нулевого порядка
2. первого порядка

Обычно требуется достаточно высокая точность дискретного представления первичного сигнала. Поэтому расстояние/интервал времени между дискретными значениями первичного сигнала, представляющими первичный сигнал, маленький. И на этих малых интервалах увеличение степени предсказания или количество членов предсказывающего ряда, что то же самое, выше первого порядка не существенно увеличивает эффект разрушения статистических зависимостей и в то же время существенно усложняет алгоритм.

Алгоритм предсказания первого порядка формально можно представить следующим образом:

$$\zeta_i(t + \theta) \cong \zeta_i(t) \quad (1)$$

t – момент времени последнего переданного отсчёта

θ – интервал предсказания

Предсказатель нулевого порядка

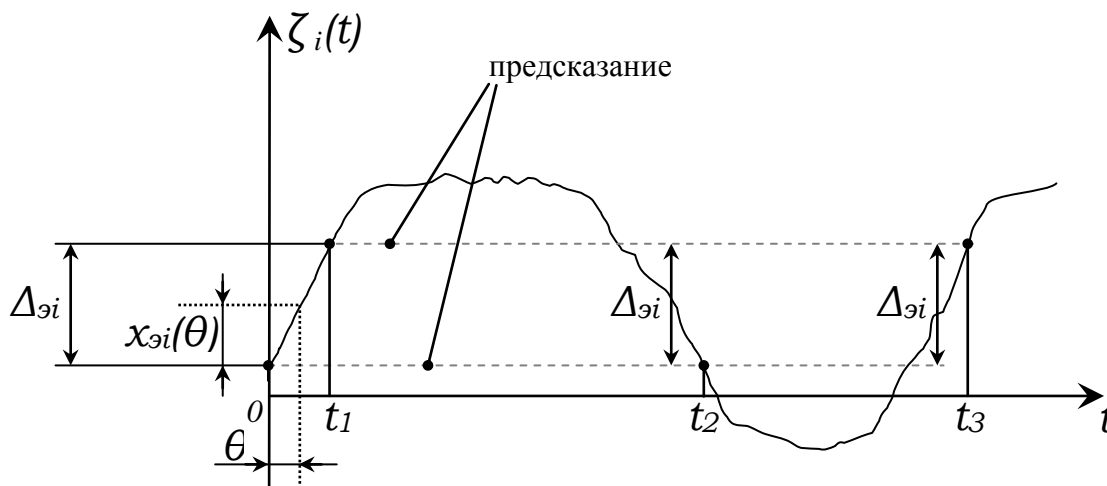


Рис.1

$\zeta_i(0 + \theta) \cong \zeta_i(0)$ – предсказание будет представлять собой прямую линию параллельную оси абсцисс.

$\zeta_i(0 + \theta) - \zeta_i(0) \cong x_{эi}(\theta)$ – ошибка предсказания

Пока выполняется $x_{эi}(\theta) \leq \Delta_{эi}$, следующее значение не передается.

Значение передается, когда ошибка предсказания достигает значения апертюры $\Delta_{эi}$.

В момент времени t_1 , когда ошибка достигла апертюры, происходит передача следующего значения.

$\zeta_i(t_1 + \theta) \cong \zeta_i(t_1)$ – предсказание будет представлять собой прямую линию параллельную оси абсцисс.

В момент времени t_2 , ошибка снова становится равной апертуре – происходит передача следующего значения.

В приёмнике вместо исходной кривой будет восстановлено:

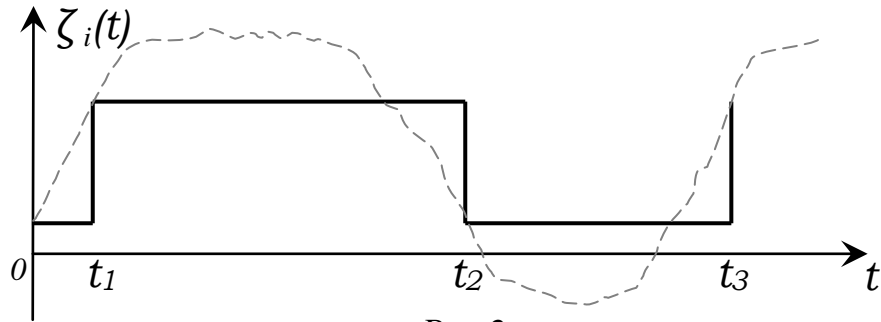


Рис.2

Ступенчатая кривая. Если сделать аперттуру меньше, отличие от исходной кривой будет меньше. Интервалы между переданными дискретами – случайные/переменные. Временная дискретизация осуществляется с переменным интервалом. Величина интервала между дискретными значениями зависит от скорости изменения процесса.

Любой предсказатель осуществляет адаптивную временную дискретизацию – приспособляющуюся к скорости изменения процесса/первичного сигнала.

Предсказатель первого порядка

Алгоритм предсказания первого порядка выглядит следующим образом:

$$\zeta_i(t + \theta) = \zeta_i(t) + \frac{\zeta'_i(t)}{1!} \cdot \theta, \quad (2)$$

$$\zeta'_i(t) = \frac{\zeta_i(t) - \zeta_i(t_{-1})}{\Delta t_{-1}}$$

Δt_{-1} – интервал между предшествующими значениями

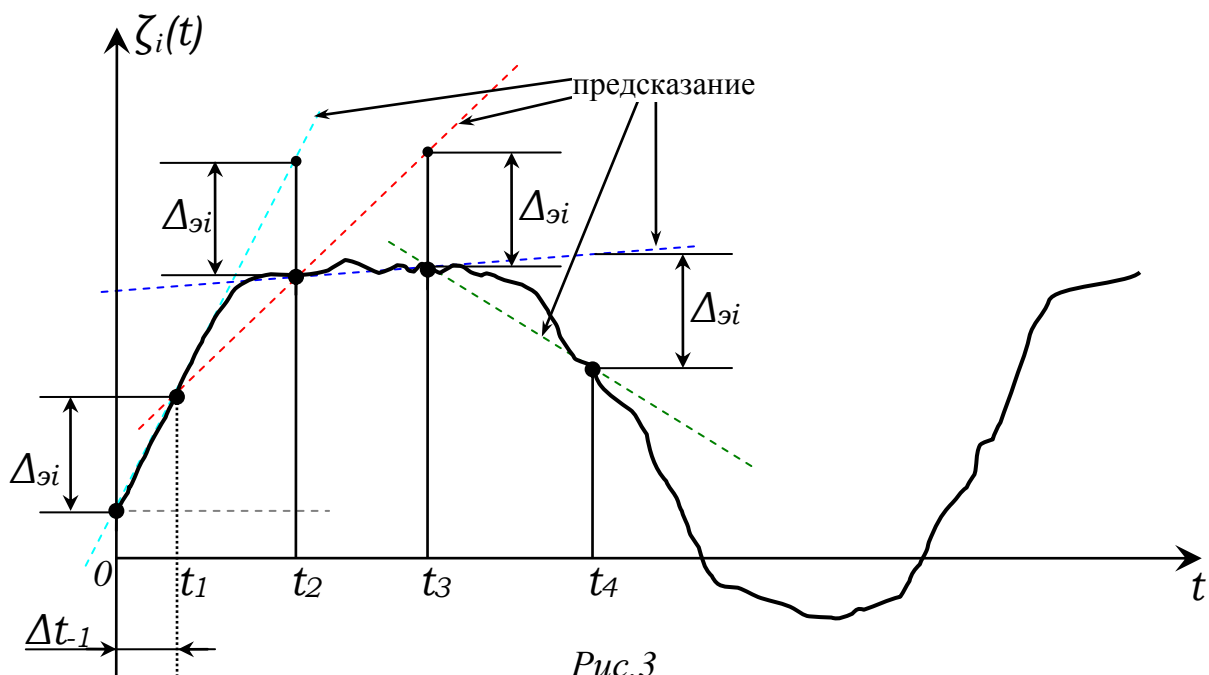


Рис.3

На первом интервале предсказатель первого порядка работает также как и предсказатель нулевого порядка, поскольку кроме одного отсчёта у нас ничего нет следовательно по одному значению мы можем осуществить только предсказание нулевого порядка.

Далее устанавливаем значение апертуры – $\Delta \varepsilon_i$

Когда появляется следующее значение, в соответствии с алгоритмом, предсказывающая прямая проводится через две точки и смотрим ошибку на следующем интервале по отношению к предсказывающей прямой. И когда ошибка станет равной апертуре (t_2), происходит передача следующего значения.

Следующая предсказывающая прямая проходит через точки t_1, t_2 . В точке t_3 ошибка достигает апертуры и передаётся следующее значение.

Восстановление первичного сигнала в декодере источника будет выглядеть:

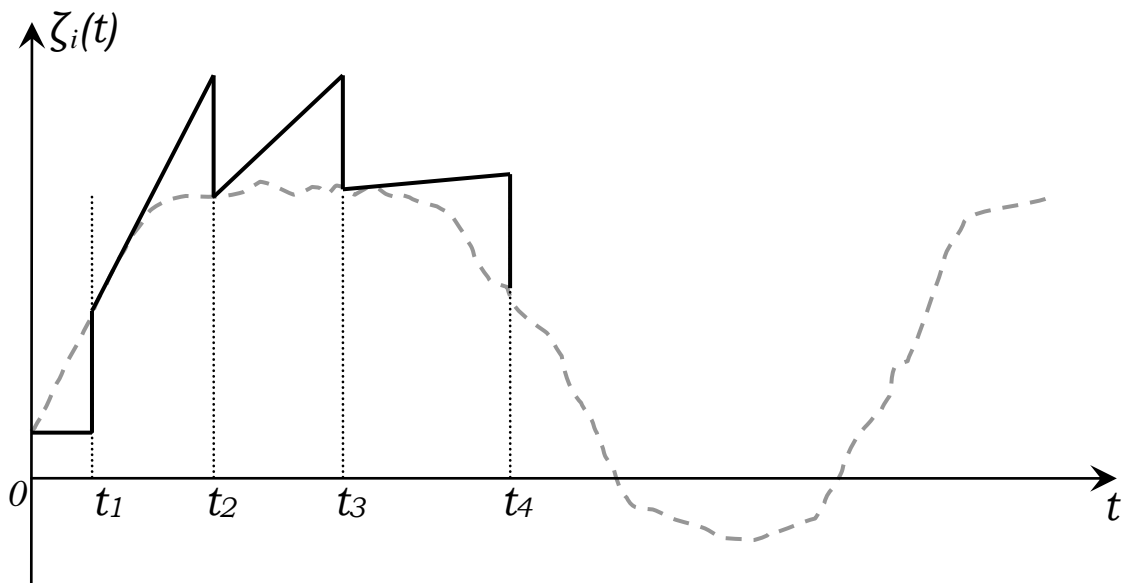


Рис.4

Зубчатая кривая немного ближе к исходной кривой, чем та, которая была при использовании предсказателя нулевого порядка.

Вторая категория устройств разрушения/уменьшения статистической зависимости:

Интерполяторы

Предсказатели для предсказания используют только те сведения, которые имеются/содержаться в предшествующих значениях первичного сигнала о последующих. В силу инерционности системы каждое значение содержит долю сведений и о предшествующих значениях, и о последующих.

Интерполяторы, в отличие от предсказателей, используют сведения о каких-то средних значениях первичного сигнала, содержащихся как в предшествующих, так и в последующих.

Отсюда следует особенность интерполяторов: прежде чем передавать какое-то очередное дискретное значение, представляющее первичный сигнал, нужно накопить последующие значения, провести анализ и каким-то образом представить первичный сигнал. Т.е.

экстраполяторы представляют сигнал в реальном масштабе времени/без задержки, а при использовании интерполяторов реальный масштаб времени нарушается – возникает задержка передачи дискретных значений, представляющих первичный сигнал, причём эта задержка случайна. Это обстоятельство создаёт неудобства, но поскольку сведений мы используем больше, т.е. используем сведения, содержащиеся и в предшествующих значениях первичного сигнала, и в последующих, то степень уменьшения статистических зависимостей получается более высокой. С

одной стороны проигрыш в нарушении реального масштаба времени, с другой стороны выигрыш в экономном представлении первичного сигнала.

Существует две категории интерполяторов:

1. интервалы, на которых анализируется значение первичного сигнала, выбираются *фиксированными/постоянными*
2. интервалы, на которых анализируется значение первичного сигнала, выбираются *переменные*

Вне зависимости от того, какая категория интерполяторов общий принцип один. Сущность принципа: при использовании экстраполяции мы дискретно представляли первичный сигнал значениями этого сигнала, т.е. на выход кодера источника через какие-то временные интервалы поступали значения первичного сигнала. При использовании интерполяции мы отрезок первичного сигнала на выбранном интервале времени представляем не дискретными значениями этого сигнала, т.е. передаём на выход кодера не дискретные значения первичного сигнала. На выбранном интервале времени отрезок непрерывного первичного сигнала представляется каким-то рядом. Это может быть полиномиальный ряд, ряд Фурье, гармонический и любой другой. "отрезок первичного сигнала обозначается каким-то рядом" – это обозначает, что отрезок реального первичного сигнала заменяется другой кривой, потому что ряд – это тоже кривая, но другая кривая. Степень близости представляющей кривой к реальному отрезку первичного сигнала естественно зависит и от типа используемого ряда, и от (при выбранном типе ряда) количества членов ряда, которые используются (чем больше членов ряда используется для представления, тем оно более точное). На каждом интервале мы выбираем такое количество членов ряда (минимальное), при котором точность представления отрезка реального первичного сигнала с помощью этого количества членов ряда ещё удовлетворяет потребителю. Вычисляем коэффициенты всех выбранных членов ряда и вместо передачи значения первичного сигнала передаём на последующем интервале времени значения этих коэффициентов. В декодере источника, поскольку тип ряда декодеру известен, используя принятые значения коэффициентов ряда, восстанавливается (приблизительно) соответствующий отрезок первичного сигнала.

36.30

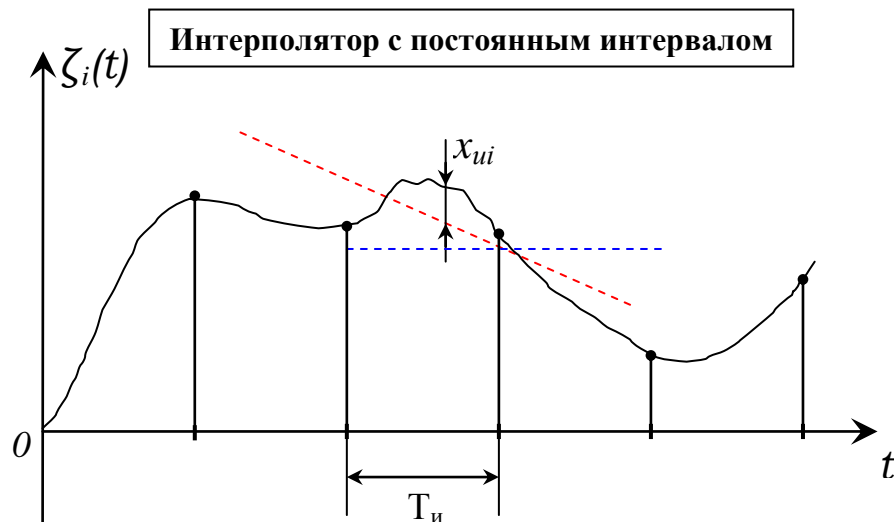


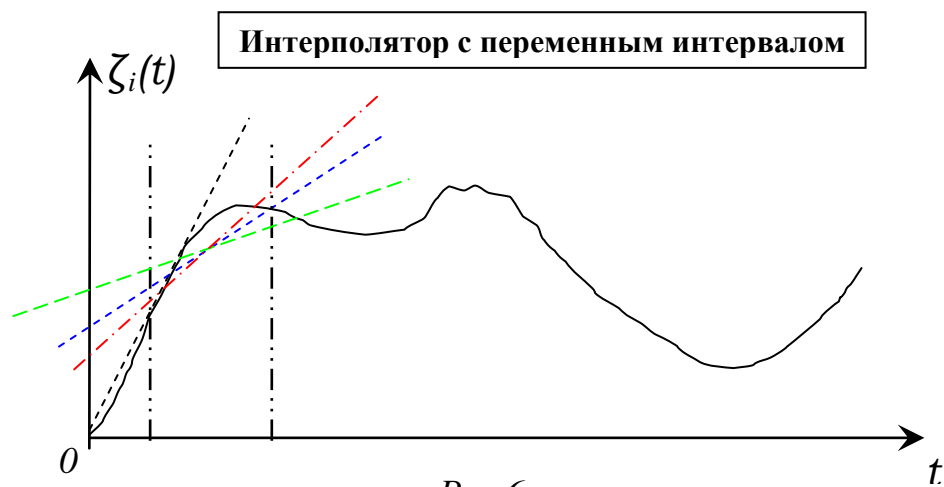
Рис.5

На каждом интервале интерполяции $T_{\text{и}}$ соответствующий отрезок первичного сигнала представляется рядом. На каждом интервале интерполяции подбирают такое минимальное число членов ряда, при котором наибольшая ошибка интерполяции x_{ui} на этом интервале ещё не превышает апертуры интерполяции.

Сначала нужно все значения отрезка накопить в памяти кодера источника. Начинаем с интерполятора нулевого порядка – представление кривой линией параллельной оси абсцисс. Можно по-разному её расположить. Ищем такое положение линии нулевого порядка, при котором наибольшая ошибка будет минимальной. Получили значение, сравниваем значение наибольшей

ошибки с апертурой интерполяции. Если при этом получилось, что наибольшая ошибка не превышает апертурой интерполяции, то нам достаточно предсказания нулевого порядка. Если оказалось, что даже при наилучшем значении прямой нулевого порядка наибольшая ошибка превышает апертурой, тогда переходим к интерполяции первого порядка. Начинаем "испытания" наклонной прямой: ищем такое положение наклонной прямой, при котором наибольшая ошибка минимальна. Если будем менять наклон, наибольшее отличие между прямой и кривой будет меняться и будет такое положение прямой, при котором наибольшая ошибка минимальна. Сравниваем наибольшую ошибку с апертурой интерполяции. Если наибольшая ошибка меньше апертурой интерполяции – значит нам достаточно двух членов ряда. В этом случае нужно передать значения, которые позволят воспроизвести эту прямую: начальное значение и значение, определяющее наклон. На этом же интервале мы передать не сможем, потому что на нём производим анализ. Передаём их на следующем интервале времени – возникает задержка.

Количество членов ряда будет зависеть от скорости изменения процесса.



В этом методе фиксируется число членов ряда (например 2 члена ряда). Далее путём постепенным "испытаний" ищем такой наибольший интервал, на котором наибольшая величина ошибки интерполяции при использовании этого фиксированного числа членов ряда ещё не превышает апертурой предсказания.

Предположим, что мы используем интерполяцию первого порядка. На первом интервале. Наибольшая ошибка интерполяции при наилучшем положении прямой к отрезку кривой получается меньше значения апертурой. Увеличиваем интервал. Ищем наилучшее положение прямой, при котором наибольшая ошибка минимальна. Сравниваем наибольшую ошибку с апертурой интерполяции. Если при этом достигли апертурой интерполяции, тогда передаём коэффициенты, определяющие положение интерполирующей прямой.

Если используем кривую второго порядка, то тогда будем искать положение параболы или гиперболы, наилучшее по отношению к интерполируемой кривой.

При интерполяции передаются не значения первичного сигнала, а на последующих интервалах передаются значения коэффициентов, которые позволяют воспроизвести интерполирующую кривую.

При таком варианте интерполяции интервал получается переменным. Он зависит от скорости изменения процессов. Количество передаваемых коэффициентов постоянно. Процесс медленно меняется – интервал больше, быстрее – меньше.

Можно сказать, что условный интервал дискретизации также меняется в зависимости от скорости процесса.

Условный интервал дискретизации – отношение интервала интерполяции к числу передаваемых коэффициентов.

В первом случае интервал интерполяции постоянный, меняется число коэффициентов, т.е. будет меняться условный интервал временной дискретизации.

Во втором случае количество коэффициентов постоянно, но меняется значение интервала интерполяции, также будет меняться условный интервал временной дискретизации.

Представление о "выравнивании" вероятности символов алфавитов в процессе кодирования источников.

Конечно, и значения первичного сигнала, полученные в результате работы экстраполятора, и значения коэффициентов, полученные в результате работы интерполятора, представляются в цифровом виде, т.е. квантуются по уровню.

Методы интерполяции, экстраполяции позволяют уменьшить статистические зависимости между символами двоичного алфавита, которые представляют с необходимой точностью первичный сигнал, но вероятности символов остаются различными. А для того чтобы экономно представлять первичный сигнал желательно, чтобы вероятности символом были одинаковы.

После осуществления процедур экстраполяции, интерполяции и последующего квантования и в результате получили цифровое представление первичного сигнала $\eta_i(t)$ в виде последовательности символов алфавита.

Предположим, что представили не двоичным алфавитом, а с помощью русского алфавита.

Имеем m -ичный алфавит.

$$\begin{array}{ccc} A_1 & \rightarrow & P_1 \\ A_2 & \rightarrow & P_2 \\ \vdots & \rightarrow & \vdots \\ A_m & \rightarrow & P_m \end{array} \quad (3)$$

В силу свойств источника вероятности этих символов (P) будут разными.

Пример о представлении картины Микеланджело в цифровом виде.

Берём фолиант Л.Н. Толстого "Война и мир". Необходимо представить его в цифровом виде с помощью двоичного кода. Символы русского алфавита равновероятные.

Для кодирования исходного алфавита нужно использовать кодовые слова переменной длины.

Буквы с большей вероятностью кодировать короткими кодовыми словами, с малой вероятностью – длинными кодовыми словами.

В таком случае представляющие символы будут почти равновероятными.

1.03.00

В реальной жизни выравнивания вероятностей используют только для т.н. *статистически устойчивых источников*, потому что для того чтобы его реализовать, нужно знать вероятности (3).

Для того чтобы применить этот подход нужно сначала измерить вероятности значений. А для этого требуется большой интервал времени исследований. А за это время исследований вероятности могут измениться. Поэтому в реальной жизни в большинстве применений методы выравнивания вероятностей не используются.

Функционально процесс кодирования источника (КИ) выглядит следующим образом:



Рис.7

Подсистема кодек канала

Включает кодер и декодер канала.

Целесообразность использования кодирования канала.

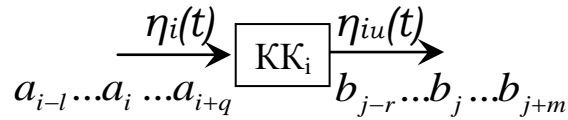


Рис.8

На вход кодера канала (КК) поступает цифровое представление первичного сигнала, которое представляет собой какую-то последовательность символов какого-то алфавита $a_{i-l}...a_i...a_{i+q}$. Каждый из этих символов имеет одну и ту же длительность $\tau_{св.вх}$. Средняя скорость поступления символов:

$$V_{вх} = \frac{1}{\tau_{св.вх}} \quad (4)$$

На выходе КК получаем избыточное цифровое представление первичного сигнала, которая представляет собой другую последовательность символов $b_{j-r}...b_j...b_{j+m}$.

Длительность символов другая – $\tau_{св.вых}$.

$$V_{вх} = \frac{1}{\tau_{св.вх}} < V_{вых} = \frac{1}{\tau_{св.вых}} \rightarrow \tau_{св.вых} < \tau_{св.вх} \quad (5)$$

Мощность передатчика $P_{ПДК}$ фиксирована.

Энергия символа:

$$\mathcal{E}_{см} = P_{ПДК} \cdot \tau_{см} \quad (6)$$

Энергия символа, вследствие уменьшения длительности символа при кодировании канала, уменьшается. Т.е. кодер канала уменьшает энергию символа.

Вероятность ошибочного приёма символа зависит от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума (спш).

$$P_{ош.см} = \Phi\{\rho_{12}; \frac{\mathcal{E}_{см}}{C_{шш}}\} \quad (7)$$

Чем меньше отношение энергии к спектральной плотности шума, тем вероятность больше. Получается КК увеличивает вероятность ошибочного приёма символа.

Смысл его [КК] применения есть тогда, когда избыточность будет окупать потери вероятности ошибочного приёма символа, т.е. если выигрыш за счёт исправления ошибок будет больше, чем проигрыш за счёт потери энергии символа.

Попытаемся понять в чём сущность выигрыша.

Ошибки возникающие в канале передачи независимы друг от друга.

Будем считать, что мы рассматриваем вариант линейного блочного систематического кода.

Блочный код – код, процедуры кодирования и декодирования в котором осуществляются блоками.

Предположим, что в блоке имеется количество информационных символов $K_{и}$.

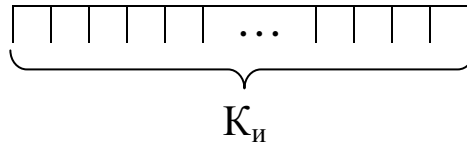


Рис.9

Если ошибки независимы, то в этом блоке могут возникать различного типа ошибки: однократные, двукратные и т.д.

Вероятность любой l -кратной ошибки в кодом слове из $K_{и}$ символов:

$$P_{ош.см}^l \cdot (1 - P_{ош.см})^{K_{и}-l} \quad (8)$$

Вероятность всех l -кратных ошибок:

$$C_{K_{и}}^l \cdot P_{ош.см}^l \cdot (1 - P_{ош.см})^{K_{и}-l} \quad (9)$$

Вероятность любой ошибки в этом кодовом слове из $K_{и}$ символов:

$$P_{ош} = \sum_{l=1}^{K_{и}} C_{K_{и}}^l \cdot P_{ош.см}^l \cdot (1 - P_{ош.см})^{K_{и}-l} \quad (10)$$

За счёт кодирования канала $P_{ош.см}$ увеличивается.

Но если кодер канала вносит такую избыточность, что позволяет исправить однократные ошибки,

то в этой сумме уже будет не от $l = 1$, а от $l = 2$. Т.е. сумма с увеличением $P_{ош.см}$ уменьшается.

Если результат таков, что в целом сумма уменьшается, то смысл использования кодирования канала есть. Если же сумма не изменяется или увеличивается, тогда смысла использования кодирования канал нет.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Соотношение суммарной вероятности ошибки в кодовом слове приведено для случая линейных блочных систематических кодов.

Такое соотношение имеет место для любого кода.

Оценка целесообразности применения избыточного кода – не вообще для любого кода, а для конкретного кода. Берём конкретный код, исследуем, если не подходит берём другой и до тех пор пока найдём нужное решение. К сожалению, нет решения типа синтеза.

При оценке эффективности применения избыточного кода приходится решать, кроме рассмотренной ранее оценки, следующие вопросы:

1. Оценка с точки зрения возникающей вероятности ошибки – Остаточная вероятность возникающей ошибки
2. Проблема сложности реализации кодирующего и декодирующего устройства (кодера, декодера канала). Потому что за применение избыточного кода платим не только сокращением длительности символа, но и определённым усложнением в приёмной и передающей части телекоммуникационной системы.

Краткая классификация избыточных кодов

Существует огромное множество избыточных кодов. Они в основном созданы эвристически, т.е. придуманы инженерами различные варианты кодов.

Все коды разделяются на:

1. **без/не избыточные** – если все кодовые комбинации кода используются для передачи полезных сообщений
2. **избыточные** – если из всех возможных кодов только часть используются для передачи полезных сообщений

Все кодовые комбинации, которые используются для передачи сообщений, содержащих информацию, называют *разрешёнными кодовыми комбинациями*.

Все кодовые комбинации, которые не используются для передачи сообщений, содержащих информацию, называют *запрещёнными кодовыми комбинациями*.

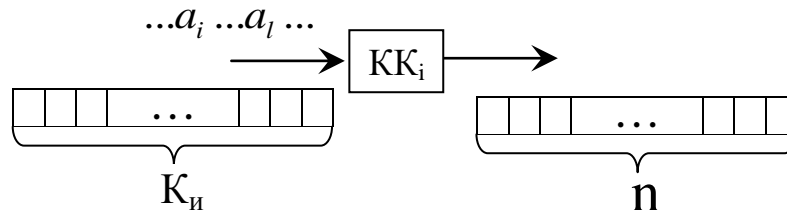
Если декодеру известно, какие комбинации разрешённые, а какие запрещённые и если на вход декодера поступила запрещённая комбинация, то это означает, что возникла ошибка при передаче. Разрешённая кодовая комбинация в результате воздействия помех трансформировалась в запрещённую кодовую комбинацию.

Если для каждой разрешённой кодовой комбинации сформировать некую область или подмножество запрещённых кодовых комбинаций, в одну из которых может преобразоваться эта разрешённая комбинация в результате воздействия шумовых помех с наибольшей вероятностью, то это даст возможность исправлять ошибки. Декодеру известны эти подмножества. Если на вход декодера поступила кодовая комбинация, принадлежащая к подмножеству определённое запрещённой, то декодер преобразует эту запрещённую комбинация в соответствующую разрешённую.

Все избыточные коды разделяют на два крупных класса:

1. **Блочные коды** – такой код, процедуры кодирования и декодирования в котором осуществляются по блокам

Входное множество символов $\dots a_i \dots a_l \dots$ разбивается на блоки по K_i символов в каждом блоке. На выходе формируется блок из n символов.



$$K_i < n$$

$$n = K_i + r$$

Рис.1

В кодер канала сразу поступает блок и этот блок преобразуется в другой блок и потом осуществляется кодирование следующего блока.

В декодере канала в процессе преобразования обнаруживается и исправляется часть ошибок

2. Непрерывные (цепные) коды

Формально **на каждом такте кодирования** непрерывных кодов на вход кодера поступает блок символов.

В блочном коде на вход кодера поступил блок и все символы преобразуются единожды. В цепных кодах поступивший блок участвует в процедуре кодирования и декодирования несколько раз.

При цепном кодировании в кодовом канале имеется регистр сдвига, который состоит из множества "ячеек" q . На вход регистра сдвига поступает пакет символов, состоящий из c символов, при этом $c < q$.

В каждом такте поступившие символы перемещаются (\dashrightarrow) по регистру сдвига.

Регистр памяти – элемент памяти, в котором возможно перемещение.

На каждом такте все символы преобразуются в преобразователе.

На каждом такте на поступивших c символов формируется партия, состоящая из d символов.

Процедура кодирования осуществляется непрерывно. Поступила партия из c символов – сформировалась партия из d символов, поступила новая партия из c символов, сдвинула предыдущую, сформировалась новая партия из d и т.д.

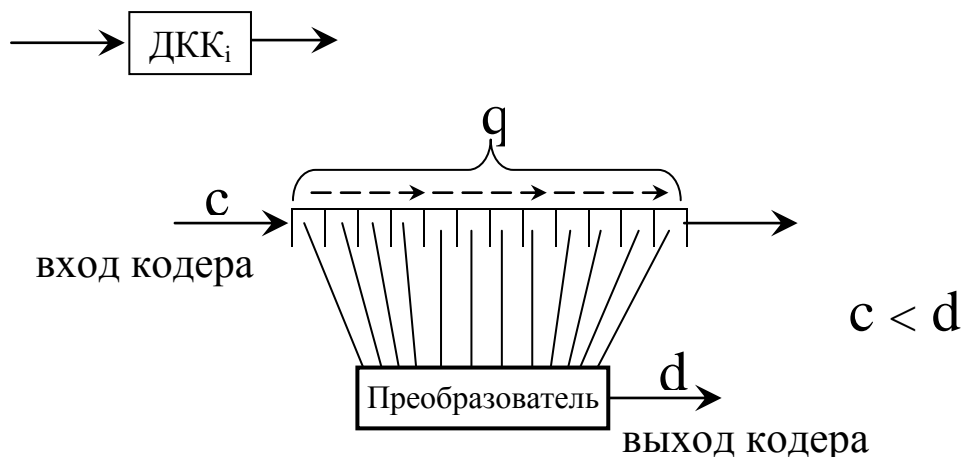


Рис.2

Через число тактов q/c первая партия символов вытолкнется из регистра сдвига и больше в процедуре кодирования участвовать не будет.

Если процедуры кодирования и декодирования линейные, то такие коды называются линейными.

Если хотя бы одна из процедур нелинейная, то такие коды называются нелинейными.

И блочные и цепные коды могут быть линейными и нелинейными.

Все перечисленные коды могут быть:

- **Систематическими** – если в выходной последовательности кода входные информационные символы сохраняются без изменения, а к ним в результате кодирования каким-то образом добавляются избыточные символы.

На примере блочного кода это обозначает, что если на вход поступило K_i символом, то на выходе все K_i сохраняются, а r избыточных символов добавлено каким-либо образом.

- **Несистематическими**

- **Разделимые коды** – если в выходной последовательности символов кодера канала (КК) позиции информационных и избыточных символов фиксированы, т.е. не изменяются в процессе работы кодера. В противном случае – **неразделимые коды**.

К этой классификации кодов следует добавить некоторые коды, которые по существу являются составными из всех перечисленных:

Каскадные коды

Процедура кодирования осуществляется несколько раз.

На примере блочного кодирования:

В кодере канала блок из K_i символов преобразовали в n символов, добавив r избыточных символов. Полученный блок можно считать новым информационным блоком K_{i2} и повторить процедуру кодирования – поставить ещё один кодер канала (КК).

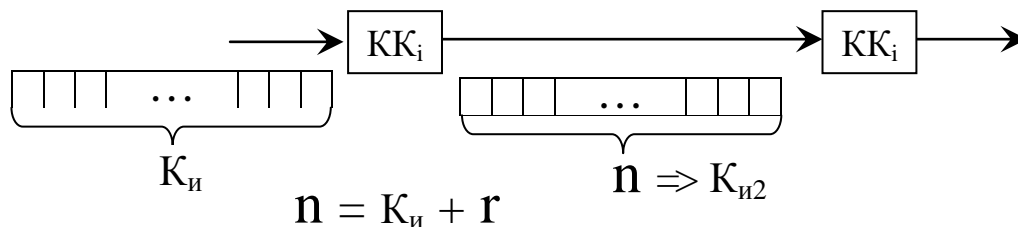


Рис.3

Кодеры перемежения.

Существуют различные варианты возникновения ошибок. Есть т.н. независимые ошибки. Есть также пакетные/зависимые ошибки: замирание сигнала – на коротких волнах излучаемый сигнал передатчика проходит к приёмнику по разным путям, т.е. на вход одно и то же сообщение передаётся разными путями, разными по длине – временное запаздывание различное. И когда много лучей поступает на вход приёмной антенны, то они формируют некий результирующий сигнал, уровень которого зависит от того с какими фазами придут сигналы.

Предположим, что сигнал проходит по двум путям так, что один сигнал приходит с нулевой фазой, а другой с фазой π радиан – получается ноль.

Когда много лучей высока вероятность, что они будут подавлять друг друга.

В результате замираний искажается целый пакет символов. Для исправления требуется очень большая корректирующая способность кода или избыточность.

Для того чтобы исправить t -кратную ошибку в блочном коде необходимо кодовое расстояние L :

$$L = 2t + 1 \quad (1)$$

Чтобы уменьшить избыточность используют *принцип перемежения*.

Сущность принципа перемежения.

Имеем кодовое слово из K_i символов. Условно имеем строку.

Можем накопить несколько кодовых слов и сформировать матрицу:

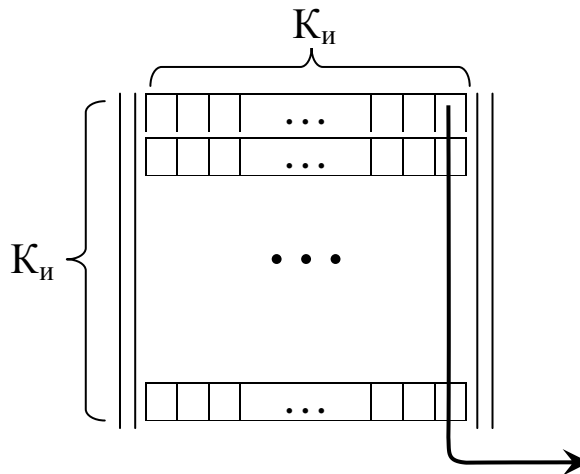


Рис.4

Передачу осуществлять не по строкам, а по столбцам.

Предположим, что при передаче возникают пакетные ошибки: те же символы будут искажены в каждом столбце, но они (символы) будут относиться к разным кодовым словам, т.е. в каждом кодовом слове будет искажён только один символ.

Тогда достаточно применить код с кодовым расстоянием:

$$L = 2t + 1$$

$$L = 2 \cdot 1 + 1 = 3 \text{ с перемежением}$$

$$L = 2 \cdot 3 + 1 = 7 \text{ без перемежения}$$

1. В каналах с независимыми ошибками используется разновидность линейных блочных систематических кодов, которую называют **циклические коды**, потому что процедуры кодирования и декодирования содержат циклы. Эти процедуры базируются на использовании преобразований двоичных полиномов.
2. В каналах, в которых возможны как независимые, так и пакетные ошибки небольшой кратности, или независимые ошибки кратности выше единицы используют разновидность непрерывных кодов – **свёрточные коды**.
3. В каналах с многократными независимыми ошибками и пакетными ошибками небольшой кратности могут быть эффективными каскадные блочные систематические коды или каскадные циклические коды
4. В каналах с пакетными ошибками высокой кратности, если допустимы задержки, используются **коды с перемежением**.

Подсистема уплотнения и разделения каналов.

0° 45' 15".

В состав этой подсистемы входит:

– устройство уплотнения каналов (УУК), на вход которого поступает множество избыточных цифровых представлений первичных сигналов, на выходе получается избыточный групповой сигнал.

– устройство разделения каналов (УРК), на вход которого поступает оценка избыточного группового сигнала, на выходе – оценки избыточных цифровых представлений первичных сигналов.

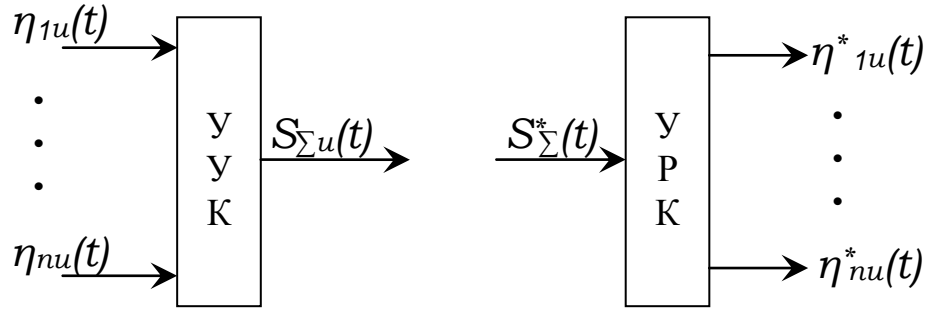


Рис.5

Должно выполняться условие разделимости каналов.

$$S_{\Sigma}(t) = \Psi\{\eta_{1u}(t)...\eta_{1n}(t), S_{\text{сск}}(t)\} \quad (2)$$

Этот функционал не произвольный. Он должен быть таким, чтобы выполнялось условие разделимости каналов, т.е. должны для всех каналов существовать такие операторы Π_j , воздействие которых на оценку избыточного группового сигнала, позволяет получить оценку цифровых представлений первичных сигналов.

$$\Pi_j^{j=1..n} \{S_{\Sigma}^*(t)\} = \begin{cases} \eta_{iu}^*(t) & j = q \\ \approx 0 & j \neq q \end{cases} \quad (3)$$

Т.е. q -му ("кютому") потребителю должно поступить цифровое избыточное представление q -го источника.

Операторы Π_j должны быть реализуемыми. Равенство (3) говорит о том, что в канале q -го потребителя должно быть только цифровое избыточное представление первичного сигнала q -го источника и не должно быть никаких влияний других сигналов. Если условие ≈ 0 , $j \neq q$ не выполняется, то это значит, что q -му потребителю частично будут поступать сигналы с других источников, которые будут для него мешающими. Эти помехи называются *междуканальными*. Точно равно нулю не может быть, вследствие того, что не можем создать идеальные сигналы и идеальные преобразующие устройства. Поэтому проникновение сигналов одних источников в каналы других потребителей – это междуканальные помехи.

Для того чтобы выполнялось условие разделимости каналов, нужно в цифровые избыточные представления первичных сигналов внести *адресный признак*.

Есть два способа внесения адресного признака:

- 1. Использование поднесущих сигналов**, которые и являются адресным признаком. В этом случае адресный признак вносится путём модуляции поднесущего сигнала сигналом соответствующего источника. В результате получается каналный сигнал, который содержит и сообщение i -го источника и адрес i -го источника в виде поднесущего сигнала.

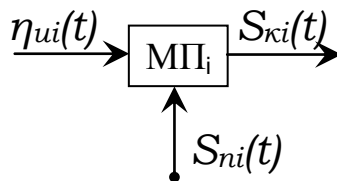


Рис.6

В этом случае **устройство уплотнения каналов** приобретает следующий вид:

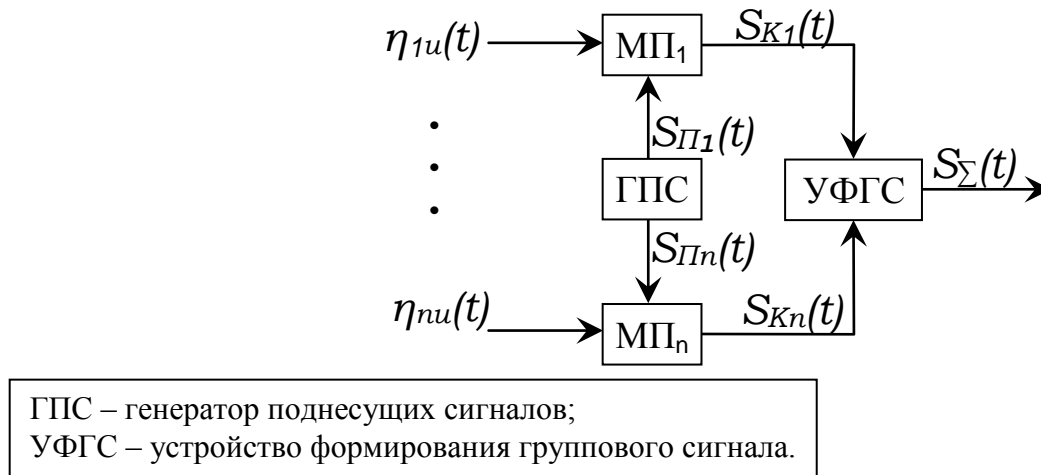


Рис.7

Групповой сигнал в этом случае уже будет функционалом не от цифровых представлений напрямую, а будет функционалом от канальных сигналов:

$$S_{\Sigma u}(t) = \Phi\{S_{K1}(t)...S_{Kn}(t), S_{CK}(t)\} \quad (4)$$

В формировании группового сигнала есть два этапа:

- На первом этапе вносится адресная информация
- На втором этапе формируется групповой сигнал.

Разделение каналов может быть в один этап (рис.5), а может также осуществляться в два этапа:

Устройство разделения каналов (два этапа)

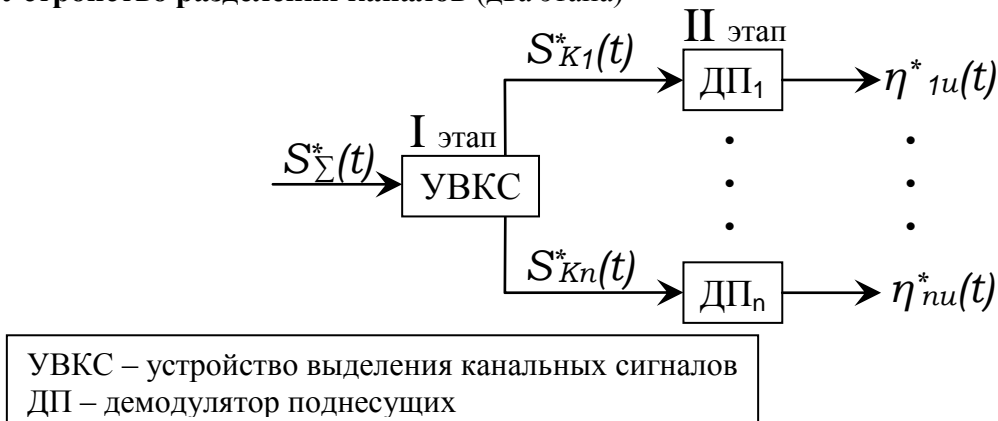


Рис.8

На первом этапе выделяются оценки канальных сигналов.

На втором этапе демодулируются поднесущие.

Функционал (4) и операторы (3) могут быть линейными и нелинейными.

Следовательно, методу уплотнения/разделения каналов, в зависимости от того, каковы функционал и операторы могут быть линейными и нелинейными. Получаем следующие возможные комбинации:

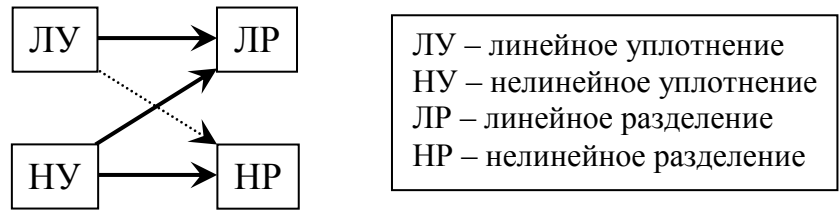


Рис.9

НР при ЛУ не имеет смысла.
Чаще всего используется ЛУ с ЛР.

Такой способ адресации не очень эффективен – каждому каналу на всё время работы телекоммуникационной системы выделяется ресурс этой системы, потому что каждый поднесущий сигнал занимает определённую полосу частот и имеет определённую энергию. Но источник говорит не постоянно. Поэтому такое построение с точки зрения полосы частот, как дорогостоящего ресурса, является неэффективным. Но такое построение используется, потому что достаточно простым является его реализация.

2. Цифровая адресация (с незакреплёнными каналами, имея ввиду, что закрепление поднесущих в каком-то смысле эквивалентно закреплению каналов)

Существует два варианта цифровой адресации:

– Индивидуальная адресация

Каждому кодовому слову, состоящему из K_u информационных символов, добавляется адресная часть K_a .

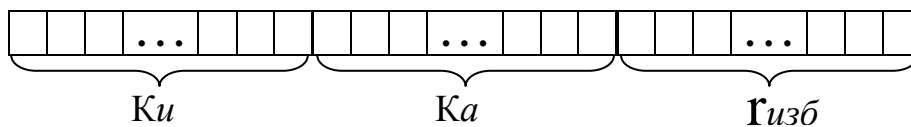


Рис.10

Должно выполняться условие:

$$2^{K_a} \geq n \quad (5)$$

Количество вариантов адреса должно быть не меньше числа источников (n).

При таком подходе количество поднесущих сигналов меньше числа источников.

$$m_u < n \quad (6)$$

Это связано с тем, что источник "говорит" относительно редко. И ему выделяется поднесущий сигнал только тогда, когда он желает "говорить". В каждый момент времени из всего множества источников количество желающих "говорить" меньше числа источников.

Недостатки: Большие удельные затраты на передачу адреса.

– Групповая (пакетная) адресация

Адрес добавляется не к каждому кодовому слову, а группе кодовых слов, состоящих из K_u символов. K_{ag} – групповой адрес.

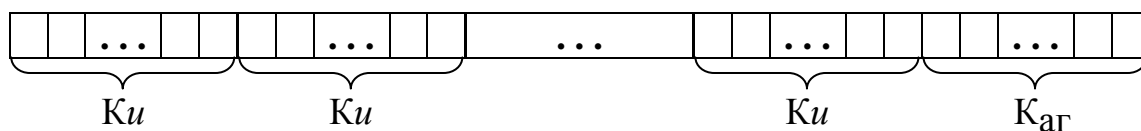


Рис.11

В этом случае адрес содержит сведения о том, какие кодовые слова каких источников содержатся в пакете, и в каком порядке в пакете они расположены. Удельные затраты на передачу адреса уменьшаются, но процедура уплотнения каналов и разделения каналов усложняется.

В современных системах чаще используется пакетная передача.

Системы с незакреплёнными каналами, если активность источников невысока, т.е. если источники говорят не непрерывно, а с перерывами, являются гораздо более эффективными с точки зрения общих ресурсов, в первую очередь полосы частот.

За повышение эффективности использования полосы платим следующим:

В любой момент времени из общего числа n источников есть часть желающих говорить n_a .

$$n \rightarrow n_a(t) \quad (7)$$

В этот же момент времени из общего числа поднесущих сигналов свободными являются $m_{и.своб}$.

$$m_{и} \rightarrow m_{и.своб}(t) \quad (8)$$

Может оказаться, что количество активных источников превышает количество свободных поднесущих.

$$n_a(t) > m_{и.своб}(t) \quad (9)$$

Это приведёт к потере. Кодовые слова с какой-то вероятностью $P_{потери}$ будут теряться.

Если кодовые слова будут теряться, то ошибка передачи первичного сигнала будет увеличиваться. Вероятность потери будет зависеть с одной стороны от количества поднесущих сигналов, с другой стороны от числа активных источников, т.е. от характеристик источников. Т.е. получается, что через потери источники в такой системе мешают друг другу. Т.о. в такой системе потери – это один из вариантов (**первая причина помех**) перекрёстных междуканальных помех.

Чтобы уменьшить потери можно создать возможность ожидания передачи. Ставят буферное запоминающее устройство (БЗУ), объёмом N ячеек. И если нет свободных поднесущих, то кодовые слова записываются в буферный накопитель – формируется очередь $Z(t)$.

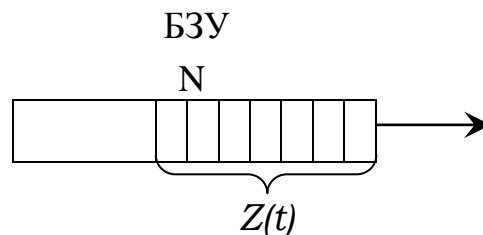


Рис.12

Такой подход уменьшает вероятность потери. И уменьшает тем больше, чем больше объём буфера. Но при этом, каждое кодовое слово, попадая в буфер должно ждать случайный интервал времени – нарушается реальный масштаб времени – возникает $\tau_{задержки}$, которое не известно в приёмнике. Возникновение $\tau_{задержки}$ также будет приводить к увеличению ошибки передачи первичного сигнала.

При этом $\tau_{задержки}$ также будет зависеть от объёма памяти и от свойств источников. Т.е. через $\tau_{задержки}$ опять же все источники будут мешать друг другу. Это **вторая причина** перекрёстных междуканальных помех.

Третий фактор.

Адрес цифровой. В результате воздействия помех символы адреса могут искажаться. Если символы адреса будут искажаться, то тогда кодовые слова одних источников попадут в каналы других потребителей – возникает **третья категория перекрёстных междуканальных помех**: за счёт ошибок, возникающих в передаче адреса, вследствие воздействия помех.

Эти три составляющие междуканальных помех являются платой за повышение эффективности использования полосы частот.

Нужно искать компромисс.



Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Линейные методы уплотнения/разделения с закреплёнными каналами.

1. Условия линейной разделимости каналов, при их линейном уплотнении.

При линейном уплотнении избыточный групповой сигнал представляет собой сумму канальных сигналов.

$$S_{\Sigma u} = \sum_{i=1}^n S_{ki}(t) \quad (1)$$

Оператор разделения каналов также линеен:

$$\prod_{j=1}^n \{S_{\Sigma u}^*(t)\} = \begin{cases} \eta_{iu}^*(t) & j = i \\ \approx 0 & j \neq i \end{cases} \quad (2)$$

Докажем следующую теорему:

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

Каково условие линейной независимости функции?

Функции являются линейно независимыми, если их сумма превращается ноль только тогда, когда превращаются в ноль все коэффициенты при этих функциях.

Формально это выглядит следующим образом:

Будем писать те же функции,

$$\sum_{i=1}^n a_i \cdot S_{ki}(t) \quad (3)$$

Поскольку функции ненулевые, ставим коэффициент a_i . Если функции линейно независимы, то сумма (3) превращается в ноль, только тогда, когда в ноль превращаются все коэффициенты a_i . Или иными словами ни одна из функций не может быть получена путём линейной суперпозиции всех остальных функций.

Пользуясь таким представлением (определением) линейно независимых функций, докажем сформулированную теорему методом "от обратного".

Доказательство (на самом деле крайне простое ☺)

Линейная разделимость каналов при нелинейном уплотнении обеспечивается только в случае линейной независимости поднесущих сигналов.

На первом этапе докажем следующее:

Линейная разделимость каналов при их линейном уплотнении обеспечивается только в случае линейной независимости канальных сигналов.

Докажем это положение методом "от обратного".

Предположим, что линейная разделимость каналов обеспечивается в случае, когда канальные сигналы линейно зависимы. Если канальные сигналы линейно зависимы, то групповой сигнал, представляющий собой сумму канальных сигналов, может быть равным нулю, если не равна нулю хотя бы одна функция или несколько функций.

"Не равны нулю несколько канальных сигналов" означает, что несколько источников, используя поднесущие в качестве адресов, передают какие-то ненулевые сообщения.

Один или несколько канальных сигналов не равны нулю – содержат какие-то сообщения, а групповой сигнал при этом может быть равен нулю в силу нашего предположения.

Если это так, то что получится при разделении каналов?

Воздействие линейного оператора (2) на групповой сигнал, который равен нулю: линейное преобразование нуля будет равно нулю, следовательно, скажем в i -том канале сообщения нет. Есть цифровое представление этого сообщения, а в результате деления каналов в приёмнике получим "0". Следовательно, мы не разделили каналы и наше предположение "от обратного" не верно. А если не верно предположение "от обратного", то верно прямое предположение:

разделимость каналов при их линейном уплотнении может быть осуществлена только в случае, если канальные сигналы являются линейно независимыми функциями.

Теперь нужно от свойств канальных сигналов перейти к свойствам поднесущих сигналов.

Канальные сигналы – это модулированные поднесущие сигналы.

Как изменяются характеристики поднесущего сигнала в процессе модуляции?

Предположим, что поднесущий сигнал представляет собой гармонический сигнал.

Что происходит со спектром сигнала при модуляции (любой АМ, ЧМ, ФМ)?

Начальный спектр гармонического сигнала представляет собой дельта-функцию на частоте несущего сигнала (в идеале – если бесконечный гармонический сигнал)

Спектр модулированного поднесущего сигнала – возникают ещё две гармоники, если модулируется синусоид(-ой)а, а если модулируется прямоугольным импульсом, то получаем две полосы – т.е. **спектр расширяется**. $0^{\text{ч}} 16^{\text{м}} 02^{\text{с}}$

В результате модуляции спектр расширяется, если поднесущий сигнал является гармоническим.

Для дальнейшего понимания рассмотрим пример:

Поднесущий сигнал представляет собой периодическую последовательность коротких прямоугольных импульсов. И в зависимости от уровня модулирующего сигнала меняется временное положение импульса.

Исходный сигнал занимал один интервал времени, а модулированный сигнал занимает больший интервал времени – меняется положение импульса. Таким образом, при временной модуляции увеличивается длительность сигнала, интервал времени, занимаемый сигналом.

К чему это приводит?

Первый рассмотренный пример – когда сигналы гармонические.

Расставили их на оси частот, на каком-то расстоянии друг от друга, поднесущие сигналы, т.е. выбрали сигналы разных частот. Но в силу того, что промодулировали эти сигналы (первоначально спектры этих сигналов не перекрывались), появляется вероятность того, что спектры их будут перекрываться.

Для второго примера – в качестве поднесущих периодическая последовательность коротких импульсов. И для разных каналов сместили их по времени относительно друг друга. За счёт модуляции, в силу того, что они меняют своё временное положение, снова появляется вероятность того, что они перекроются.

Это говорит о том, что если поднесущие сигналы первоначально были линейно независимыми, то канальные сигналы, которые получаются в результате модуляции, могут оказаться тем не менее зависимыми друг от друга, поскольку перекрываются либо спектры, либо по времени.

Следует заключение: если требуется линейная независимость канальных сигналов, то "тем более и в большей степени должны быть линейно независимыми поднесущие сигналы". Это значит, что если по частоте поднесущие сигналы разнесены на определённый интервал и спектры их при этом не перекрываются, то для того, чтобы не перекрывались и спектры канальных сигналов, это разнесение должно быть таким, чтобы то, что получается в результате модуляции, также не перекрывалось. Т.е. если требуется для деления каналов линейная независимость канальных

сигналов, то тем более требуется линейная независимость поднесущих сигналов, из которых получаются каналные сигналы в результате модуляции и ещё в большей степени. Если условно всё множество линейно независимых сигналов обозначить точками, которые находятся внутри пространства:



Рис.1

Каждая точка пространства представляет собой один из линейно независимых сигналов. То в пределах этого множества существует **частный случай линейно независимых сигналов**, которые называются **ортогональные сигналы** – грубо говоря, они в большей степени линейно независимы, чем другие линейно независимые сигналы. "В большей степени" – значит меньше похожи друг на друга. Есть мера похожести сигналов – коэффициент взаимной корреляции. Коэффициент взаимной корреляции ортогональных сигналов меньше, чем коэффициент корреляции линейно независимых сигналов. Поэтому в реальных системах для обеспечения линейного разделения каналов при их линейном уплотнении требуется **ортогональность поднесущих сигналов**.

Существует три основных способа обеспечения ортогональности поднесущих сигналов:

1. Создание сигналов, которые не перекрываются **по времени**. Т.е. энергия которых ограничена в пределах ограниченных интервалов времени. Реально такие сигналы создать нельзя.
Какое условие должно быть выполнено, чтобы энергия сигнала была сосредоточена в ограниченном интервале времени?
Энергия должна быть бесконечна. Потому что, если сигнал ограничен по времени, то спектр сигнала бесконечен, а если спектр сигнала бесконечен, то и энергия сигнала тоже бесконечной.
Но стремиться к этому необходимо.
2. Создание сигналов, спектры которых не перекрываются – **ортогональность в частотной области**. Создать такие сигналы нельзя, потому что тогда они должны быть бесконечны по времени. Но также надо стремиться к этому. К созданию таких сигналов, спектры которых перекрываются приемлемо или минимально.
3. Создание сигналов, которые по времени перекрываются и спектры которых перекрываются, но форма которых такова, что они остаются ортогональными.

Пример ортогональных сигналов, форма которых такова, что они, перекрываясь и по времени, и спектрами, являются ортогональными:

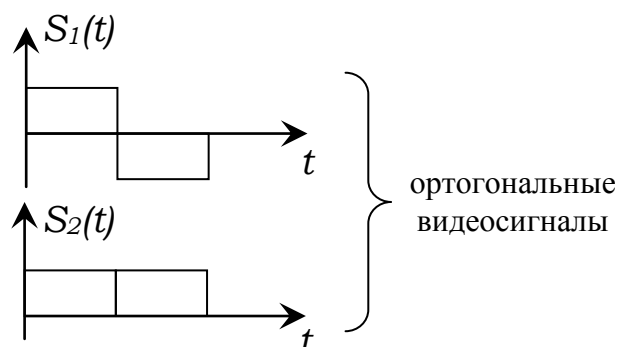


Рис.2

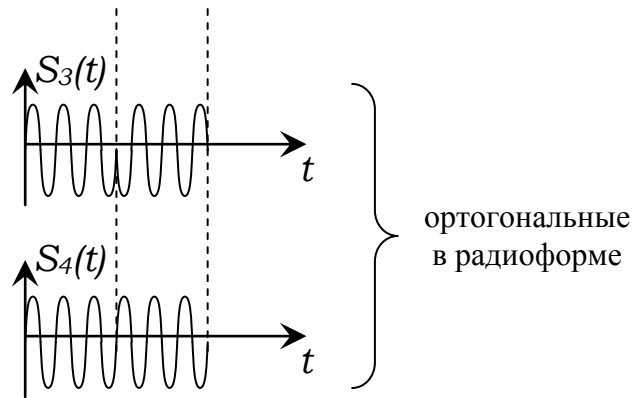


Рис.3

В зависимости от того, каким способом обеспечивается ортогональность, различают различные методы уплотнения/разделения каналов.

- Если ортогональность обеспечивается во временной области, то методы уплотнения/разделения каналов называются **временными** и системы соответственно с временным уплотнением/разделением каналов.
- Если ортогональность сигналов обеспечивается в частотной области, то методы уплотнения/разделения называются **частотными** и системы соответственно с частотным уплотнением/разделением каналов.
- Если ортогональность сигналов обеспечивается формой сигналов, то методы уплотнения/разделения называют **методами уплотнения/разделения по форме поднесущих сигналов** и системы соответственно с уплотнением/разделением по форме поднесущих сигналов. Иногда эти методы называют **методами с кодовым уплотнением/разделением каналов**. Под кодами понимают форму поднесущего сигнала.

В системах с закреплёнными каналами количество поднесущих сигналов, которые генерируются, должно быть равно числу источников. Следовательно, может потребоваться большое количество сигналов.

Сигналы, используемые в телекоммуникационных системах в качестве поднесущих.
Все используемые сигналы принято разделять на два больших класса:

1. простые сигналы
2. сложные (составные) сигналы

Классификационным признаком является *база сигнала*. Под базой сигнала понимают произведение ширины спектра сигнала на длительность сигнала.

$$B_c = \Delta F_c \cdot \tau_c \quad (1)$$

Какова же длительность сигнала и ширина спектра?

И то и другое является бесконечным.

Что такое ширина спектра сигнала?

Под **шириной спектра сигнала** понимают полосу частот, в пределах которой сосредоточена основная энергия сигнала. Соответственно, 99% энергии сигнала.

Под **длительностью сигнала** понимают временной интервал, в пределах которого сосредоточена основная энергия сигнала. Те же 99%.

Простые сигналы – это сигналы, база которых близка к единице:

$$B_c \approx 1 \quad (2)$$

Примеры простых сигналов:

одиночный импульс видеоимпульс любой формы,
радиоимпульс с любой огибающей,

периодическая последовательность видеоимпульсов, радиоимпульсов любой формы.

Сложные (составные) сигналы – сигналы, база которых существенно больше единицы.

$$B_c \gg 1 \quad (3)$$

Основная проблема создания множества сигналов.

Обычно в телекоммуникационной системе выделяется определённая полоса частот ΔF_{TKC} .

В телекоммуникационных системах используют сигналы определённой длительности или в пределах определённого интервала времени T_{TKC} .

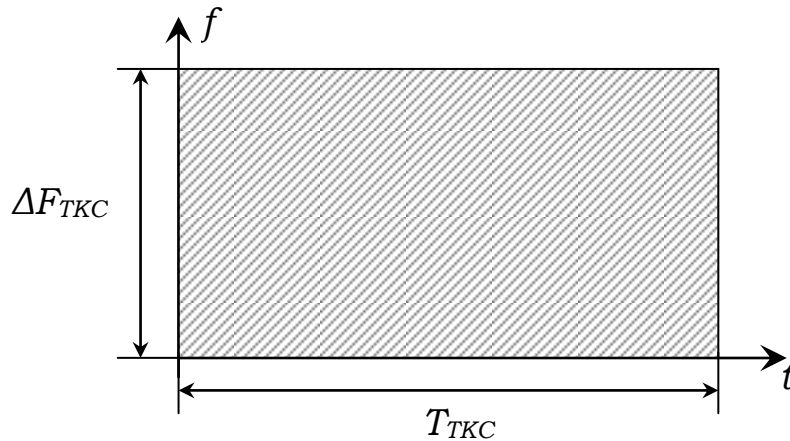


Рис.4

Заштрихованная область на рис.4 называется **частотно-временной областью** телекоммуникационной системы. И обычно задача состоит в том, чтобы в пределах этой частотно-временной области создать максимальное количество поднесущих сигналов, обладающих нужными свойствами. Как правило, эти свойства создаются следующим образом:

Коэффициент взаимной корреляции ρ_{ij} в любой паре поднесущих сигналов при любом i (от 1 до n), при любом j (от 1 до n) и $i \neq j$ должен не превышать $\rho_{дон}$.

$$\begin{aligned} \rho_{ij} &\leq \rho_{дон} \\ i &= 1 \div n \\ j &= 1 \div n \\ i &\neq j \end{aligned} \quad (4)$$

Должен создать максимальное количество поднесущих сигналов, коэффициент взаимной корреляции которых не превышает определённого уровня, т.е. степень похожести которых допустимо невелика, или наоборот допустимо велика.

Зачем это нужно?

Чем меньше коэффициент взаимной корреляции, тем меньше будут мешать друг другу каналные сигналы, тем меньше будет уровень т.н. *междуканальных помех*. Поэтому на коэффициент взаимной корреляции накладывается ограничение (4).

Простые сигналы хороши тем, что их легко генерировать.

Недостаток в том, что в пределах выделенной телекоммуникационной системой частотно-временной области, количество сигналов с заданными взаимнокорреляционными свойствами можно сгенерировать небольшое. Т.е. простые сигналы неэффективно используют в выделенной телекоммуникационной системе частотно-временную область.

В этом плане более выгодными являются сложные (составные) сигналы.

Составными их называют потому, что из строят "как из кубиков" из совокупности различных радиоимпульсов. Как правило, радиоимпульсы, из которых строят составные сигналы, выбирают **одинаковой длительности** (это с точки зрения удобства реализации системы), а **различие частот** радиоимпульсов выбирают некий постоянный дискрет, т.е. **различие частот**, которые используются в этих радиоимпульсах, **кратно некой фиксированной величине**.

В связи с этим всё множество составных сигналов удобно представлять с помощью т.н. *частотно-временной матрицы*.

Частотно-временная матрица – это определённым образом структурированная частотно-временная область телекоммуникационной системы.

Для построения частотно-временной матрицы временной интервал, выделяемый в телекоммуникационной системой, разделяется на дискреты, равные длительности импульса (символа) – $\tau_{СМВ}$.

Частотная область разделяется на дискреты, соответствующие различию частотного заполнения. Между дискретами одинаковое расстояние – Δf .

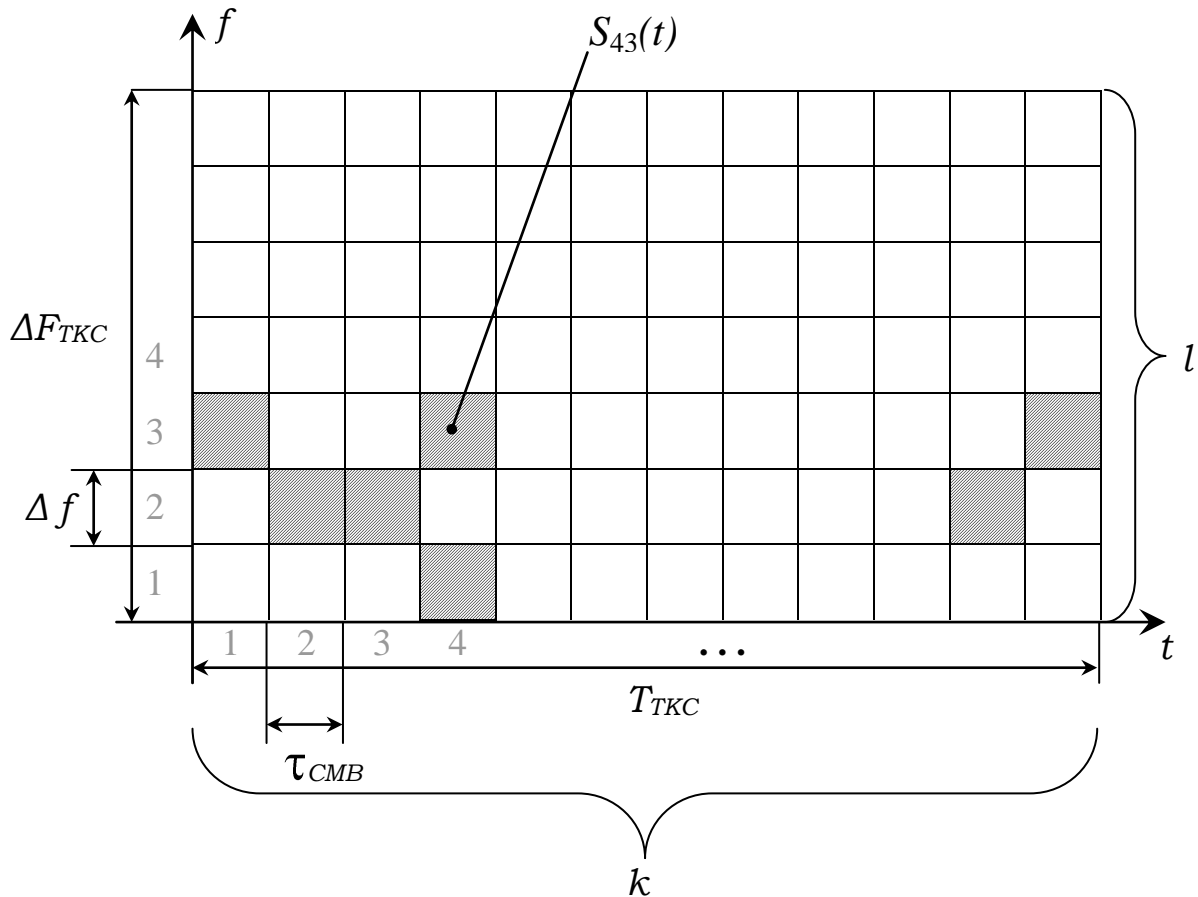


Рис.5

k временны позиций

l частотных позиций

Матрица $k \times l$.

Каждый элемент, каждый квадратик этой матрицы представляет радиоимпульс определённой частоты, расположенный на определённой временной позиции.

Клетка $S_{43}(t)$ – радиоимпульс частоты f_3 , на временной позиции 4 (рис.6):

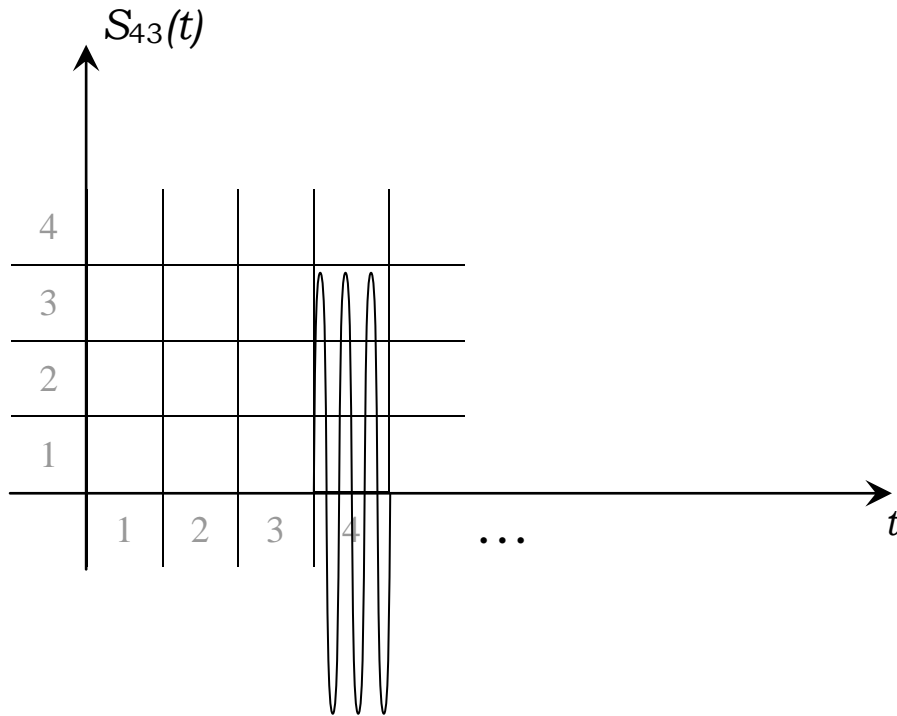


Рис.6

Каждая клеточка представляет собой радиоимпульс определённой частоты, расположенный на определённой временной позиции.

Если мы стремимся, к тому, чтобы все составные сигналы (сигналы, составленные из радиоимпульсов, представленных в частотно-временной матрице) имели достаточно маленький коэффициент взаимной корреляции, необходимо, чтобы все элементы (радиоимпульсы) частотно-временной матрицы были практически ортогональны.

Спектр одиночного радиоимпульса – синх на частоте заполнения.

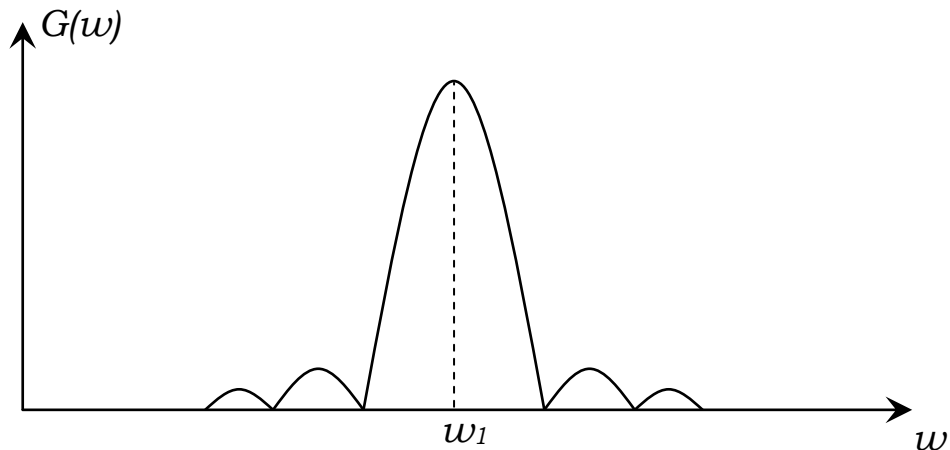


Рис.7

Чтобы радиоимпульсы были почти ортогональны относительно друг друга, самое главное – чтобы не пересекались основные лепестки радиоимпульсов.

Для этого существует следующее условие: должно выдерживать определённое соотношение между длительностью импульса и разном частот заполнения w_1 .

Частоты заполнения радиоимпульсов могут генерироваться синхронно – когда фазовые взаимоотношения между различными частотными компонентами фиксированы. И могут генерироваться независимыми генераторами, когда эти фазовые соотношения случайны. В зависимости от того, как генерируются частотные компоненты и разные условия ортогональности импульсов.

Естественно, что если генерируются независимыми генераторами, то из-за того, что фазы независимы и случайны, потребуется больший разнос частот для выполнения условия ортогональности.

$$\Delta f \geq \frac{1}{\tau_{смв}} \quad (5)$$

Если генерируются синхронными генераторами, то тогда разнос частот Δf :

$$\Delta f \geq \frac{1}{2\tau_{смв}} \quad (6)$$

Для независимых генераторов должен быть в 2 раза больше из-за того, что фаза может "болтаться" в пределах от 0 до π радиан по случайному закону.

Из радиоимпульсов (рис.5) "конструируют" составной сигнал.

"Сконструируем" такой сигнал:

На частотно-временной матрице выделим этот составной сигнал взаимно перпендикулярной штриховкой:

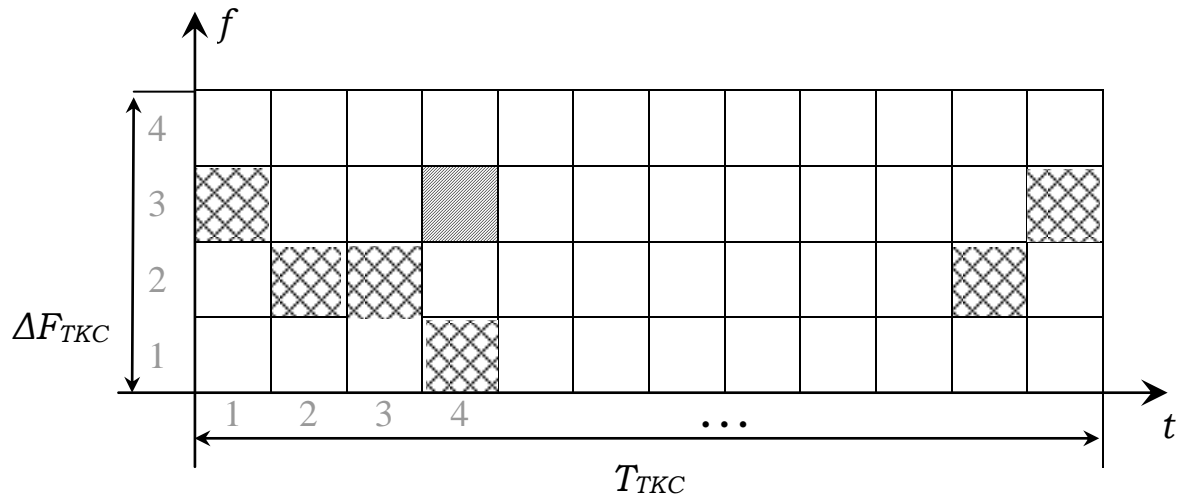


Рис.8

Такой сигнал называют **частотно-временным сигналом**.

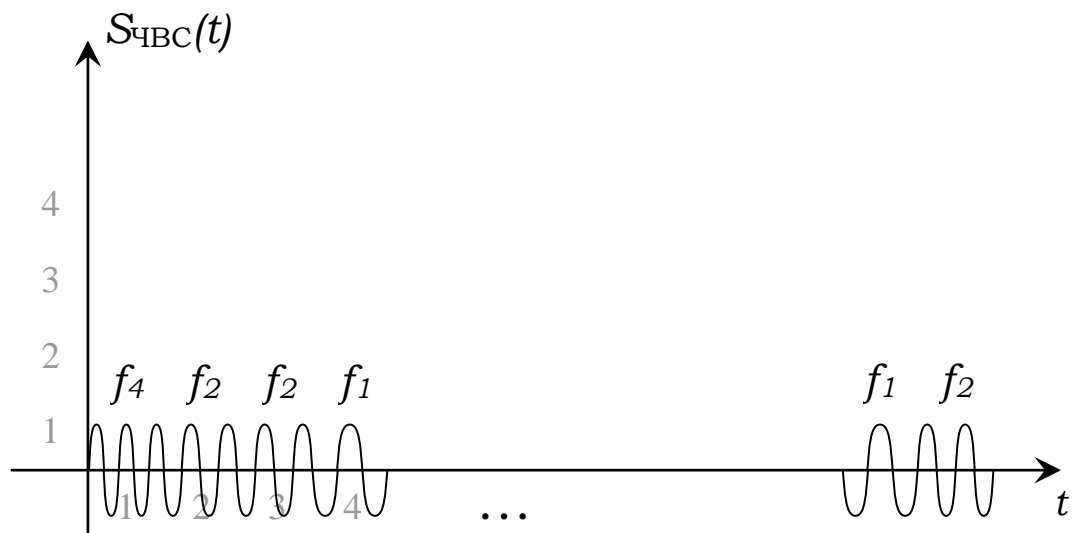


Рис.9

На первой временной позиции находится сигнал с частотой f_4

На второй временной позиции – радиопульс с частотой f_2

На третьей временной позиции – радиопульс с частотой f_2

На четвёртой временной позиции – радиопульс с частотой f_1

На предпоследней временной позиции – радиопульс с частотой f_1

На последней временной позиции – радиопульс с частотой f_2

Реально в телекоммуникационных системах используют четыре основных класса составных сигналов:

1. Импульсно-временные сигналы (ИВС)

ИВС представляются вырожденной частотно-временной матрицей – матрицей-строкой.

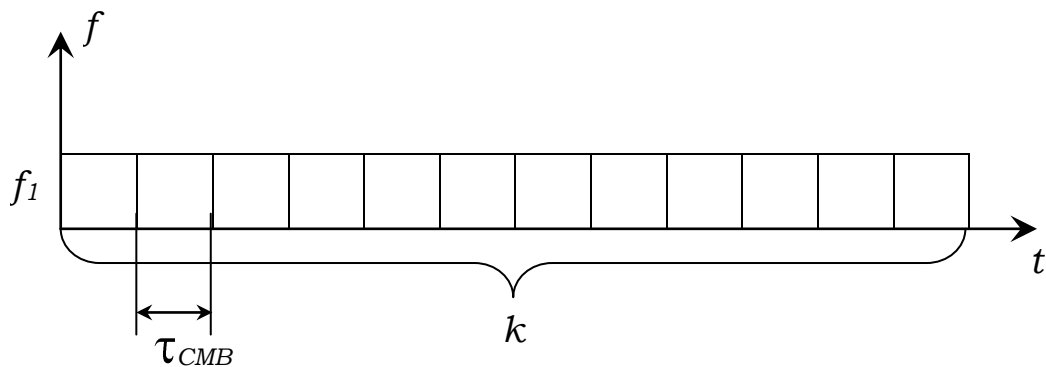


Рис.10

Сколько различных сигналов из элементов матрицы-строки можно сформировать, если все временные позиции будут заняты?

Один. ☺ (частота одна, все временные позиции заняты, фазовых отличий нет)

Для того чтобы сформировать множество сигналов, используют не все временные позиции. Из k временных позиций занимают q временных позиций.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

1. Импульсно Временные Сигналы (продолжение)
представляются матрицей строкой

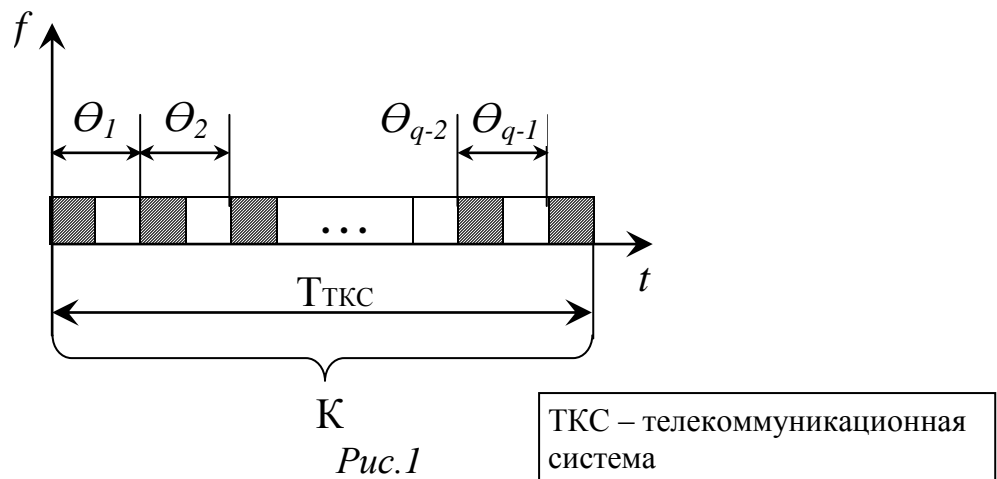
Для того чтобы создать множество K сигналов принимаем q временных позиций меньше K . Для удобства приёма и синхронизации всегда занята первая позиция, а далее в произвольном порядке.

Основной характеристикой такого типа сигналов – ИВС – являются **интервалы** между занятыми позициями: $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{q-2}, \theta_{q-1}$

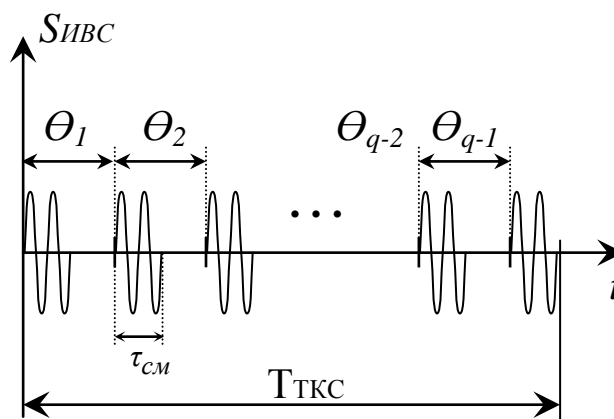
Между импульсами пропуски – **пассивные паузы**, в которые могут "влезть" помехи.

Для того чтобы сигналы были ортогональными необходимо чтобы ни в одной паре сигналов не совпадали интервалы – из $q-1$ интервалов ни один интервал чтобы не совпадал. Все сигналы будут ортогональными. К сожалению таких сигналов можно создать не очень большое количество.

Второй состав этих сигналов – пассивные паузы. В пассивных паузах помехи могут создавать ложные импульсы и тем самым трансформировать один сигнал в другой, приводить к дополнительным междуканальным помехам.



Эпюра сигнала, обозначенного матрицей, будет иметь следующий вид:



Частота заполнения везде одинакова. Интервалы могут быть различны.

Как создать такой сигнал?

Нужно сформировать радиоимпульс длительностью $\tau_{\text{символа}}$ и расположить его на этих временных позициях. Для этого можно использовать линию задержки (ЛЗ)

Функциональная схема генератора такого сигнала будет иметь следующий вид:

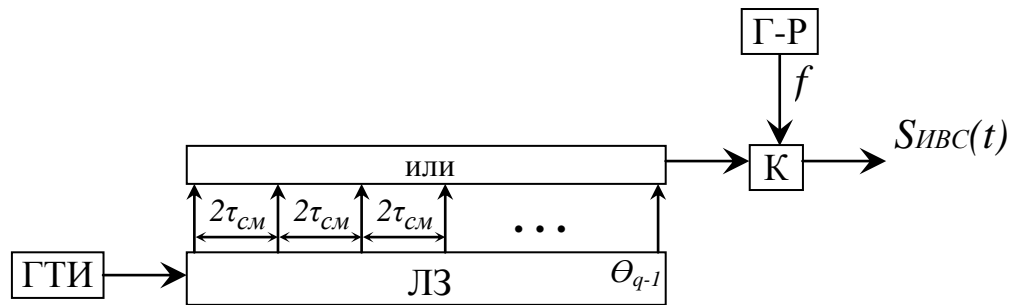


Рис.3

ГТИ – генератор тактового импульса – генерирует прямоугольные импульсы $\tau_{\text{символа}}$ и с периодом $T_{\text{ТКС}}$

ЛЗ – линия задержки – количество отводов из ЛЗ должно быть q . Все паузы кратны длине символа и могут быть **разными**.

или – схема

К – ключ

Г-Р – генератор синусоидального сигнала частоты f .

На выходе получаем сигнал $S_{ИВС}(t)$.

Приёмник для сигнала (согласованный фильтр) для такого сигнала:

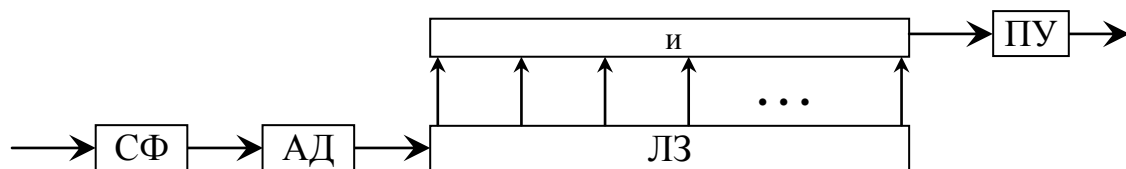


Рис.4

СФ – согласованный фильтр для радиоимпульса длительностью $\tau_{\text{символа}}$ и частотой заполнения f . СФ нужен для того, чтобы убрать помехи.

АД – амплитудный детектор – для того чтобы превратить радиоимпульс с видеоимпульс.

На ЛЗ будут такие же отводы как и на ЛЗ передатчика, только в обратную сторону – зеркальное отображение.

и – схема.

ПУ – пороговое устройство

Если система отводов ЛЗ соответствует структуре сигнала, то на выходах отводов импульсы появятся одновременно.

Можно сделать приёмник для **многих сигналов** – корреляционный приёмник.

Поставить количество генераторов с такими же схемами как генераторы сигналов в передатчике и сравнить образцы с тем, что приходит на вход приёмника.

Основной недостаток ИВС в том, что это сигналы с пассивной паузой.

Сомкнутые ортогональные в точке составные сигналы (СОТС)

Это второй класс составных сигналов.

Сомкнутые – означает, что это сигналы без пассивной паузы.

Ортогональные в точке – означает, что это сигналы, которые ортогональны только при одном временном сдвиге друг относительно друга, т.е. коэффициент взаимной корреляции равен нулю только при одном временном сдвиге. Имеется временной сдвиг равный нулю. Тогда, когда время их существования совпадает.

СОТС также представляются матрицей строкой.

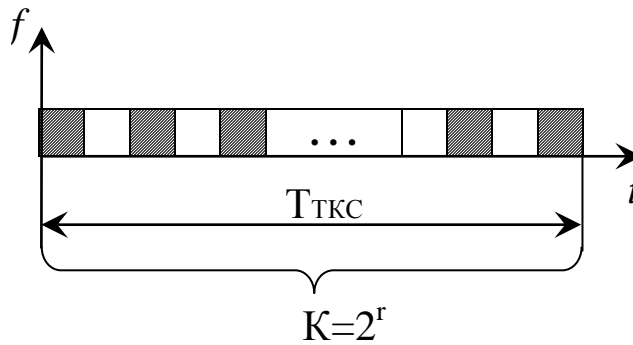


Рис.5

Количество временных сигналов не произвольно: K кратно двум.

Сомкнутые сигналы – все K временных позиций заняты.

Для того, чтобы создать множество сигналов необходимо использовать фазовые различия.

Поэтому при построении такого рода сигналов используют радиоимпульсы с двумя значениями фазы 0 и π радиан.

Условно импульс с фазой 0 будем обозначать "1", с фазой π – "-1".

Тогда множество СОТС удобно представлять с помощью матрицы Адамара.

Матрица Адамара – матричная конструкция, позволяющая рекуррентное увеличение размерности.

Матрица Адамара первого порядка имеет следующий вид:

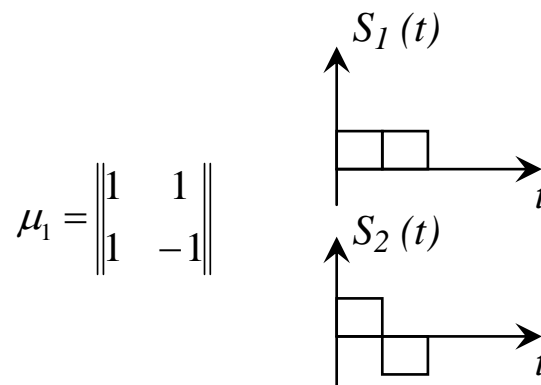


Рис.6

Столбцы и строки этой матрицы представляют два СОТС сигнала.

Матрица Адамара порядка μ_{j+1} формируется из четырёх матриц предшествующего порядка.

$$\mu_{j+1} = \begin{pmatrix} \mu_j & \mu_j \\ \mu_j & -\mu_j \end{pmatrix}$$

Матрица Адамара второго порядка.
Представляет собой 4 сигнала ортогональных
в точке.

Сигналы в видео форме >>>>

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

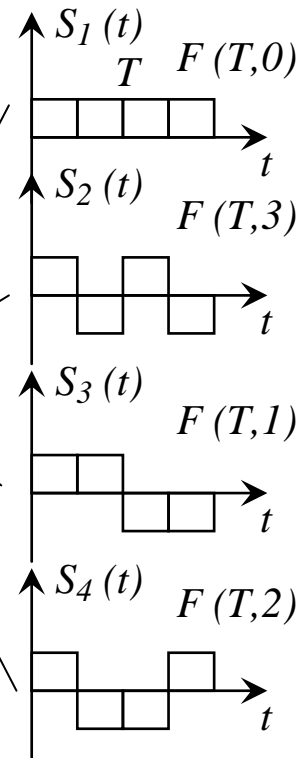


Рис.7

Все эти сигналы ортогональны.

В радио форме это будут радиоимпульсы с фазой, отличающийся на π радиан от радиоимпульсов, которые заменяют положительные импульсы.

Эта система функций называется Функция Радемахера-Уолша.

В функции Радемахера-Уолша принято следующее обозначение

$F(T, 0)$

T – длительность сигнала, 0 – означает, что на длительности сигнала не было ни одного перехода.

$F(T, 3)$ – три перехода.

При таком обозначении функции Радемахера-Уолша обладают следующим свойством:

При осуществлении двоичного умножения (\otimes) двух функций $F(T, i)$ и $F(T, j)$, получим функцию того же вида $F(T, i \oplus j)$

$$F(T, i) \otimes F(T, j) = F(T, i \oplus j)$$

Это свойство упрощает генерацию множества таких функций.

Если мы сгенерируем какое-то ограниченное множество базовых функций, то все остальные могут быть получены путём перемножения этих функций.

Т.е. генератор генерирует базовое количество функций, а потом путём взаимного перемножения получают остальные функции.

В данном случае проще всего сгенерировать функцию $F(T, 3)$ – мультивибратором.

Из функции $F(T, 3)$ путём триггерного деления можно получить $F(T, 1)$.

Вначале генерируются функции, которые проще всего сгенерировать.

Домашнее задание:

Построить генератор множества функций Радемахера-Уолша для матрицы третьего порядка μ_3 .

Это будет восемь функций.

Переход к радиосигналам: нужно промодулировать этими функциями по фазе гармонический сигнал с изменением в фазе на π радиан.

Эти СОТС сигналы по своим свойствам лучше, чем ИВС:

1. В частотно временной области таких сигналов можно построить гораздо больше
2. Такие сигналы – сигналы с активной паузой, т.е. они гораздо более помехоустойчивые

Шумоподобные (Псевдошумовые) сигналы ПШС.

Третья категория сигналов.

Также представляются матрицей строкой.

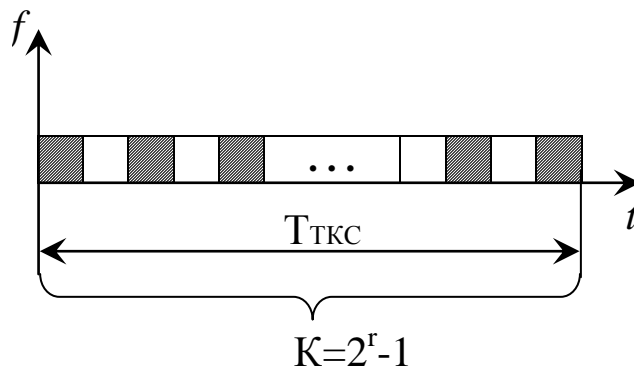


Рис.8

Количество временных позиций K не произвольное.

Шумоподобные сигналы имеют огибающую в виде т.н. **последовательности максимальной длины регистра сдвига** ("m"-последовательностей).

Эти последовательности генерируются генератором, построенным на регистре сдвига с обратными связями или сумматорами по модулю 2.

Функциональная схема простейшего генератора "m"-последовательностей, построенного на регистре сдвига из трёх ячеек.

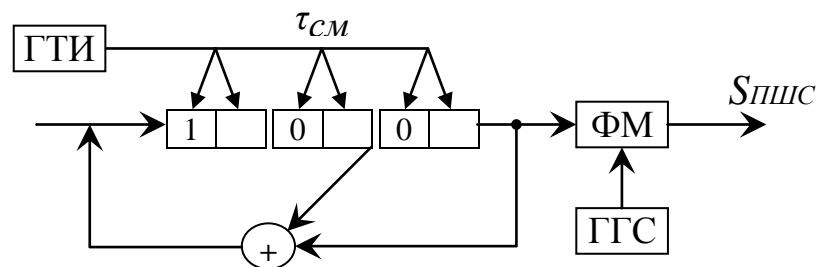


Рис.9

Регистр сдвига – цепочка триггеров, управляемая генератором тактовых импульсов (ГТИ).

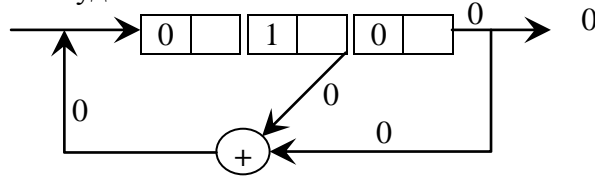
ГТИ с каким-то тактом $\tau_{символа}$ осуществляет перемещение по регистру сдвига.

Для того чтобы генератор работал, необходима обратная связь.

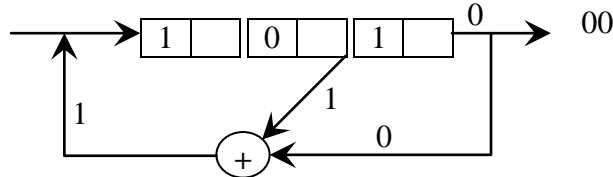
Чтобы генератор работал первоначально, в регистр сдвига нужно что-то записать (1 0 0).

Когда поступает первый тактовый импульс "1" перемещается в следующую ячейку, на выход поступил "0", на вход сумматора по модулю два поступило "0" и "0".

В следующем такте запись будет 0 1 0.



Далее 1 0 1.



В третьем такте 1 1 0:

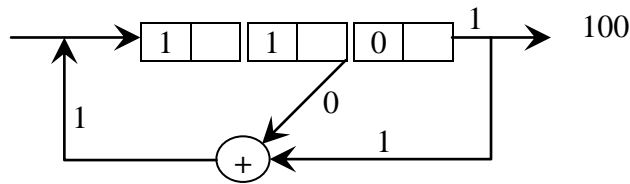


Рис.10

Через какое-то количество тактов последовательность, которая получается на выходе, будет повторяться. Количество тактов, через которое последовательность на выходе повторяется, называется **периодом последовательности**.

В зависимости от того, как организовать обратную связь, период последовательности будет различным.

Та последовательность, которая будет иметь наибольший период, называется последовательностью максимальной длины этого регистра сдвига.

Эта длина и есть $2^r - 1$, где r – количество ячеек в регистре сдвига.

Если регистр сдвига достаточно большой длины, то вариантов обратной связи, при котором получается М-последовательность, может быть несколько. Но всегда, не зависимо от того, сколько будет вариантов, максимальный период последовательности будет $2^r - 1$.

Для того чтобы из М-последовательности получить ПШС нужно М-последовательностью промодулировать по фазе гармонический сигнал с изменением фазы на π радиан.

Вид автокорреляционной функции М-последовательности:

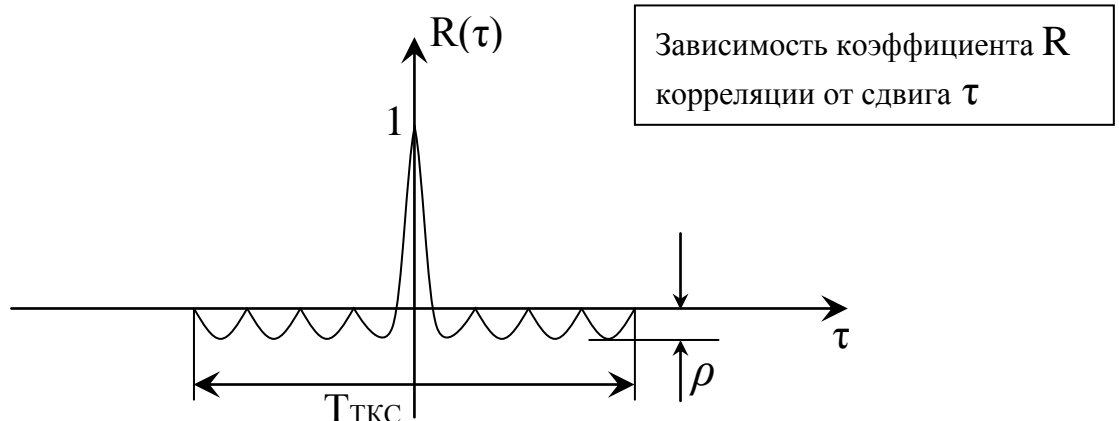


Рис.11

$T_{\text{ТКС}}$ – длительность шумового сигнала или временной интервал, выделенный телекоммуникационной системой.

Если $r \rightarrow \infty$ (при сохранении длительности) $R(\tau) \rightarrow$ дельта функция в нуле.

Дельта функция – корреляционная функция белого шума.

Вот почему такие сигналы называют псевдошумовые.

В пределе при $r \rightarrow \infty$ свойства таких сигналов стремятся к свойствам белого шума.

ПШС являются симплексными сигналами, т.е. обладают минимальным уровнем взаимной корреляции

$$\rho_{\min} = -\frac{1}{2^r - 1} \quad (1)$$

ПШС являются также сигналами с активной паузой – нет интервалов между импульсами.

Домашнее задание:

Построить согласованный фильтр для ПШС. Схема согласованного фильтра для ПШС. Или приёмник для множества таких сигналов.

Частотно временные сигналы (ЧВС).

Четвёртый тип сигналов.

ЧВС представляются полной матрицей (на прошлой лекции рисовали).

Чтобы ЧВС были ортогональными необходимо, чтобы ни в одной паре сигналов на одной и той же временной позиции не было радиоимпульса одной и той же частоты.

Если это условие выполняется и если сами радиоимпульсы матрицы ортогональны, то тогда ЧВС будут ортогональны.

Телекоммуникационные системы с различными методами уплотнения/разделения каналов.

(изучаем Линейные методы уплотнения каналов с закреплёнными каналами.)

Системы с временным уплотнением и разделением каналов

Временное уплотнение/разделение каналов означает, что ортогональность обеспечивается разделением сигналов по времени.

Упрощённая функциональная схема телекоммуникационной системы с временным уплотнением каналов

Передающая часть:

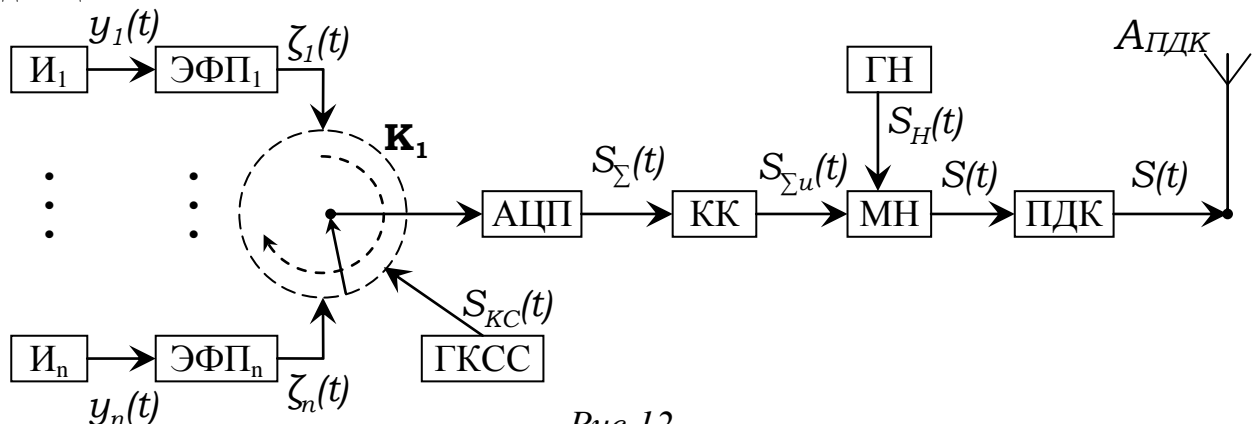
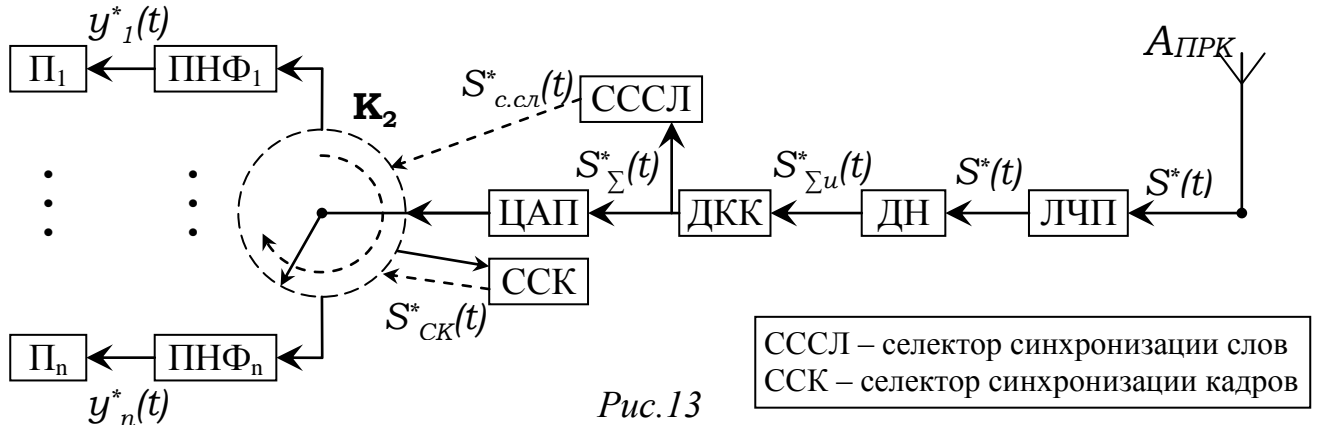


Рис.12

Первичные сигналы поступают на вход коммутатора передатчика – \mathbf{K}_1 . В коммутатор может также поступать кадровый синхросигнал.

Выход коммутатора подключается к аналогово-цифровому преобразователю (АЦП).

Приёмная часть:



В коммутатор приёмника – K_2

Коммутатор приёмника K_1 с постоянным периодом T_K подключает выход каждого из ЭФП к АЦП. Причём каждый из ЭФП подключается к АЦП на время $T_{\text{СЛОВА}}$.

Что делает коммутатор с каждым первичным сигналом?

Коммутатор осуществляет временную дискретизацию всех первичных сигналов с постоянным периодом $T_{\text{Коммутации}}$. При этом каждый первичный сигнал подключается на некий постоянный интервал $T_{\text{СЛОВА}}$.

Какова ещё одна функция коммутатора?

Функция временного уплотнения каналов.

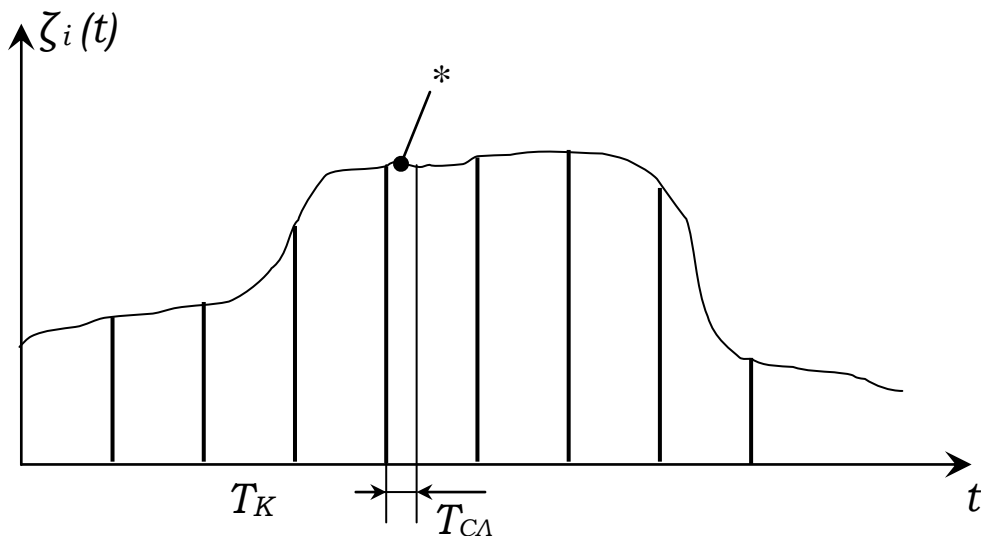


Рис.14

В АЦП значение * превращается в цифровую форму – формируется кодовое слово. АЦП выполняет функцию квантования по уровню и словную синхронизацию.

В приёмной части коммутатор осуществляет временное разделение каналов.

На выходе коммутатора получаем дискретное значение первичного сигнала, а нужно восстановить сам первичный сигнал. Вторая функция декодера источника – из дискретных значений первичного сигнала формирование непрерывного первичного сигнала – выполняется, если это необходимо, в преобразователе в нужную форму (ПНФ).

Для того чтобы временное разделение каналов было выполнено корректно, т.е. чтобы дискретные значения первичного сигнала соответствующего источника попали к соответствующему потребителю необходимо, чтобы коммутаторы приёмника и передатчика работали синхронно и синфазно. Это обозначает, что когда на вход коммутатора приёмника **К₁** поступает дискретное значение первичного сигнала *i*-го источника, выход коммутатора **К₂** должен быть подключён к каналу *i*-го потребителя. Синхронность и синфазность обеспечивается кадровой и словной синхронизацией. Кадровая обеспечивает синхронность и синфазность по подключению, а словная – синфазность по длительности подключения кодового слова. Словная синхронизация используется и в ЦАП, и в ДКК.

Как выбрать период коммутации?

Период коммутации выбирают, исходя из самого быстрого источника – максимальной частоты в спектре первичных сигналов.

Тогда все остальные источники (медленнее) будут слишком часто передавать – будет возникать методическая или конструктивная избыточность.

Чем медленнее источник, тем с большей избыточностью он будет передавать.

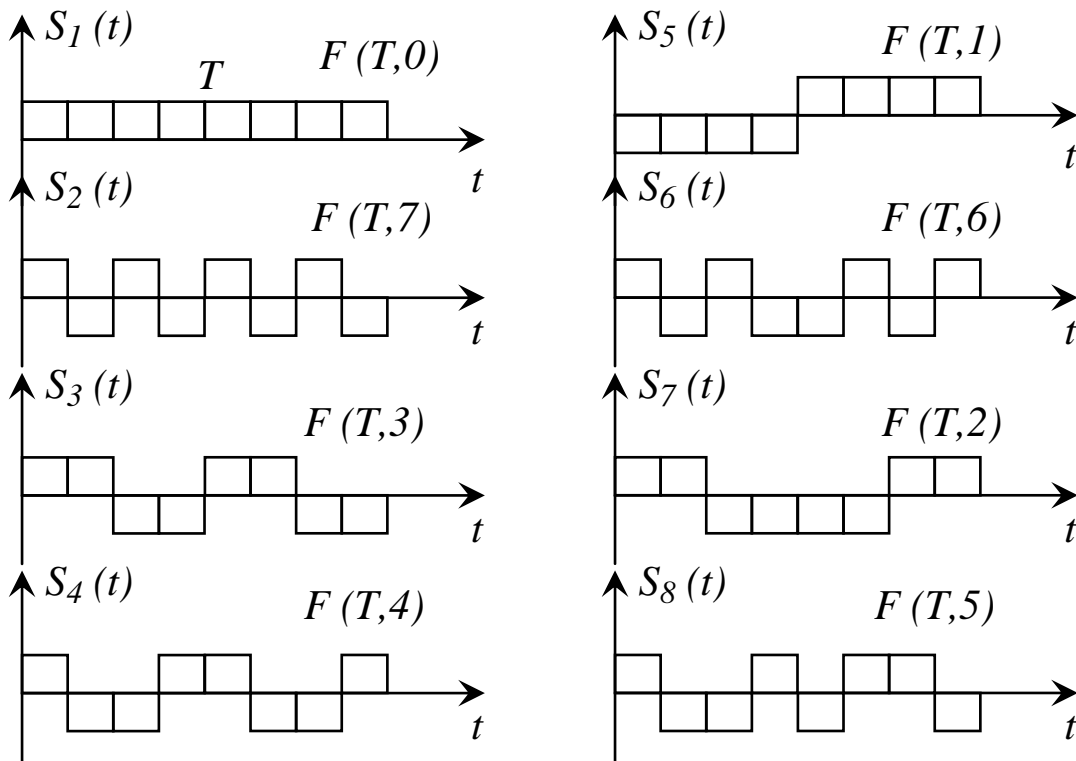
Домашнее задание:

Как уменьшить избыточность системы?

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
 (Телекоммуникационные системы и сети).

Решение домашнего задания №1.

$$\mu_3 = \begin{Bmatrix} \mu_2 & \mu_2 \\ \mu_2 & -\mu_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{Bmatrix}$$



$$F(T, i) \otimes F(T, j) = F(T, i \oplus j) \quad (1)$$

Выбираем базовые функции: $F(T, 7)$, $F(T, 3)$, $F(T, 1)$

$$F(T, 7_{111}) \otimes F(T, 3_{011}) = F(T, 7_{111} \oplus 3_{011}) = F(T, 4_{100})$$

$$F(T, 7_{111}) \otimes F(T, 1_{001}) = F(T, 7_{111} \oplus 1_{001}) = F(T, 6_{110})$$

$$F(T, 3_{011}) \otimes F(T, 1_{001}) = F(T, 3_{011} \oplus 1_{001}) = F(T, 2_{010})$$

$$F(T, 1_{001}) \otimes F(T, 4_{100}) = F(T, 1_{001} \oplus 4_{100}) = F(T, 5_{101})$$

$$F(T, 1_{001}) \otimes F(T, 1_{001}) = F(T, 1_{001} \oplus 1_{001}) = F(T, 0_{000})$$

$$F(T, 3_{011}) \otimes F(T, 3_{011}) = F(T, 3_{011} \oplus 3_{011}) = F(T, 0_{000})$$

$$F(T, 7_{111}) \otimes F(T, 7_{111}) = F(T, 7_{111} \oplus 7_{111}) = F(T, 0_{000})$$

Рис.1

$$0_{10} = 000_2 \quad 4_{10} = 100_2$$

перемножение и
суммирование

Выбрали $F(T,7)$, $F(T,3)$, $F(T,1)$, потому что их **проще всего сгенерировать** – это меандры.
Генерация меандра производится:
1 – либо мультивибратором,
2 – либо задающий генератор с короткими импульсами и триггер, который перебрасывается этими импульсами.
Генерируем сигнал $F(T,1)$ потом путём деления частоты с помощью триггера в два раза.

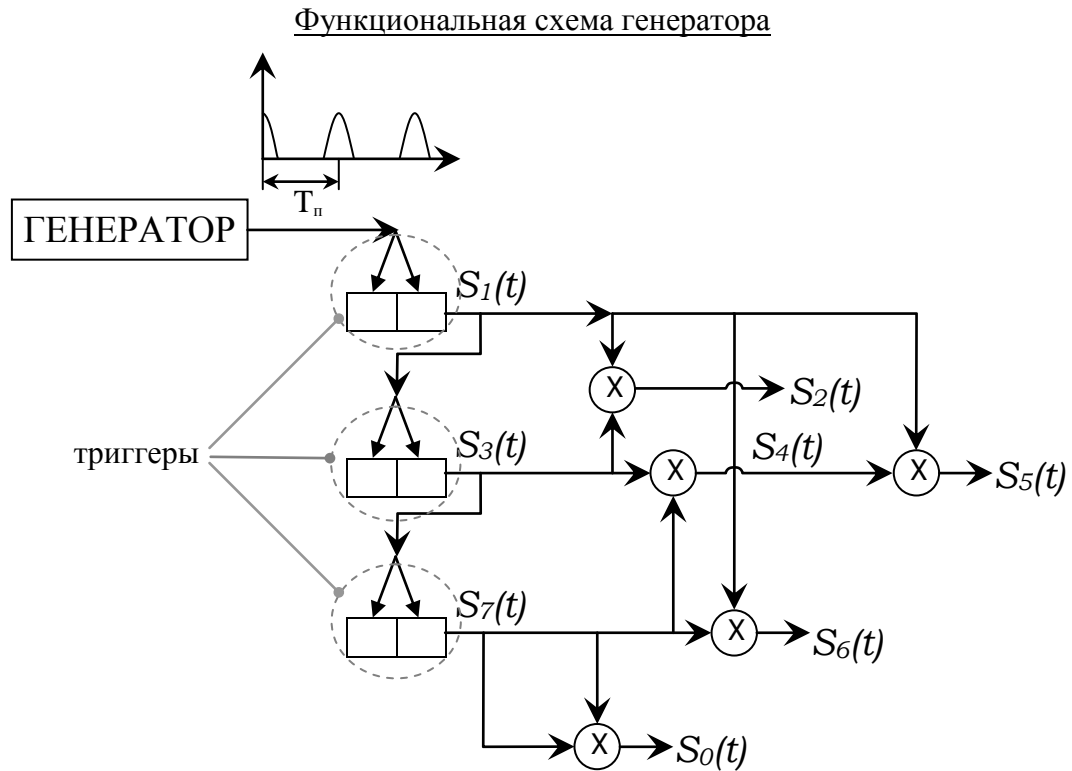


Рис.2

ГЕНЕРАТОР – генерирует некоторые короткие импульсы с периодом T_n .
Триггер перебрасывается генерируемыми импульсами.

Мы должны получить сомкнутые ортогональные в точке составные сигналы (СОТС).
На выходах генератора получаем **оггибающие сигналов** или **сигналы в видеоформе**.
А нужно в **радиоформе**. Для того чтобы получить сигналы в радиоформе нужно каждым из этих сигналов **промодулировать по фазе** какую-то несущую с изменением фазы на π радиан.

Домашнее задание:

Схема согласованного фильтра (приёмника) хотя бы для одного из СОТС ($S_0(t) \dots S_7(t)$).

Домашнее задание:

Согласованный фильтр или приёмник для ПШС.

Домашнее задание:

Функциональная схема генератора ЧВС.

Домашнее задание:

Согласованный фильтр для ЧВС.

Домашнее задание:

Разобраться, что такое триггер и как он работает (идею).

Решение домашнего задания №3.

1. Суперкоммутация

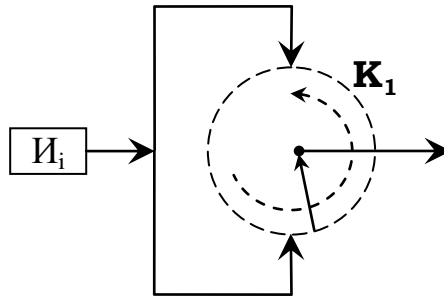


Рис.3

Есть некий высокочастотный источник И. Он определяет требования к периоду коммутации поскольку он самый высокочастотный из-за этого все остальные источники подключаются с завышенной частотой.

Поэтому этот источник подключаем в двух местах – при том же периоде коммутации частота дискретизации этого источника будет в два раза больше. Подключим трижды – в три раза. Стараются равномерно распределить подключения к коммутатору.

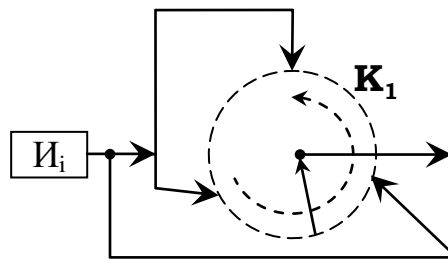


Рис.4

$$F_{\max i} / F_{\max i+1} = 2, 3, 4 \dots$$

При той же частоте дискретизации частоту коммутации можно сделать меньше.

2. Субкоммутация

Если есть один коммутатор без суперкоммутации или субкоммутации, тогда мы выбираем период коммутации исходя из самого высокочастотного источника.

Если коммутатор один/общий тогда $T_{\text{коммутации}} = T_{\text{дискретизации}}$.

Исходя из теоремы Котельникова:

$$T_{\text{коммутации}} \geq \frac{1}{2F_{\max i}} \quad (2)$$

Период коммутации общий, а периоды дискретизации разные.

$$T_{\text{коммутации}} = \inf_{i=1 \div n} T_{\text{дискретизации}_i} \quad (3)$$

Для более низкочастотных источников получается, что мы их дискретизируем с завышенной частотой. Для того чтобы этого не было, используют суперкоммутацию и субкоммутацию.

Пусть самый высокочастотный источник имеет частоту 300Гц, а следующий по частоте 100Гц.

Три источника на 100Гц подключаем к локальному коммутатору.

И сохраняем период коммутации основного коммутатора по высокочастотному источнику.

Каждый низкочастотный источник будет передавать значения через два периода коммутации основного источника, потому что подключено три источника:

1-й период основного коммутатора – значение I_1

2-й период основного коммутатора – значение I_2

3-й период основного коммутатора – значение I_3

4-й период основного коммутатора – значение I_1 и т.д.

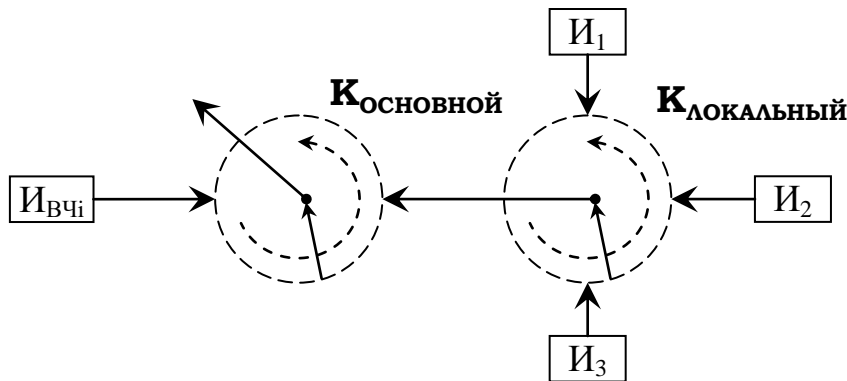


Рис.5

Обеспечение синфазности и синхронности работы коммутаторов приёмника и передатчика обеспечивается с помощью кадровой и словной синхронизации.

Кадровая синхронизация обеспечивает начало отсчёта, от которого отсчитываются кодовые слова каналов. После сигнала кадровой синхронизации условно следует кодовое слово первого источника, потом второго и т.д. Т.е. кадровый синхросигнал задаёт начало отсчёта, потому что при временном уплотнении адресом канала является его временная позиция в кадре. А кадром называется совокупность кодовых слов, которую получаем за один период коммутации.

На выходе АЦП будет следующая условная структура сигнала:

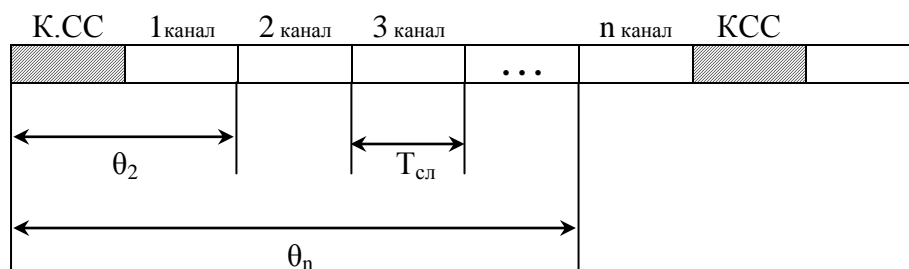


Рис.6

$K.СС$ – кадровый синхросигнал

θ_2 – адрес второго канала

Чтобы приёмник мог обнаружить начало отсчёта необходимо, чтобы $K.СС$ существенно отличался по структуре от информационных слов. Обычно это какая-то специальная последовательность, либо это кусок псевдошумового сигнала.

Сигнал словной синхронизации определяет $T_{сл}$ – границы кодовых слов. Это необходимо, потому что под воздействием эффекта Доплера границы меняются. Иначе кусок кодового слова, не учтя эффект Доплера, отправится в канал другого потребителя.

В системах с временным уплотнением каналов возникает две категории междуканальных помех:

1. Междуканальная помеха первого рода (перекрёстная помеха)

возникает вследствие завала модуля АЧХ канала передачи группового сигнала в области нижних частот

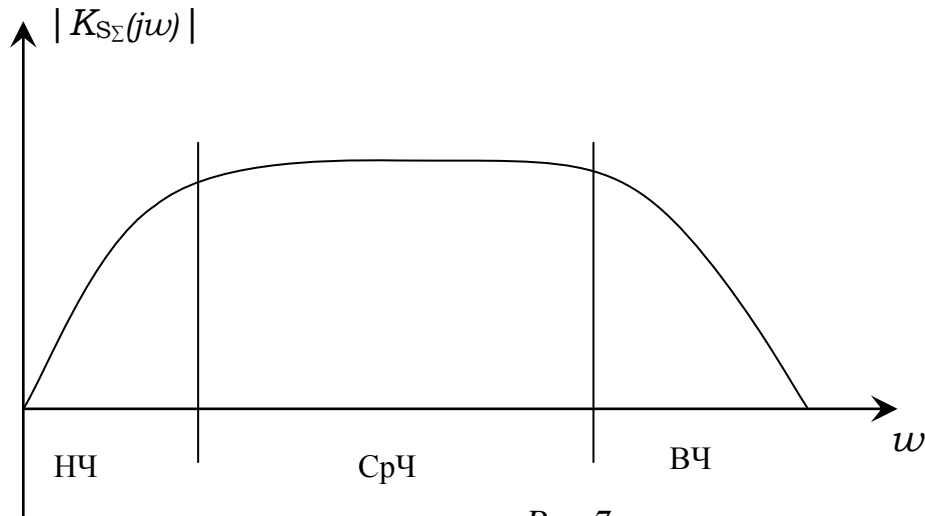


Рис.7

Групповой сигнал формируется в АЦП.

Входом канала тракта передачи группового сигнала является выход АЦП или вход кодера канала (КК), а выходом является выход декодера канала (ДКК) в приёмной части.

Завал в области НЧ вызван наличием разделительных емкостей или разделительных трансформаторов, если они есть, и недостаточной ёмкостью, шунтирующей сопротивление в цепях смещения усилительных элементов.

Валится частотная характеристика – уменьшается коэффициент передачи.

Граничный случай: постоянная составляющая разделительными емкостями или трансформатором не пропускается. Для постоянной составляющей ёмкость является условно бесконечным сопротивлением. Получается очень большое напряжение смещения, запирающее усилительные элементы.

Это приводит к следующему:

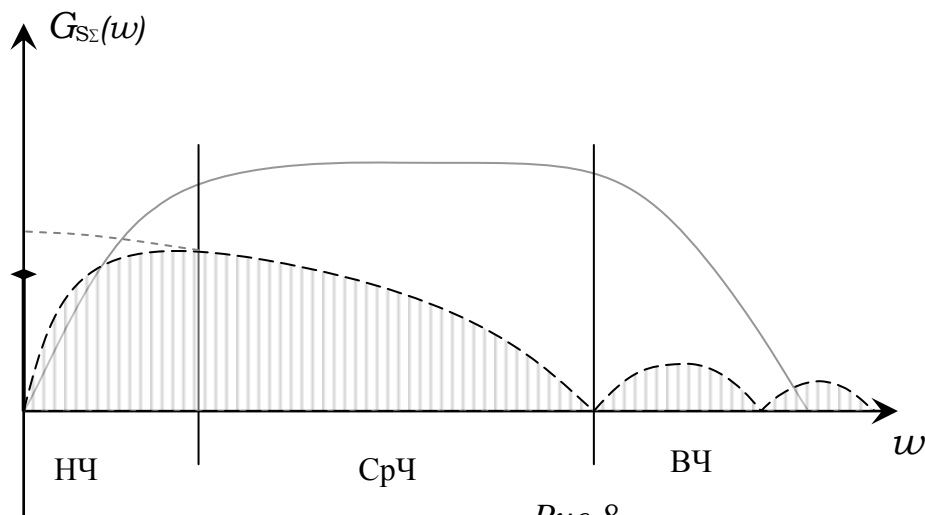


Рис.8

Примерный спектр группового сигнала рис.8.

Если бы групповой сигнал был **периодической последовательностью прямоугольных импульсов**, то его спектр имел бы вид:

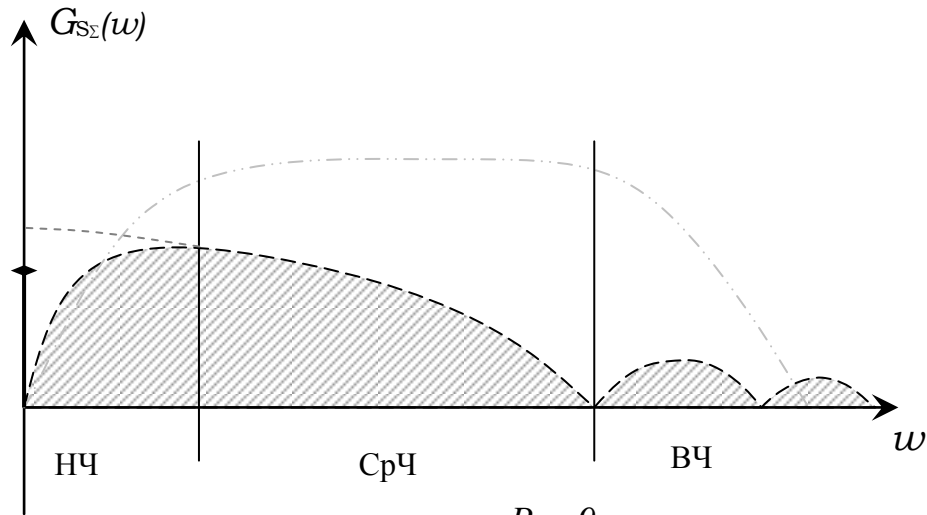


Рис.9

На самом деле последовательность не периодическая – символы "1" и "0" чередуются не по периодическому закону.

Т.е. спектр группового сигнала будет несколько другой, более похожий на изображенный.

В спектре будет постоянная составляющая и будет множество других составляющих.

Поскольку это не периодическая последовательность спектр будет сплошным (рис.9), а огибающая будет примерно такая же.

При пропускании спектра через полосы указанной частотной характеристики будет происходить следующее:

постоянная составляющая не будет пропускаться, составляющие в НЧ будут с уменьшенным коэффициентом передачи, все составляющие в СрЧ будут без изменений передаваться и те, которые будут в ВЧ с уменьшенным коэффициентом передачи.

Происходит деформация спектра в низкочастотной области (НЧ) – это эквивалентно тому – часть энергии спектральных компонент из сигнала вычитается. Если ту часть спектральных компонент, которая вычитается из спектра просуммировать, то это будет эквивалентно тому, что из группового сигнала вычитается какой-то низкочастотный сигнал. Т.е. завал в области НЧ эквивалентен тому, что из группового сигнала, а групповой сигнал представляет собой последовательность прямоугольных импульсов ("0" и "1") положительных и отрицательных, вычитается какой-то низкочастотный сигнал:

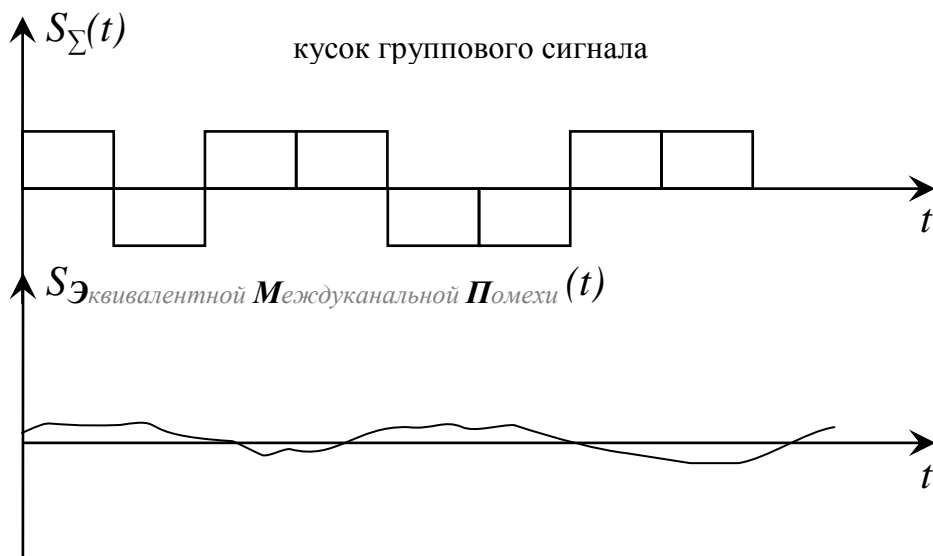


Рис.10

Из группового сигнала вычитается НЧ помеха. Это приведёт к тому, что там где в приёмнике будут распознаваться символы могут возникнуть ошибки – не правильно будут дешифроваться символы.

Эти дополнительные ошибки, возникающие по этой причине, называют междуканальными перекрёстными.

Перекрёстные потому что вид $S_{ЭМП}(t)$ зависит от формы частотной характеристики и от формы спектр, а форма спектра формируется всеми каналами, поэтому возникающая помеха формируется всеми каналами и всем каналам мешает.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Междуканальные помехи второго рода – помехи по соседнему каналу.

Причиной междуканальных помех второго рода является завал АЧХ тракта передачи группового сигнала в области верхних частот.

Тракт передачи группового сигнала начинается на выходе либо АЦП либо кодера канала и завершается на выходе ЦАП.

Как у любого четырёхполюсника АЧХ имеет три области:

- Область нижних частот
- Область средних частот
- Область верхних частот

На ВЧ уменьшение коэффициента передачи связано с влиянием паразитных емкостей монтажа, влияния емкостей р-п-переходов, и, если есть трансформаторы, то влиянием индуктивности

разделительных 0^ч 04^м 49^с трансформаторов. Наличие этих элементов на ВЧ приводит к тому, что коэффициент передачи активного четырёхполюсника падает/уменьшается.

Это явление эквивалентно явлению *инерционности* – в результате влияния этого явления деформируется импульс. Если импульс первоначально был прямоугольный, положительный или отрицательный, то в результате влияния завала в области ВЧ, в результате инерционности тракта передачи группового сигнала **фронт импульса затягивается**.

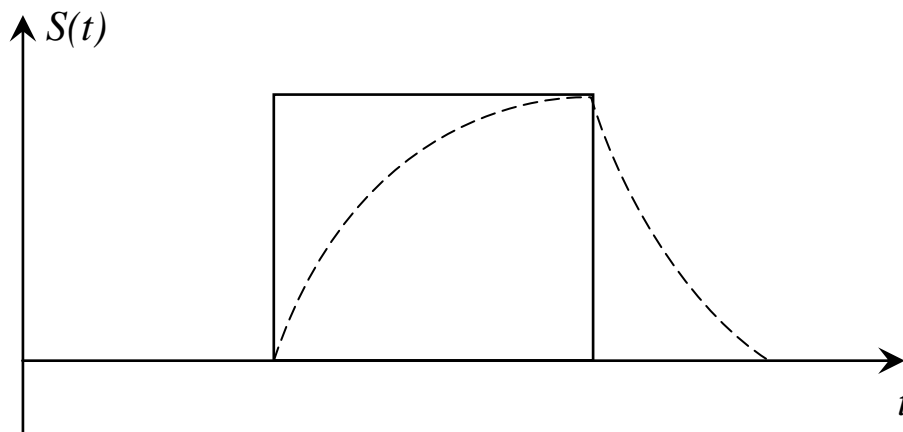


Рис.1

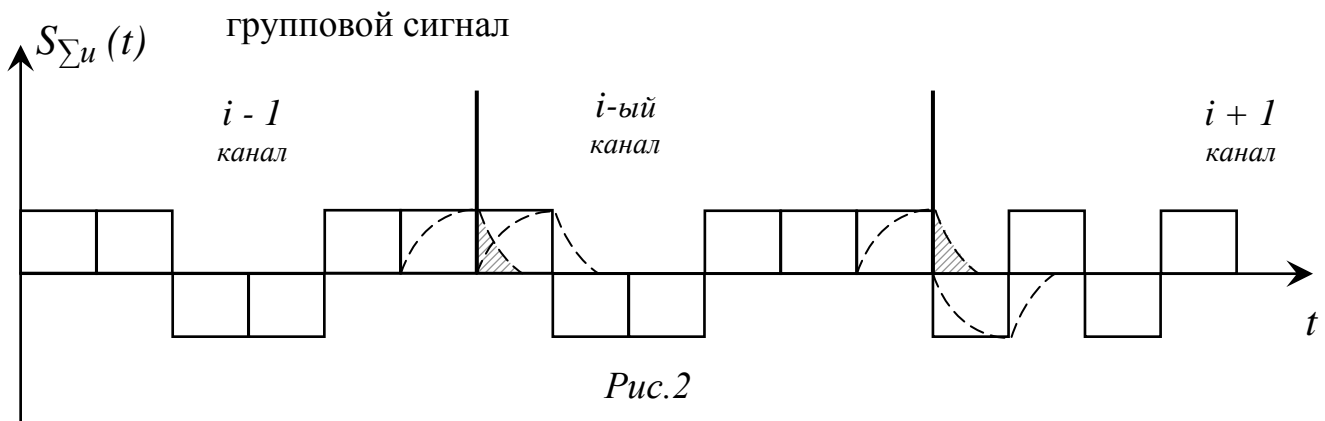


Рис.2

Групповой сигнал представляет собой последовательность почти прямоугольных импульсов.

В результате этого явления на границах между каналами происходит наложение импульса.

Возникает перекрытие импульсов на границе – заштриховано.

Сигнал из $i-1$ -го канала попадает в i -ый канал. Аналогично для $i+1$ -го канала.

Это помеха по соседнему каналу.

Для того чтобы уменьшить влияние этой помехи между каналами вводят временные защитные промежутки, такие, чтобы затянутый фронт более менее смог закончиться. Т.е. раздвигают каналы друг от друга. Естественно, что чем больше такие промежутки, тем меньше влияние междуканальной помехи, но с другой стороны, чем больше промежутки, тем хуже используется временная область – меньше каналов может быть уплотнено в пределах интервала времени. Поэтому ищут определённые компромиссы.

Особенностью систем с временным уплотнением является то, что уровень междуканальных помех практически не зависит от количества уплотняемых каналов/уплотняемых источников.

Второй вариант внесение ортогональности поднесущих сигналов – использование поднесущих сигналов, спектры которых не перекрываются.

Системы, которые используют такие поднесущие сигналы, называют системами с частотным уплотнением.

Телекоммуникационные системы с частотным уплотнением каналов.

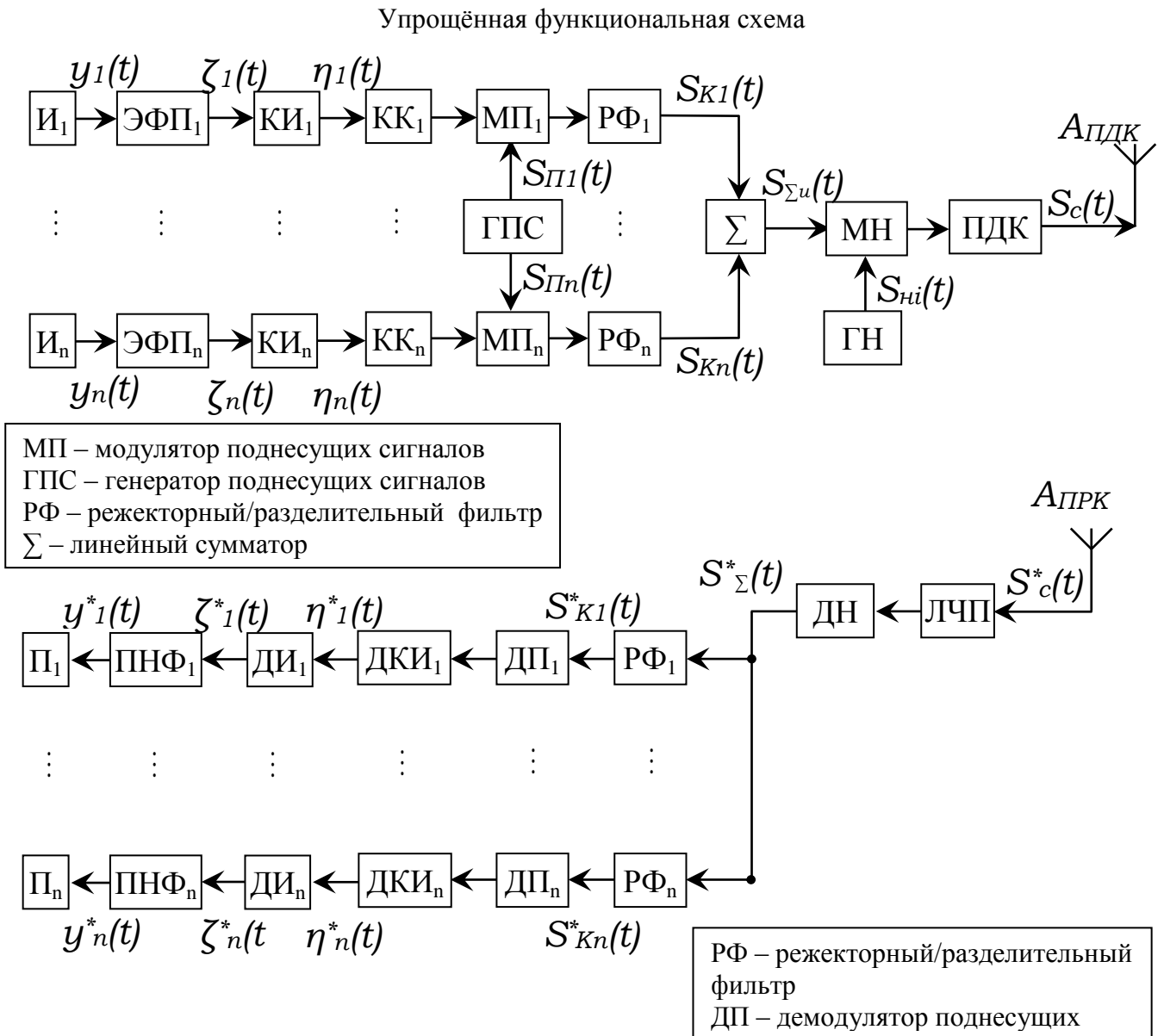


Рис.3

В качестве поднесущих сигналов в такой системе используются гармонические сигналы различных частот.

Спектр поднесущих сигналов:

Если бы эти гармонические сигналы были бы бесконечными, то это были бы дельта-функции (от набирающего лекции: по человечески – "палки") на различных частотных позициях.

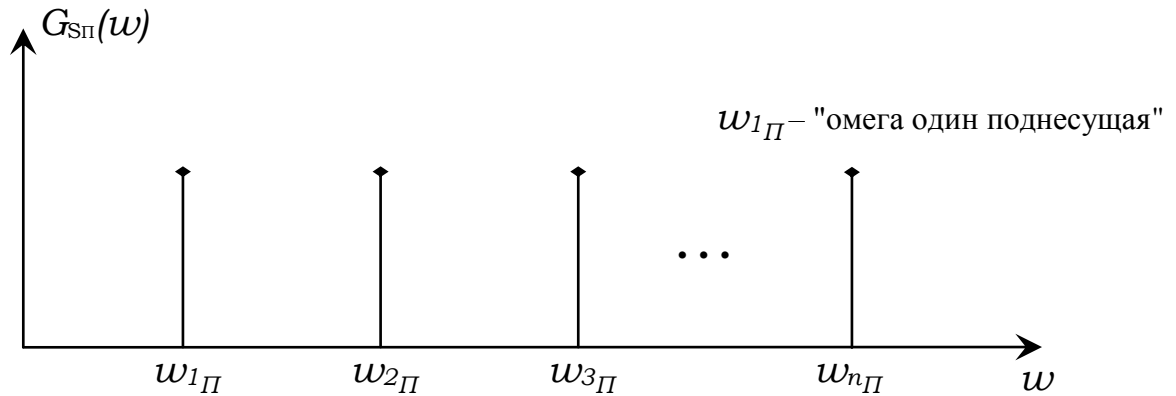


Рис.4

Обычно поднесущие все в таких системах выбираются одинаковыми по мощности. Эти дельта-функции – это спектр поднесущих сигналов. Первого, второго, третьего и т.д.

Поднесущий сигнал – гармонический сигнал с определённой частотой $\omega_{i\Pi}$.

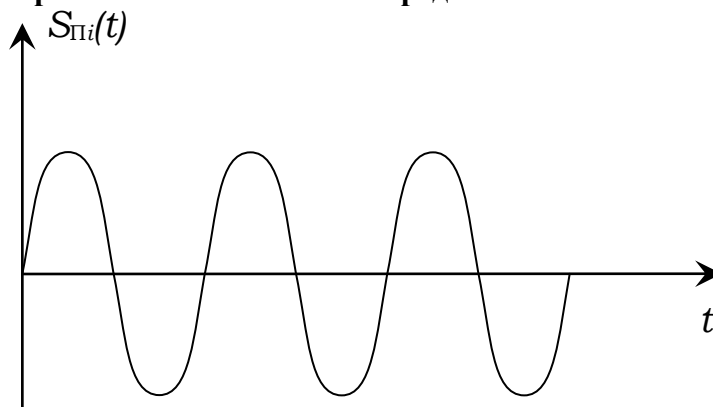


Рис.5

Таких сигналов столько сколько источников.

Эти поднесущие сигналы модулируются цифровыми избыточными сигналами с выходов кодера канала (КК).

Если бы эти цифровые сигналы представляли собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов, то спектр этих сигналов имел бы следующий вид:

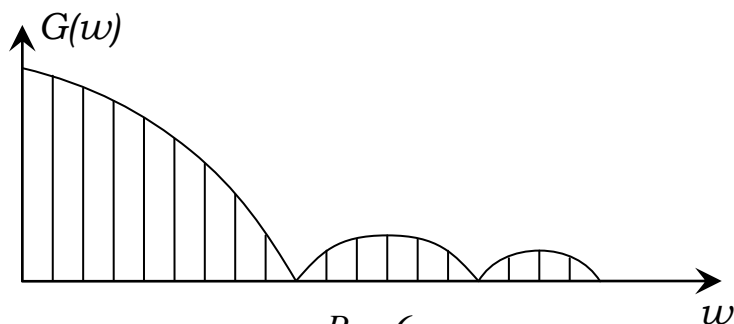


Рис.6

Но поскольку последовательность импульсов не периодическая – могут быть подряд несколько "1" или "0", в силу того, что реальный сигнал не периодический спектр не дискретен – сплошной.

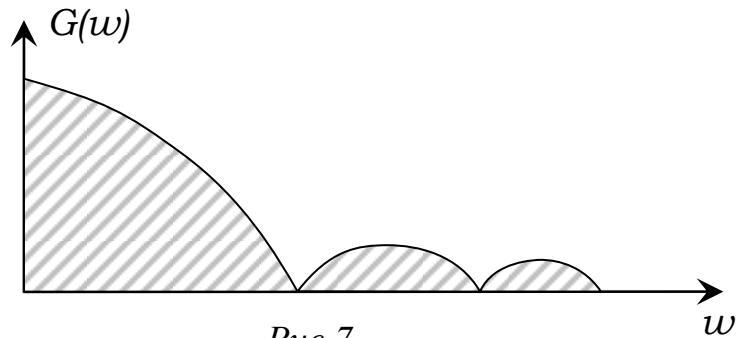


Рис.7

Но огибающая близка к спектру с периодической последовательностью.

Если сигналы с таким спектром промодулировать (например Амплитудная Модуляция) гармоническими сигналами, то рядом с каждой спектральной компонентой получим боковые полосы.

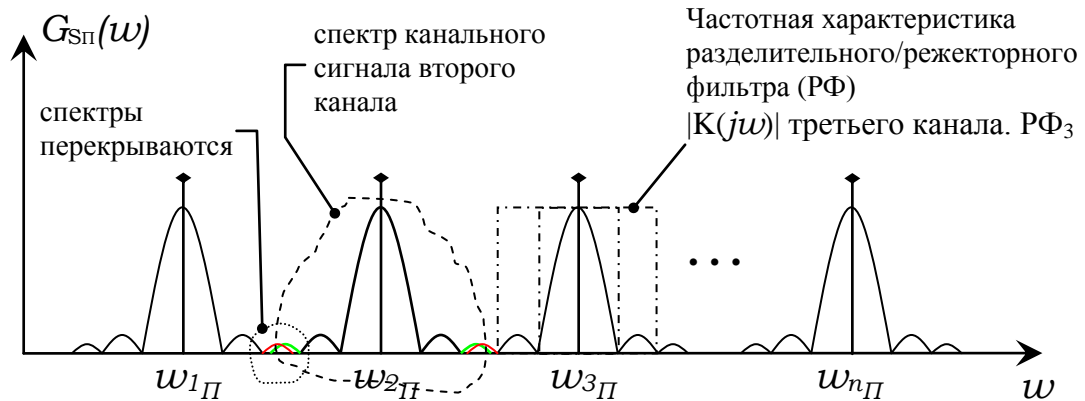


Рис.8

Легко увидеть, что боковые лепестки спектров канальных сигналов будут накладываться друг на друга и создавать друг другу помехи.

Для того чтобы уменьшить перекрытие боковых лепестков в системе предусмотрены т.н. режекторные фильтры (РФ), которые призваны эти боковые лепестки подавлять.

Конечно, желательно было бы, чтобы частотная характеристика такого фильтра была прямоугольной. Желательно было бы, чтобы она [частотная характеристика] выделяла основной лепесток, ну может быть один боковой. Прямоугольной она, естественно, не бывает, она бывает с фронтами, имеющими конечную крутизну. Т.е. полностью подавить боковые лепестки с помощью таких фильтров не удаётся – часть лепестков остаётся, но уменьшить взаимное влияние с помощью РФ можно.

В приёмной части системы для разделения каналов используются точно такие же фильтры с точно такими же частотными характеристиками. Но задача этих фильтров другая: из всего группового сигнала выделить спектр, соответствующий канальным сигналам. То, что мы получили после модуляции это **канальные сигналы**. С помощью разделительных фильтров (РФ) в приёмной части системы выделяются спектры канальных сигналов. В каждый канал поступает спектр со своего канального сигнала. Эти канальные сигналы демодулируются в демодуляторе поднесущего сигнала (ДП). Т.е. разделение при частотном уплотнении осуществляется с помощью фильтров, с такими же частотными характеристиками как частотные характеристики фильтров режекторной передающей части системы.

Достоинства такого метода уплотнения: достаточно прост в реализации.

За это платим высоким уровнем междуканальных помех. В этих системах также существуют помехи первого и второго рода.

Помеха первого рода (перекрестная помеха – все каналы мешают друг другу) вызвана нелинейностью амплитудной характеристики тракта(канала) передачи группового сигнала. **НЕ путать с амплитудной частотной характеристикой**, специфика которой вызывает междуканальные помехи при временном уплотнении.

У четырёхполюсника есть две основные характеристики:

- Амплитудно-Частотная Характеристика – зависимость коэффициента передачи от частоты передаваемого сигнала
- Амплитудная Характеристика – зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала.

Тракт передачи группового сигнала:

от выхода сумматора в передающей части системы
до входа разделительных фильтров в приёмной части системы

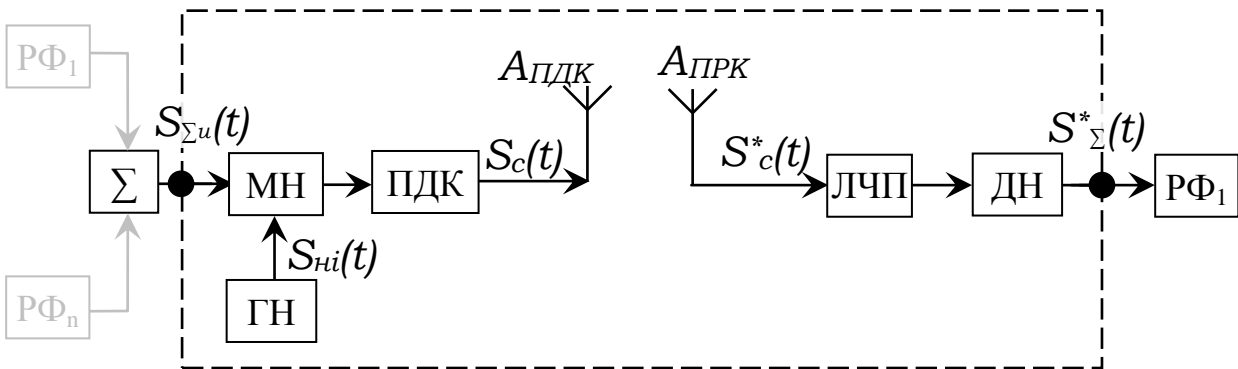


Рис.9

Эта часть системы, поскольку это активный четырёхполюсник, в котором есть активные элементы, амплитудная характеристика этой части системы имеет следующий вид:

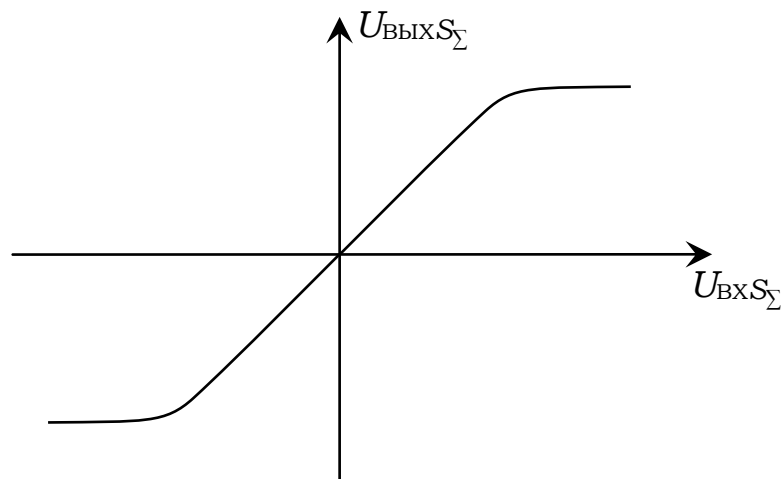


Рис.10

У этой характеристики есть почти линейная часть, она, как правило, симметрична, и далее нелинейные участки. Нелинейность проявляется вследствие явления **насыщения** активных элементов, т.е. когда достигается такой уровень входного сигнала, при котором все носители основные используются.

0^ч 34^м 45^с

Входным сигналом этой части системы является групповой сигнал $S_{\Sigma}(t)$.

Групповой сигнал в системах с частотным уплотнением каналов представляет собой сумму отфильтрованных канальных сигналов, а канальные сигналы это модулированные гармонические сигналы:

$$S_{\Sigma\Pi}(t) = \sum_{i=1}^n a_{i\Pi}(t) \cos(\omega_{i\Pi}t + \varphi_i) \quad (1)$$

Этот сигнал представляет собой сумму модулированных гармонических сигналов.

Эти модулированные гармонические сигналы – у них случайной является амплитуда и случайной является фаза, т.е. они, как правило, не зависят друг от друга в разных каналов.

Т.е. групповой сигнал представляет собой сумму большого количества независимых случайных сигналов.

В соответствии центральной предельной теоремой теории случайных процессов известно, что сумма большого числа независимых случайных сигналов (примерно одинакового уровня, т.е. одинаковых по мощности) представляет собой случайный сигнал, который является гауссовым или нормальным случайным процессом. Т.е. групповой сигнал случаен – какая-то случайная функция времени.

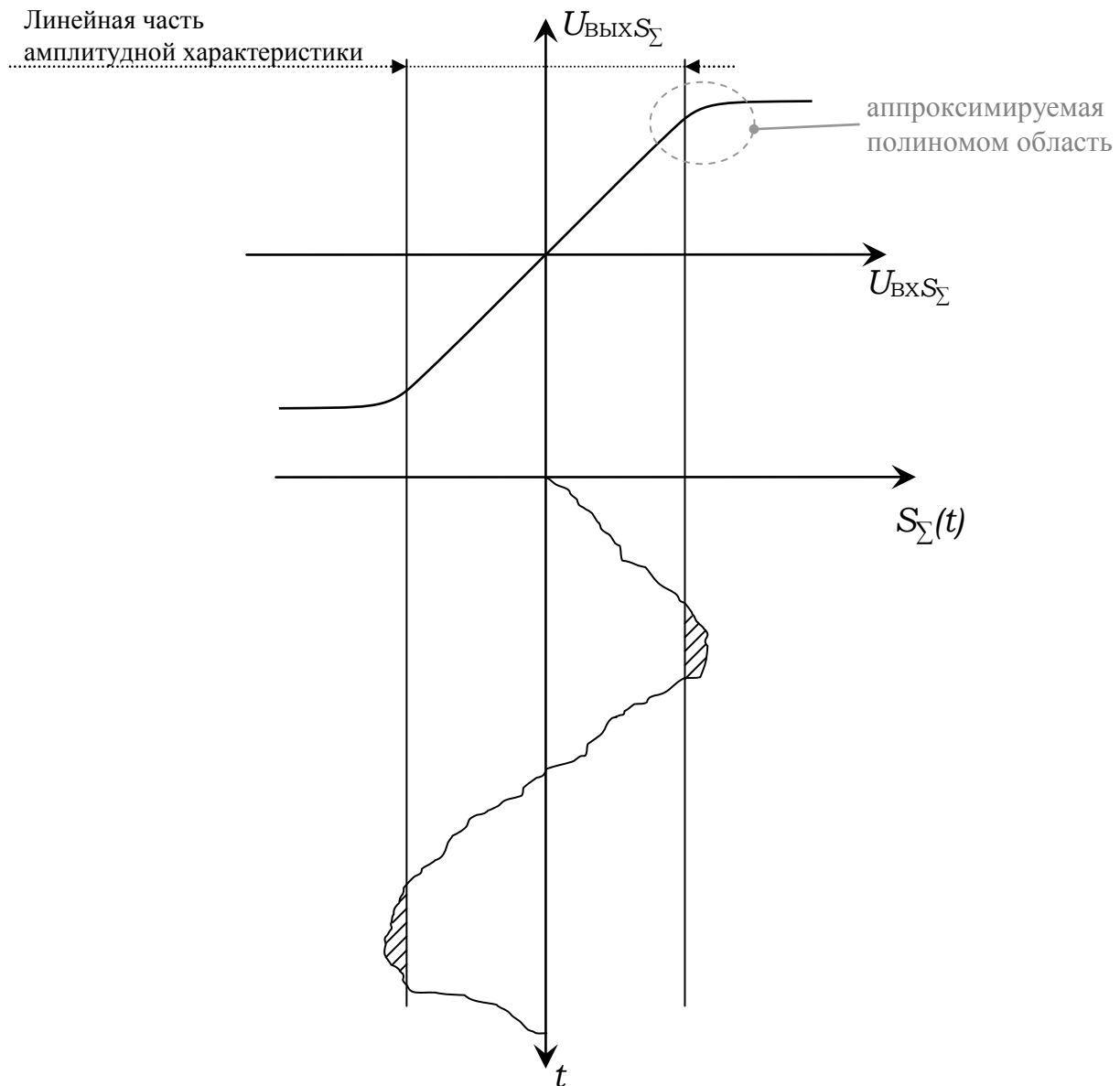


Рис.11

Пока эта случайная функция времени не выходит за границы линейного участка групповой сигнал не искажается. Но как только групповой сигнал выходит за пределы линейного участка, возникают нелинейные искажения.

"не происходит никаких искажений" – когда характеристика линейна, то все компоненты, которые входят в состав группового сигнала остаются без изменения, все те компоненты которые имеются

на входе такие же компоненты имеются на выходе. Может несколько изменяться уровень – в зависимости от коэффициента передачи, но соотношения уровней и количество спектральных компонент остаётся без изменений.

В результате влияния нелинейности количество спектральных компонент на выходе другое.

Рассмотрим следующий пример.

Предположим, что мы аппроксимируем полиномом выделенную нелинейность (рис.11).

Представим $U_{\text{ВЫХ}S_{\Sigma}}$ в следующем виде:

$$U_{\text{ВЫХ}S_{\Sigma}} = \underbrace{b_1 + b_2 \cdot U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}}_{\text{линейная часть}} \quad (2)$$

b_1 – некоторый постоянный коэффициент.

Если сигнал находится в пределах линейной части, то $U_{\text{ВЫХ}S_{\Sigma}}$ и $U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}$ ($U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}$ – это групповой сигнал $S_{\Sigma\Pi}(t)$) будут одинаковыми по составу. Если поставить групповой сигнал вместо $U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}$ в формулу (2), то, при линейной зависимости $U_{\text{ВЫХ}S_{\Sigma}}$ от $U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}$, состав не меняется: выходной сигнал имеет тот же состав, что и входной.

Предположим, что есть нелинейность:

$$U_{\text{ВЫХ}S_{\Sigma}} = b_1 + b_2 \cdot U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}} + b_3 \cdot U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}^2 + b_4 \cdot U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}^3 + \dots \quad (3)$$

Предположим, что у нас квадратичная нелинейность.

$$U_{\text{ВЫХ}S_{\Sigma}} = b_1 + b_2 \cdot U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}} + b_3 \cdot U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}^2 \quad (4)$$

Если вместо $U_{\text{ВХ}S_{\Sigma}}$ подставим в формулу групповой сигнал, то сумма (1) $\sum_{i=1}^n a_{i\Pi}(t) \cos(\omega_{i\Pi}t + \varphi_i)$ возведётся в квадрат

$$S_{\Sigma\Pi}(t) = \left[\sum_{i=1}^n a_{i\Pi}(t) \cos(\omega_{i\Pi}t + \varphi_i) \right]^2 = \quad (5)$$

Пример возведения суммы косинусов в квадрат.

В результате возведения в квадрат получим сумму квадратов косинусов и удвоенных произведений каждого из этих косинусов друг на друга.

$$\cos^2(\alpha) = \frac{1 + \cos 2\alpha}{2} \quad (6)$$

2α – это $2\omega_{i\Pi}$ т.е. все квадраты дадут спектральные компоненты удвоенных частот.

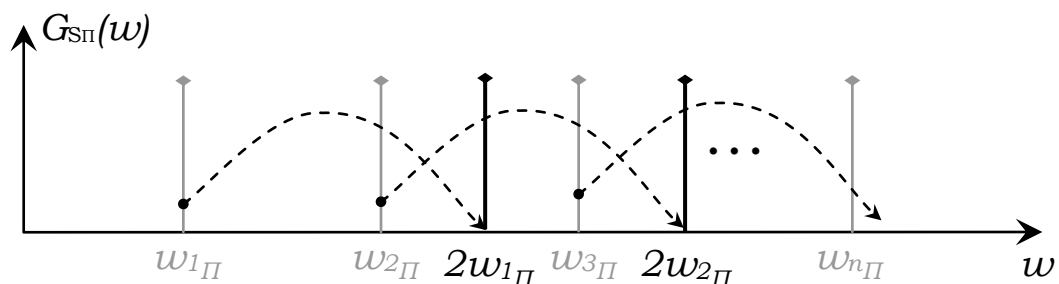


Рис.12

Компоненты удвоенных частот попадают в другие каналы и становятся мешающими.

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad (7)$$

$(\alpha + \beta)$ – это $(\omega_{3П} + \omega_{9П})$ – компоненты суммарных частот

$(\alpha - \beta)$ – это $(\omega_{3П} - \omega_{9П})$ – компоненты разностных частот

спектральные компоненты разностных и суммарных частот снова попадут в другие каналы.

Из-за этого все каналы будут мешать всем.

От чего будет зависеть количество мешающих спектральных компонент?

От числа уплотняемых каналов – чем больше каналов, тем больше в сумме составляющих, больше биений, больше суммарных и разностных компонент, тем больше интенсивность перекрёстных помех.

И от степени нелинейности.

Предположим, что нелинейность ещё выше – нужно учесть четвёртый член аппроксимации.

$$U_{выхS_{\Sigma}} = b_1 + b_2 \cdot U_{вхS_{\Sigma}} + b_3 \cdot U_{вхS_{\Sigma}}^2 + b_4 \cdot U_{вхS_{\Sigma}}^3 \quad (8)$$

Т.е. нужно возвести сумму $\sum_{i=1}^n a_{iП}(t) \cos(\omega_{iП}t + \varphi_i)$ в куб.

Получится составная компонента третьей степени, т.е. утроенных частот и потом компоненты первой степени на вторую – это будут разностные и суммарные компоненты удвоенных частот и частот первой степени.

Чем больше нелинейность, тем больше будет спектральных компонент.

Итак, интенсивность перекрёстной помехи, возникающей в результате воздействия нелинейности, увеличивается с ростом числа каналов и с увеличением степени нелинейности **амплитудной характеристики 48' 55"**.

Это влияние столь велико, что уже при 15-20 каналах система говорит "сама себя подавляет" – становится неработоспособной.

Поэтому система с частотным уплотнением каналов используется обычно при небольшом количестве каналов – не более 15.

Как уменьшить влияние перекрёстной помехи?

– Необходимо, чтобы групповой сигнал не выходил за пределы линейного участка амплитудной характеристики.

Если он не выходит за пределы этой области, перекрёстной помехи не возникает.

От чего зависит вероятность выхода за эти пределы линейного участка?

От амплитуд поднесущих.

Т.е. мы можем выбрать амплитуды поднесущих такими, чтобы сигнал гарантированно не выходил за пределы линейной области. И тогда перекрёстных помех практически не будет.

– Другой способ – это увеличить размер линейной области. Это гораздо более сложнее, потому что это характеристик активных элементов – зависит от технологий изготовления активных элементов.

Помеха второго рода. Чем вызвана помеха по соседнему каналу?

Если бы режекторные фильтры (РФ) имели идеально прямоугольные характеристики, то боковые лепестки канальных сигналов подавили бы и соседние каналы друг другу не мешали бы.

А поскольку РФ имеют характеристики не прямоугольные, а сглаженные:

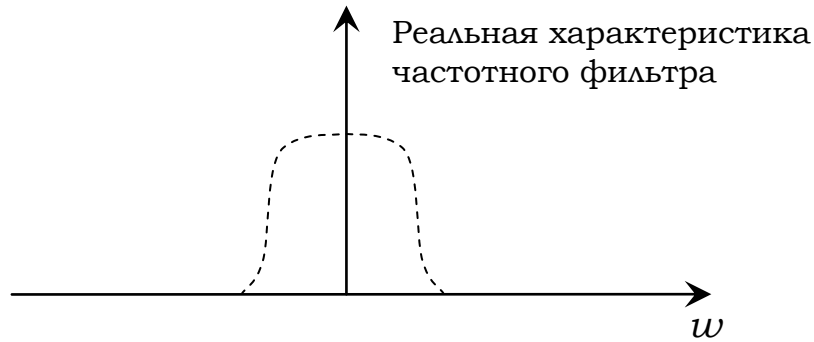


Рис.13

Из-за этого боковые лепестки полностью не подавляются, и соседние каналы мешают друг другу. Тот уровень боковых лепестков, который не подавлен РФ, попадает в соседние каналы, т.е. они мешают друг другу. Т.е. причиной помехи второго рода является не идеальность частотных характеристик разделительных фильтров (РФ).

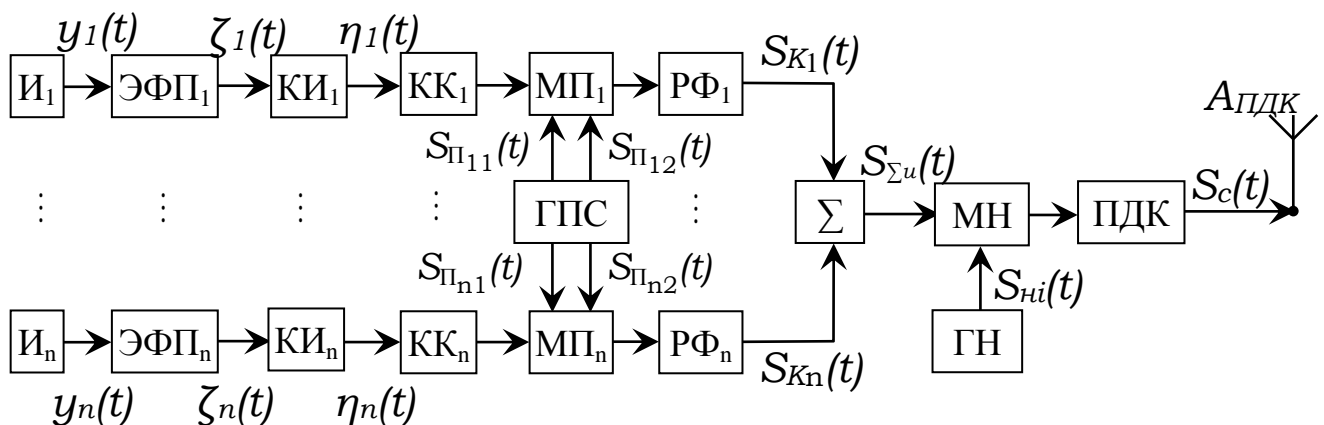
Третий вариант обеспечения ортогональности поднесущих сигналов состоит в выборе сигналов такой формы, спектры которых перекрываются, по времени которые перекрываются, но тем не менее остаются ортогональными. Ортогональность обеспечивается формой поднесущего сигнала. Системы, использующие этот вариант, называют телекоммуникационные системы с уплотнением/разделением каналов по форме поднесущих сигналов.

0^ч 54^м 40^с

Телекоммуникационные системы с уплотнением/разделением каналов по форме поднесущих сигналов

В такой системе в каждом канале используется два поднесущих сигнала: $S_{\Pi_{11}}(t)$, $S_{\Pi_{12}}(t) \dots S_{\Pi_{n1}}(t)$, $S_{\Pi_{n2}}(t)$.

Функциональная схема телекоммуникационной системы с уплотнением/разделением каналов по форме поднесущих сигналов



$S_{\Pi_{11}}(t)$ – "поднесущий сигнал один один"

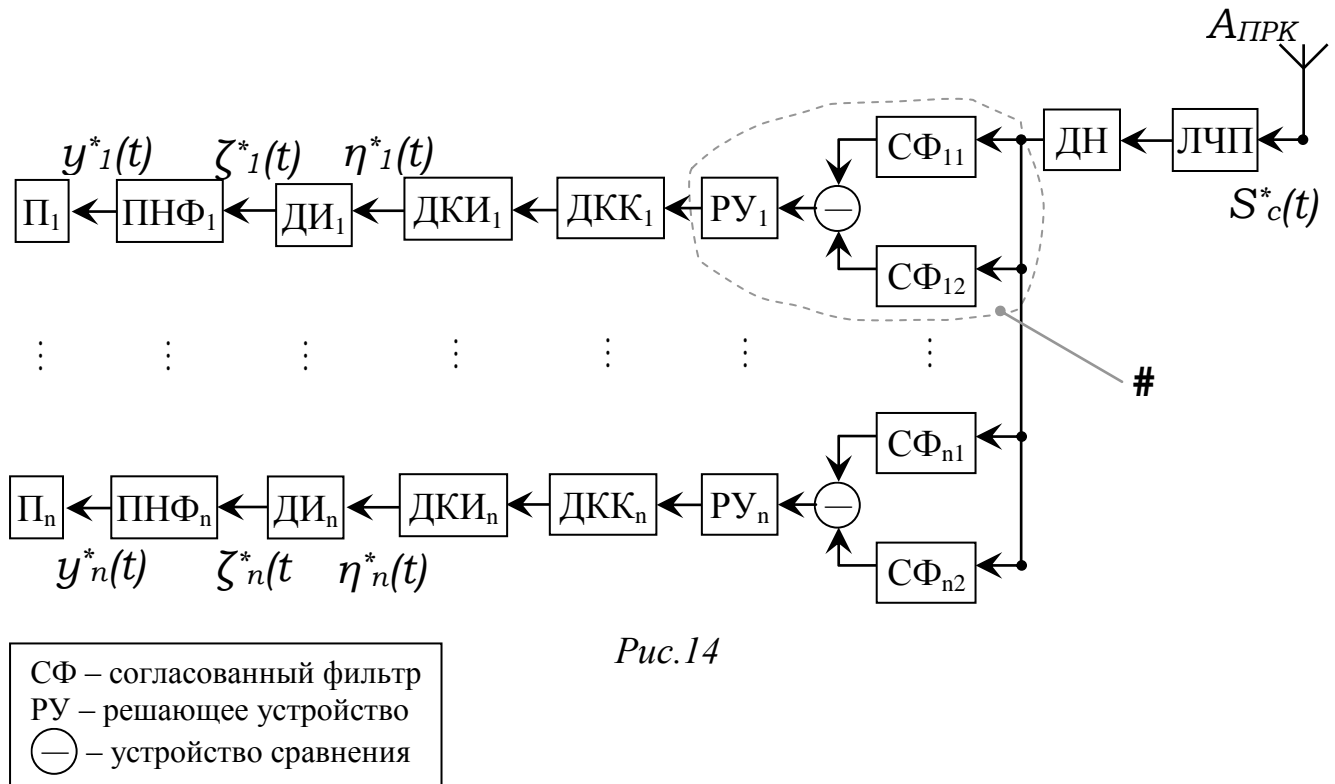


Рис.14

В качестве поднесущих сигналов в такой системе используются сложные сигналы:

Импульсно Временные, ортогональные в точке сомкнутые сигналы, псевдошумовые или частотно-временные сигналы.

Каждому источнику выделяется два поднесущих сигнала.

Грубо говоря, один поднесущий сигнал используется для передачи "1", второй – для передачи "0". Т.е. длительность поднесущих сигналов должна быть равна длительности информационных символов на выходе кодера канала (КК).

Модуляторы поднесущих сигналов по существу заменяют символы, представляющие "1" и "0" поступающие на вход, на соответствующие сложные сигналы. Т.е. поступает "1" на вход модулятора поднесущего сигнала – на выходе формируется сложный сигнал одной формы, поступает "0" – на выходе формируется сложный сигнал другой формы.

В приёмной части системы для разделения каналов используются соответствующие согласованные фильтры (СФ). Причём схемы, которые используются для разделения каналов, – они одновременно используются и для демодуляции поднесущих сигналов.

– Фрагмент оптимального приёмника для посимвольной передачи: два СФ, устройство сравнения и РУ,

Как работает этот элемент:

Если на входе имеется сложный сигнал, представляющий например "1" в первом канал, то на выходе СФ₁₁ уровень сигнала будет больше, чем на выходе СФ₁₂ – на выходе устройства сравнения будет положительное напряжения и РУ сформирует положительный прямоугольный импульс, представляющий "1".

Если наоборот – поступит сигнал, соответствующий "0", то уровень сигнала будет больше на выходе нижнего фильтра – СФ₁₂. На выходе устройства сравнения будет отрицательный уровень сигнала и РУ сформирует отрицательный прямоугольный импульс.

Этот фрагмент осуществляет и разделения каналов, и демодуляцию поднесущего сигнала.

Такая приёмная часть системы может работать только тогда, когда отсутствует влияние эффекта Доплера. Если всё-таки этот эффект присутствует, т.е. если передатчик и приёмник перемещаются друг относительно друга, то тогда этот фрагмент заменяется схемой оптимального приёмника с соответствующими элементами синхронизации.

Вместо фрагмента # будем иметь следующую схему:

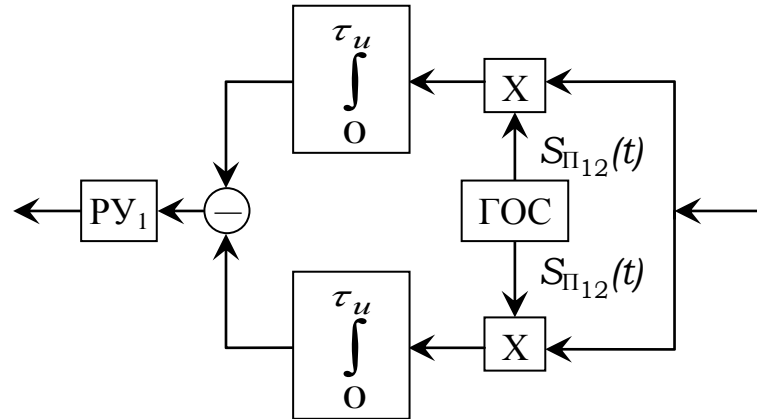


Рис.15

Интегратор в пределах длительности поднесущего сигнала или длительности информационного символа – $\tau_{u\text{информационное}}$

При этом образцы сигналов формируются уже с учётом эффекта Доплера путём использования подсистемы синхронизации.

Такие системы в литературе иногда называют "системами с кодовым разделением каналов", понимая под "кодами" сложные поднесущие сигналы.

Вариант системы на рисунке 14 используется в случае, если источники и потребители локализованы.

Если они не локализованы, как в случае мобильной телефонии, тогда такой вариант построения системы не годится.

Используется совсем другой вариант построения системы – вариант построения системы с радио доступом, т.е. вариант с кодовым разделением каналов (рис.15) трансформируется в систему с радио доступом.

Сущность радио доступа состоит в том, что каналы работают не зависимо друг от друга.

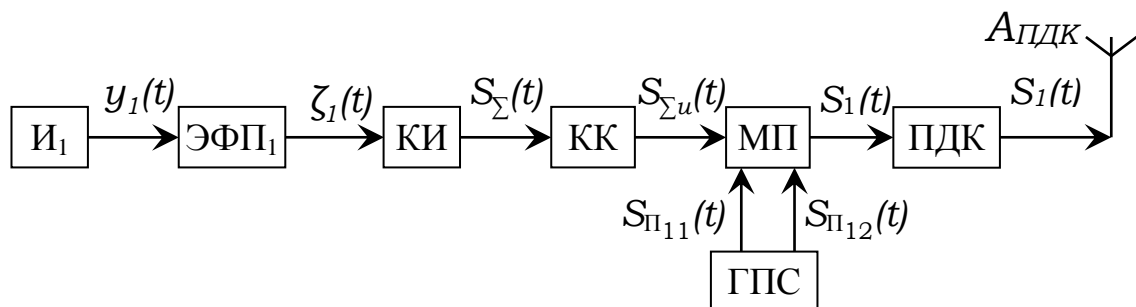


Рис.16

В этом случае поднесущие сигналы формируются сразу на высокой частоте

Групповой сигнал $S_{\Sigma\Pi}^*(t)$ в этом случае формируется на входе приёмной части системы, т.е. групповой сигнал в этом случае является радио сигналом.

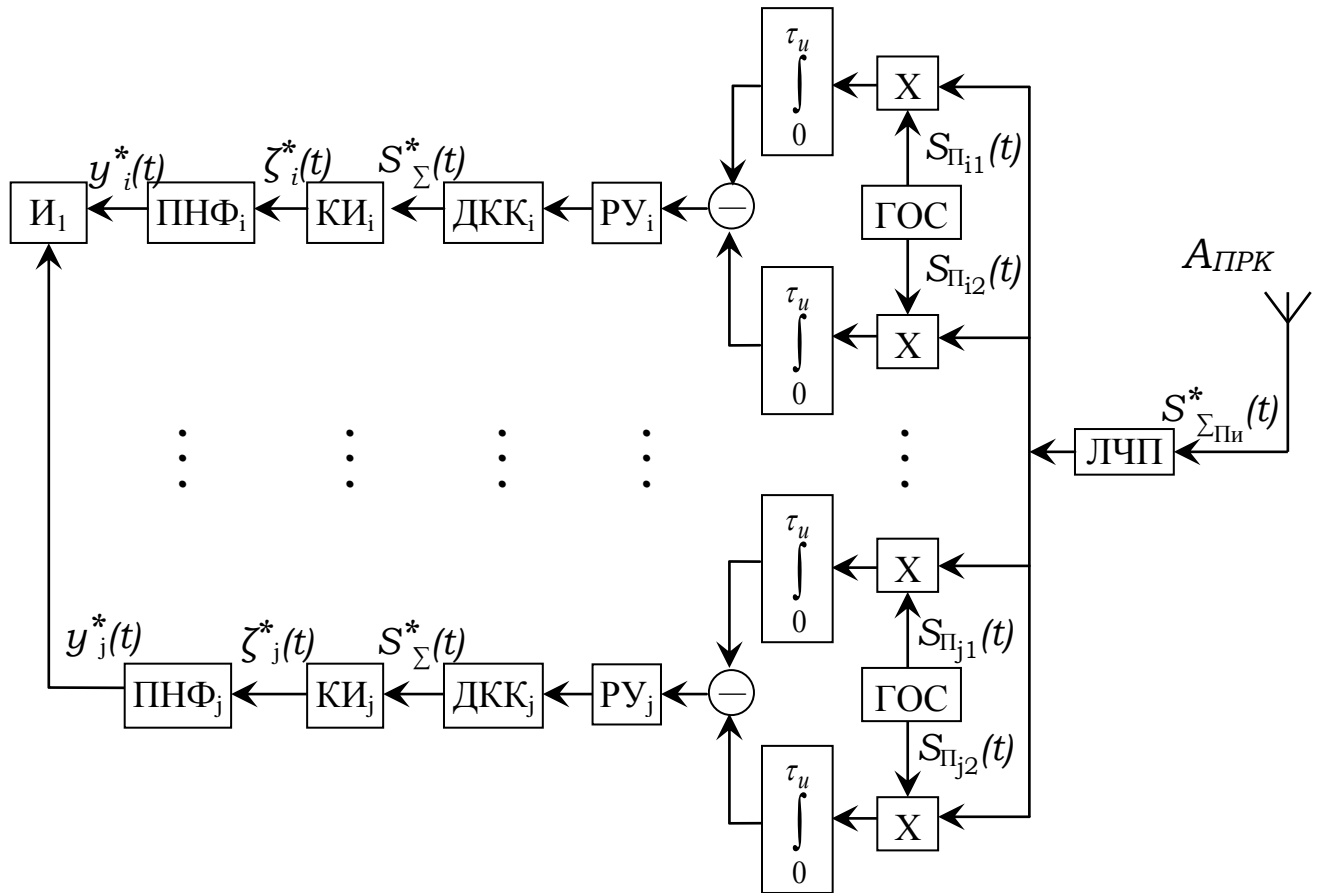


Рис.17

Поднесущие сигналы формируются сразу на высокой частоте, усиливаются по мощности и излучаются.

От множества других абонентов на входе приёмника формируется групповой сигнал. В системе имеется множество либо СФ, либо элементов распознавания сигналов различных абонентов. На рисунке 17 изображено для двух абонентов i -го и j -го, а таких множество.

1^ч 20^м 15^с

Далее когда адресно поступает звонок, смотрите на дисплее – Звонит Петя. Желаете Петю послушать, нажимаете кнопочку и тогда к вам поступает сигнал с Петеного канала.

При организации радио доступа уплотнение каналов происходит в электромагнитном поле свободного пространства – формируется групповой сигнал на входе приёмной антенны. Но всё равно это групповой сигнал и надо его разделить – выделить сигналы различных абонентов.

Уровень междуканальных помех в таких системах зависит от степени ортогональности поднесущих сигналов. Чем выше степень ортогональности поднесущих сигналов, т.е. чем ближе поднесущие сигналы к реальным ортогональным сигналам, тем меньше уровень междуканальных помех. Если степень ортогональности ухудшается, т.е. коэффициент взаимной корреляции между сигналами увеличивается – увеличивается уровень междуканальных помех.

От печатающего лекции:

Пример для $n=2$:

$$\begin{aligned} S_{\Sigma\Pi}(t) &= \left[\sum_{i=1}^{n=2} a_{i\Pi}(t) \cdot \cos(\omega_{i\Pi}t + \varphi_i) \right]^2 = \\ &= (a_{1\Pi}(t) \cdot \cos(\omega_{1\Pi}t + \varphi_1) + a_{2\Pi}(t) \cdot \cos(\omega_{2\Pi}t + \varphi_2))^2 = \\ &= a_{1\Pi}^2(t) \cdot \cos^2(\omega_{1\Pi}t + \varphi_1) + 2 \cdot a_{1\Pi}(t) \cdot a_{2\Pi}(t) \cdot \cos(\omega_{1\Pi}t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega_{2\Pi}t + \varphi_2) + \\ &+ a_{2\Pi}^2(t) \cdot \cos^2(\omega_{2\Pi}t + \varphi_2) = a_{1\Pi}^2(t) \cdot \frac{1 + \cos(2 \cdot \omega_{1\Pi}t + 2 \cdot \varphi_1)}{2} + 2 \cdot a_{1\Pi}(t) \cdot a_{2\Pi}(t) \times \\ &\times \frac{1}{2} [\cos(\omega_{1\Pi}t + \varphi_1 + \omega_{2\Pi}t + \varphi_2) + \cos(\omega_{1\Pi}t + \varphi_1 - \omega_{2\Pi}t - \varphi_2)] + \\ &+ a_{2\Pi}^2(t) \cdot \frac{1 + \cos(2 \cdot \omega_{2\Pi}t + 2 \cdot \varphi_2)}{2} \end{aligned}$$

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.

(Телекоммуникационные системы и сети).

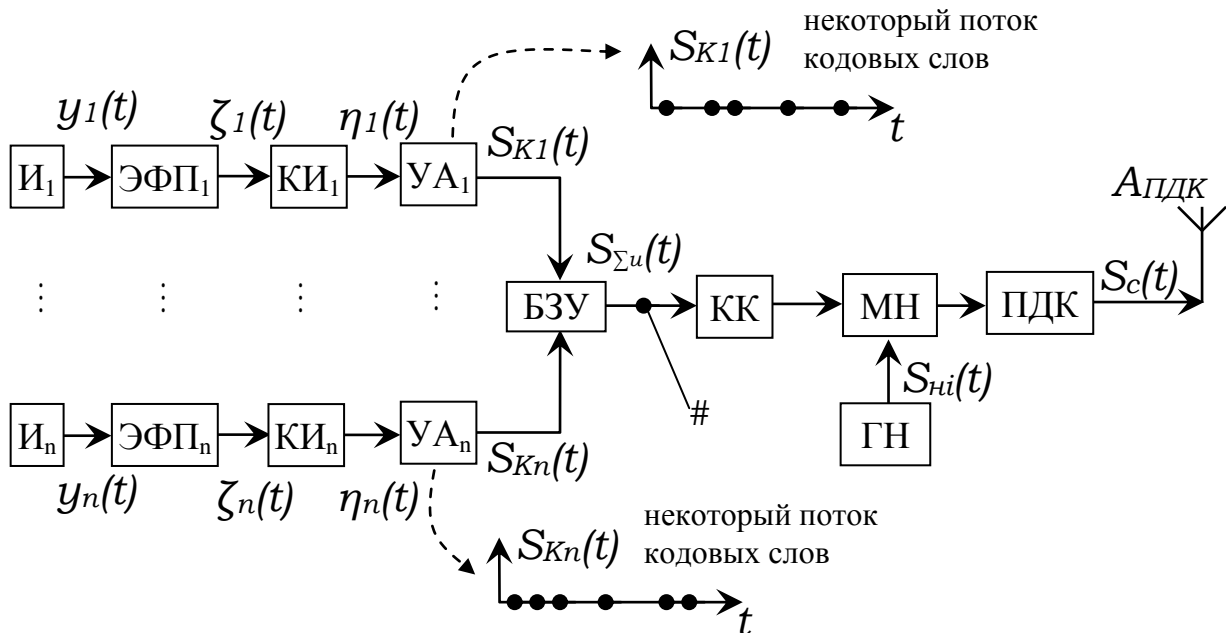
Представление о телекоммуникационных системах с незакреплёнными каналами.

Системы с незакреплёнными каналами, это такие системы, у которых поднесущий сигнал выделяется источнику только тогда, когда он желает побеседовать – не закрепляется на всё время работы системы и в этом плане эти системы более эффективны, чем системы с закреплёнными каналами, и адресация осуществляется цифровая – индивидуальная или групповая цифровая адресация.

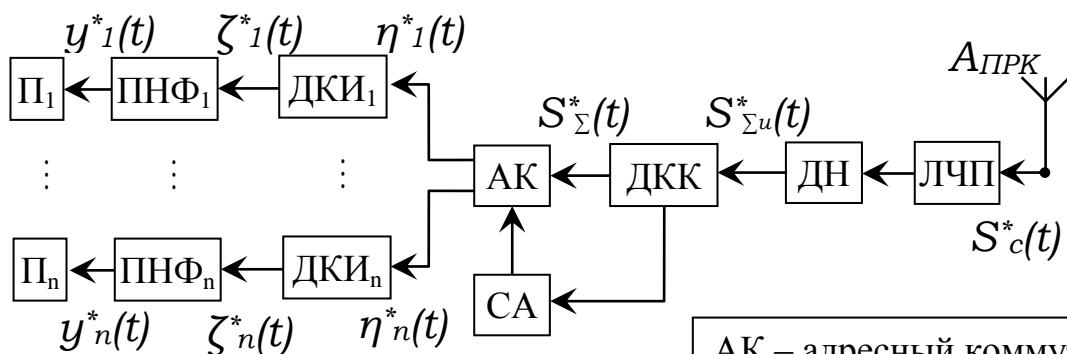
Представление о таких системах рассмотрим на примере телекоммуникационной системы с временным разделением кодовых слов различных источников и индивидуальной адресацией/индивидуальным кодовым признаком.

Сокращённо в литературе иногда такие системы именуют ВРК-КП – временное разделение кодовых слов с кодовым признаком.

Упрощённая функциональная схема телекоммуникационной системы ВРК-КП



УА – устройство адресации
 БЗУ – буферное запоминающее устройство



АК – адресный коммутатор
 СА – селектор адреса

Рис.1

Как работает такая система?

На выходе кодеров источника (КИ) получаем случайный поток цифровых кодовых слов.

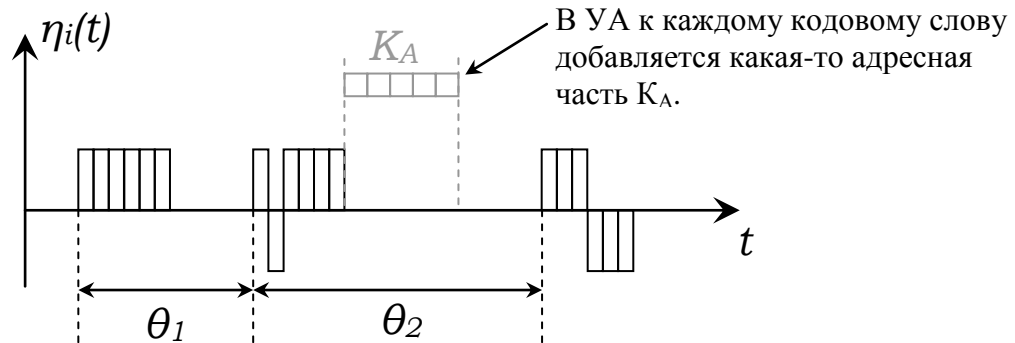


Рис.2

Интервалы между кодовыми словами случайны и зависят от того, как быстро меняется первичный сигнал. Символично можно такой сигнал представить следующим образом:

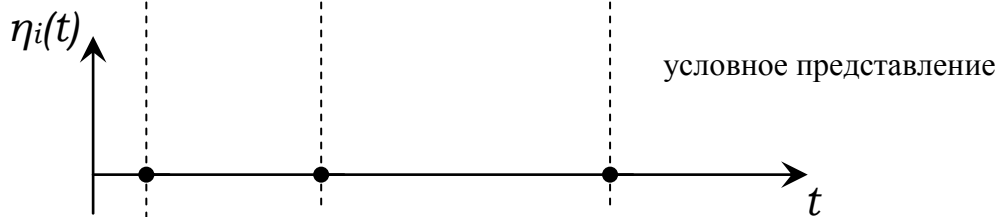


Рис.3

При таком представлении отвлекаемся от содержания кодовых слов – учитываем только характеристики потока этих кодовых слов: интервалы между кодовыми словами, сколь часто они следуют.

Если использовать такую символику, то в каждом канале мы будем иметь, указанные на рис.1, некоторые потоки кодовых слов.

Эти потоки кодовых слов поступают на вход буферного накопителя (БЗУ) и записываются в нём в порядке поступления.

1^ч 20^м 15^с

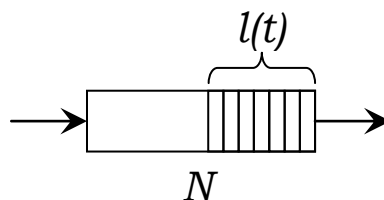


Рис.4

Буферный накопитель объёмом N единиц с очередью. Длина очереди $l(t)$ случайна. На вход в порядке возникновения поступают кодовые слова, изображённые точками (рис.3).

Из буферного накопителя кодовые слова извлекаются на передачу с постоянным интервалом $T_{\text{сл}}$. В точке # на рисунке 1 получаем квазирегулярный поток кодовых слов:

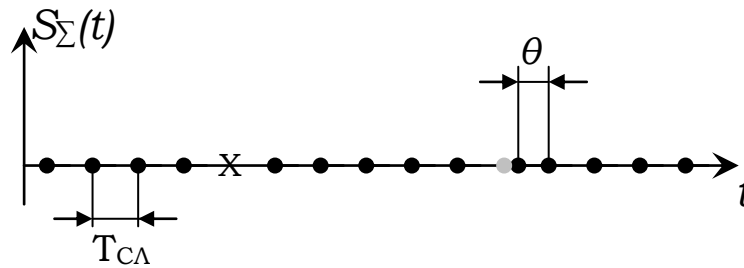


Рис.5

X – пропуск, т.е. может быть такой вариант, когда есть возможность передачи, т.е. свободен поднесущий сигнал, а буферный накопитель пуст. Такая ситуация называется "ситуацией холостого хода"

К кодовым словам, извлечённым из БЗУ, добавляется избыточность в кодере канала (КК) и далее они поступают на модулятор несущего сигнала (МН), передатчик (ПДК) и передаются через приёмную часть системы.

В приёмной части системы осуществляются необходимые процедуры демодуляции, декодирования канала. Далее в селекторе адреса (СА) выделяется адресная часть.

Для того чтобы правильно выделить адресную часть должна работать система синхронизации – символьной и словной синхронизации – необходимо точно знать границы кодовых слов. Из границ кодовых слов определяем какая часть кодового слова является адресом.

Таким образом селектируется адрес. Этот адрес поступает в адресный коммутатор (АК) и по этому адресу соответствующая информационная часть поступает в канал соответствующего потребителя.

Такая система более эффективно использует ресурсы телекоммуникационной системы.

Платой за более эффективное использование ресурсов являются:

- 1) Прежде всего может оказаться, что длина очереди в БЗУ достигает границы, т.е. буфер полностью переполнен – тогда следующее кодовое слово канального сигнала будет потеряно – возникает вероятность того, что будут потеряны из-за переполнения буфера кодовые слова. Потеря будет приводить к тому, что будет увеличиваться ошибка передачи первичного сигнала. Величина этой дополнительной ошибки зависит от вероятности потери. Величина вероятности потери будет зависеть от объёма БЗУ (чем больше, тем вероятность меньше) и от интенсивности потоков которые получает от всех источников, т.е. будет зависеть от свойств всех источников. Таким образом через потери все источники будут мешать каждому. Это явление эквивалентно явлению междуканальных помех. Первая причина междуканальных помех в таких системах – это возникновения потерь из-за переполнения буфера.
- 2) Каждое кодовое слово, попадая в БЗУ, ждёт своей передачи случайный интервал времени. Этот интервал времени будет равен:

$$\tau_{\text{задержки}} = l(t) \cdot T_{CL} + \theta$$

$l(t)$ – число кодовых слов очереди,

θ – некий интервал времени в пределах кодового слова, потому что на вход буфера кодовые слова поступают не в тактовые моменты, а могут поступать между тактовыми моментами.

0^ч 26^м 40^с

Это $\tau_{\text{задержки}}$ случайно, поскольку случайна длина очереди и случаен момент появления кодового слова в БЗУ. Из-за задержки будет нарушаться реальный масштаб времени по случайному, не известному потребителю закону.

Это будет также приводить к дополнительным ошибками передачи первичного сигнала. Эти ошибки будут тем больше, чем больше величина задержки.

Величина задержки будет зависеть от объёма буферного накопителя (чем больше объём БЗУ, тем больше будет возможная длина очереди и тем больше будет величина задержки) и от самой длины очереди, а длина очереди будет зависеть от интенсивности входных потоков, т.е. будет зависеть от свойств первичных сигналов. Через задержку все источники будут мешать каждому из них. Следовательно, это явление задержки можно рассматривать как вторую причину междуканальных помех в такого типа системах.

3) Адрес – это кодовое слово, т.е. адрес состоит из символов "1" и "0". При передаче эти символы, так же как и информационные символы могут искажаться под воздействием помех. Если адрес исказится, то кодовое слово одного источника попадёт к другому потребителю, и опять же будет вызывать дополнительную ошибку первичного сигнала. Тут сразу в двух каналах появится ошибка: там, где будет потеряно кодовое слово из-за того, что адрес искажён, и там где оно появится – там тоже будет помеха. Это третья категория междуканальных помех, которые возникают в такого типа системах – из-за искажения адресной части кодового слова.

0^ч 32^м 05^с

0^ч 37^м 03^с

Модемы телекоммуникационных систем

Мы рассматривали оптимальный вариант обеспечения помехоустойчивости системы. Оптимальный вариант состоял в том, что в приёмной части системы использовали оптимальный демодулятор, а в передающей части – оптимальный модулятор, т.е. модулятор, который использовал оптимальный набор сигналов. Есть два способа передачи цифровых сигналов:

1. поэлементная передача
2. передача в целом

Школа академика Котельникова смогла доказать, что в том случае, когда помеха и сигнал аддитивны, и помеха гауссова, то оптимальный демодулятор является линейным корреляционным, а оптимальный модулятор при посимвольной передаче двухканальный, потому что два символа, и оптимальный модулятор должен формировать два противоположных сигнала – в этом случае минимизируется вероятность ошибки. При передаче и приёме в целом, оптимальный демодулятор, если выполняются все эти условия, является опять же линейным, но многоканальным – число каналов соответствует количеству разновидностей блоков: 2^{K_i} . А оптимальный модулятор должен формировать оптимальный набор сигналов – равноудалённых, симплексных сигналов.

В случае когда помеха не аддитивна или помеха аддитивна, но не гауссова, оптимальный демодулятор будет нелинейным и в каждом конкретном случае поиск его является достаточно сложной задачей.

Передача и приём в целом обеспечивает более высокую помехоустойчивость, чем передача и приём поэлементно. Причём тем большую помехоустойчивость, чем больше длина передаваемого блока. Но с ростом длины передаваемого блока увеличивается сложность и модулятора, и демодулятора – в модуляторе увеличивается число сигналов, в демодуляторе увеличивается число каналов.

Поэтому возникла идея компромисса, который позволил бы с одной стороны обеспечить высокую помехоустойчивость, а с другой стороны позволил бы получить относительную простоту модулятора и демодулятора. Таким компромиссом является использование поэлементной передачи и приёма с добавлением кодирования канала.

Какие варианты модуляторов и демодуляторов при посимвольной передачи и приёме используются в реальных системах.

Наилучшим модулятором является модулятор, который формирует два противоположных сигнала – два радиосигнала с изменением фазы на π радиан, т.о. оптимальным модулятором будет

фазовый модулятор (фазовый манипулятор). Это такой модулятор, который символу "1" ставит в соответствие радиоимпульс с нулевой условно фазой, а символу "0" – с фазой π радиан. Но не всегда такой вид модуляции применим – фазовая манипуляция является наиболее широкополосной.

Ещё один очень важный момент. Есть два варианта оптимальных демодуляторов:

- использующий корреляционную обработку

- использующие вместо корреляционной обработки эквивалентные согласованные фильтры

Эти два варианта отличаются друг от друга. Прежде всего, тем, что при использовании СФ не можем учитывать воздействие эффекта Доплера – не можем эффективно использовать подсистему синхронизации.

Если использовать демодулятор с корреляционной обработкой, то в каждом канале демодулятора имеется интегратор и решение принимается по результатам интегрирования.

Интегратор сглаживает радиоимпульс, т.е. по существу на выходе интегратора формируется огибающая радиоимпульса и решения принимаются по огибающей. И поскольку решение принимается по огибающей, то небольшие изменения в синхронизации (– в моменте принятия решения, потому что решение принимается в момент завершения импульса – интегратор работает от нуля до $T_{\text{импульса}}$ – решение принимается в конце символа) при этом не существенно влияет на решения, потому что огибающая медленно изменяется.

Когда используем СФ-ы – решения принимаются не по огибающей, а по высокочастотному заполнению на выходе СФ-ов. И поскольку высокая частота, то небольшое изменение и можем перейти от амплитуды к провалу – могут возникнуть серьёзные ошибки.

Поэтому демодулятор с СФ-ами очень чувствителен к точности определения момента принятия решения, к точности подсистемы тактовой синхронизации.

А демодулятор с корреляционной обработкой чувствителен к точности воспроизведения образцов сигналов генератором образцов сигналов (ГОС).

В реальных демодуляторах стараются объединить преимущества согласованной фильтрации и корреляционной обработки. Фильтрации от помех осуществляется с помощью СФ-ов, а принятие решения осуществляется по огибающей.

На этом принципе строятся реальные модемы, которые мы рассмотрим ниже.

1. Модем с амплитудной манипуляцией сигналов (АМ)

0^ч 49^м 55^с

В передающей части групповой сигнал или сигнал в зависимости от принципа построения антенны поступает на вход амплитудного модулятора (АМ). В АМ происходит амплитудная манипуляция – амплитудная модуляция цифровым или импульсным сигналом.

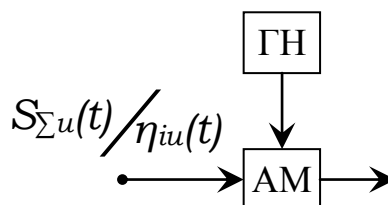


Рис.6

Её сущность заключается в том, что если на вход модулятора поступает символ $x_1=1$, то на выходе манипулятора формируется радио импульс определённой частоты – $f_{несущая}$ и определённой длительности – $\tau_{\text{СИМВ}}$ – сигнал $S_1(t)$.

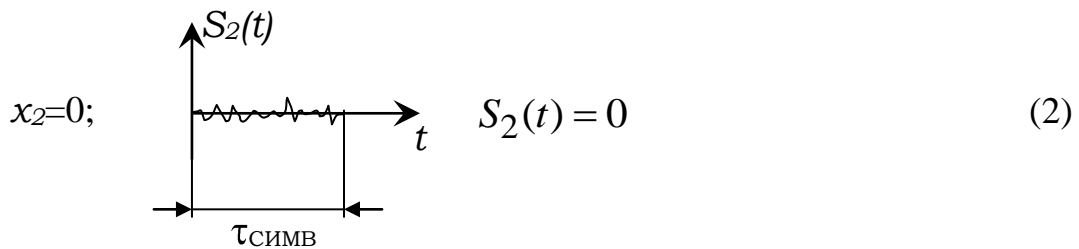
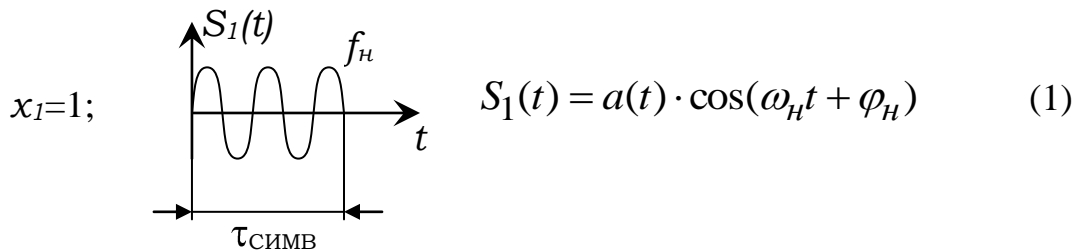


Рис.7

Если на вход модулятора поступает $x_2=0$, то на выходе модулятора/манипулятора формируется сигнал $S_2(t)$ – пауза. На интервале $\tau_{\text{СИМВ}}$ сигнал нулевой – пассивная пауза – действуют только помехи. Амплитудная манипуляция формирует радио сигнал с пассивной паузой.

Схема демодулятора

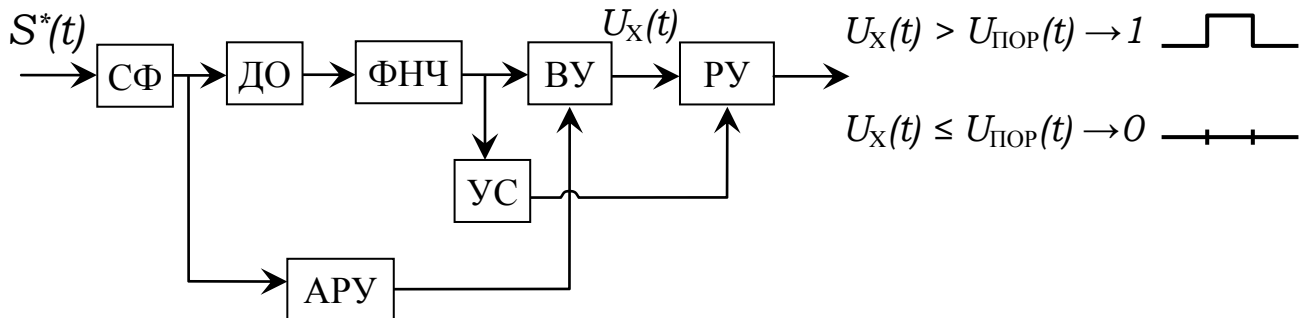


Рис.8

На вход демодулятора поступает радио сигнал с помехами. Как говорилось выше вначале идёт фильтрация от помех – СФ с радио импульсом длительностью $\tau_{\text{СИМВ}}$ и частотой f_n , далее демодулятор огибающей (ДО), далее фильтр нижних частот (ФНЧ), который фильтрует продукты демодуляции, далее видеоусилитель (ВУ) и далее решающее устройство (РУ).

РУ принимает решение по следующему принципу:

Если сигнал на выходе видеоусилителя $U_X(t)$ больше $U_{\text{ПОРог}}(t)$ формируется на выходе символ, соответствующий "1", например положительный видеоимпульс.

Если $U_X(t)$ меньше или равно $U_{\text{ПОРог}}(t)$ формируется символ "0" – нулевое значение.

Должны определиться две вещи:

- момент принятия решения, т.е. должны быть устройства синхронизации, которые определяют момент принятия решения
- должна быть система автоматической регулировки усиления (АРУ)

АРУ решает очень важную задачу.

Чтобы понять какую задачу, необходимо понять, что происходит в такого типа системах.

Когда передаётся "1", то в этом случае на входе РУ по существу имеем огибающую смеси сигнала с помехой. Когда передаётся "0", то на входе РУ имеется огибающая чистой помехи (шума). При этом возможны следующие ситуации:

1 – Если огибающая $U_{\text{Сигнал+Шум}}(t)$ в момент принятия решения оказывается больше $U_{\text{Порога}}(t)$ – принимается правильное решение о том, что передавалась "1".

Но в результате воздействия помехи может оказаться так, что

2 – $U_{\text{С+Ш}}(t) < U_{\text{Порога}}(t)$ – тогда будет принято решение, что передавался "0" – это ошибка

Аналогично, когда передавался "0", может оказаться что

3 – $U_{\text{Ш}}(t) > U_{\text{Порога}}(t)$ – тогда будет принято ошибочное решение, что передавалась "1".

4 – $U_{\text{Ш}}(t) \leq U_{\text{Порога}}(t)$ – будет принято решение, что передавался "0" – правильное решение.

Тогда средняя вероятность ошибочного приёма символа будет равна:

$$P_{\text{ср.ош.симв}} = P(1) \cdot P(U_{\text{с+ш}} \leq U_{\text{нор}}) + P(0) \cdot (U_{\text{ш}} > U_{\text{нор}}) \quad (3)$$

Вероятность того, что передавалась "1" – $P(1)$

Вероятность того, что огибающая сигнал + шум будет меньше порога – $P(U_{\text{С+Ш}}(t) < U_{\text{ПОР}}(t))$

Вероятность того, что передавался "0" – $P(0)$

Вероятность того, что огибающая чистого шума окажется больше порога – $P(U_{\text{Ш}}(t) > U_{\text{ПОР}}(t))$

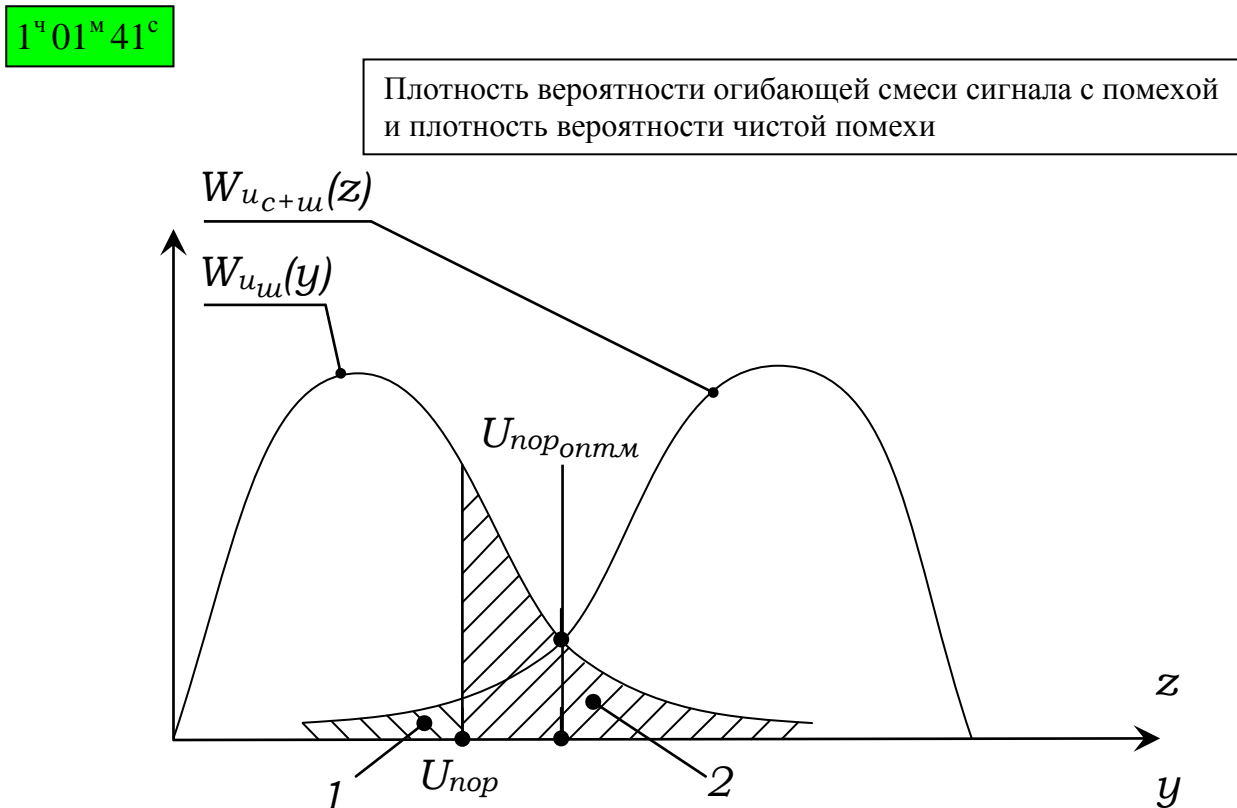


Рис.9

Поскольку это огибающие, то они будут иметь положительные значения. y и z – это параметры.

Если хорошо построили систему – если хорошо провели кодирование источника, то тогда $P(1) \approx P(0)$. Тогда вероятность ошибочного приёма символа будет определяться суммой вероятностей: $P(U_{c+ш}(t) < U_{пор}(t))$, $P(U_{ш}(t) > U_{пор}(t))$.

Если нам известна плотность вероятности, то:

$$1 - P(U_{c+ш} \leq U_{пор}) = \int_0^{U_{пор}} W_{u_{c+ш}}(z) dz \quad (4)$$

Это будет площадь заштрихованная – " \ \ \ \ "

$$2 - P(U_{ш} > U_{пор}) = \int_{U_{пор}}^{\infty} W_{u_{ш}}(y) dy \quad (5)$$

Это будет площадь заштрихованная – " / / / / "

Суммарная вероятность – средняя вероятность ошибочного приёма будет равна сумме этих площадей.

Посмотрим что будет происходить при изменении $U_{пор}$:

Двигаем $U_{пор}$ вправо – вероятность 1 будет нарастать, вероятность 2 – уменьшаться.

Но поскольку крутизна $W_{u_{ш}}(y)$ больше, чем $W_{u_{c+ш}}(z)$, то до точки их пересечения увеличение вероятности 1 будет меньше, чем уменьшение вероятности 2. Т.е. до точки пересечения их сумма будет уменьшаться.

Рассмотрим отрезок после точки пересечения кривых:

Вероятность 1 будет увеличиваться круто (быстрее), а вероятность 2 будет уменьшаться медленно, т.е. сумма будет увеличиваться.

Т.е. влево и вправо от точки пересечения кривых сумма будет увеличиваться.

Следовательно там, где эти две плотности пересекаются, будет оптимальная величина порога $U_{пор_{опт}}$, которая минимизирует вероятность ошибки.

В такой системе существует оптимальное значение порога.

1^ч 09^м 20^с

Что будет происходить, если уровень шума увеличивается?

Кривая

Т.е. $U_{пор_{опт}}$ будет меняться. Если мы хотим поддерживать минимальную вероятность ошибочного приёма символа, мы должны в соответствии с изменением помехи менять оптимальную величину порога.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) обеспечивает изменение оптимального порога в соответствии с изменением отношения сигнал/шум. АРУ строится таким образом, чтобы при изменении отношения сигнал/шум всегда устанавливать оптимальную величину порога. Такой модем, как можно заметить, достаточно прост в реализации, требует минимальной полосы частот, поскольку амплитудная модуляция – это модуляция, обеспечивающая радиосигнал с минимальной шириной спектра. Но при этом помехоустойчивость оставляет желать лучшего. Наихудшая помехоустойчивость из-за пассивной паузы. Пассивная пауза – это почва для возникновения дополнительных ошибок.

Более эффективным методом построения модема является модем с частотной манипуляцией несущего сигнала.

2. Модем с частотной манипуляцией сигнала (ЧМ)

В модеме с ЧМ несущего сигнала на вход модулятора поступает либо $S_{\Sigma u}(t)$, либо $\eta_{iu}(t)$.

ЧМ – частотный манипулятор.

Когда передаётся символ $x_1=1$ ставится в соответствие сигнал $S_1(t)$

– радиоимпульс частоты f_1 , при передаче "0" манипулятор ставит в соответствие "0" сигнал $S_2(t)$

– радиоимпульс частоты f_2

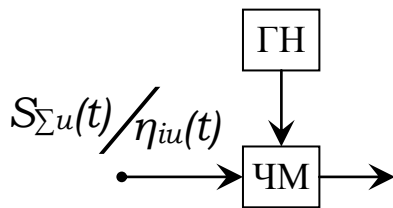


Рис.10

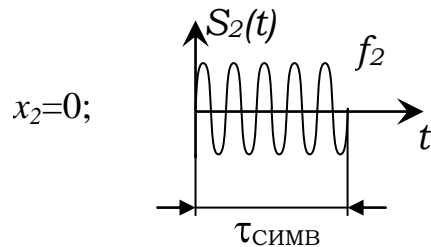
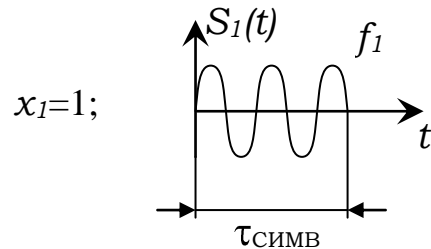


Рис.11

Спектры этих сигналов будут выглядеть:

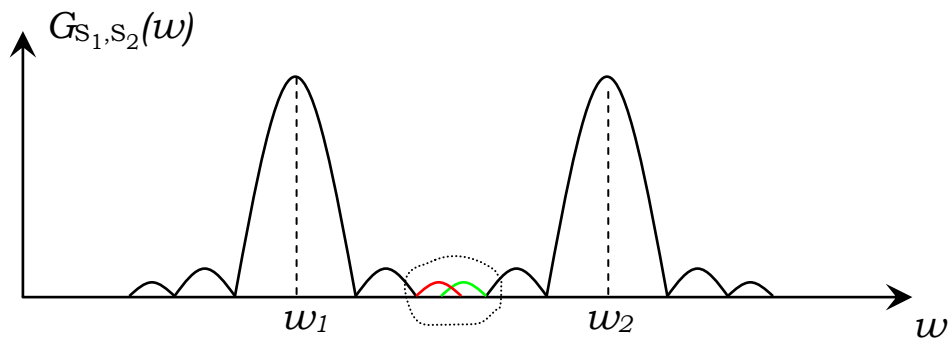


Рис.12

Ширина лепестков спектров будет одинакова, поскольку одинакова длительность символа. Различаются – на разных частотах, между этими частотами будет разброс частот:

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 \quad (6)$$

Боковые лепестки этих спектров будут перекрываться. Это перекрытие боковых лепестков спектров будет естественно вызывать дополнительные ошибки при их демодуляции. Естественно, что чем больше величина (6), тем величина ошибки демодуляции будет меньше, но при этом будет возрастать полоса частот, которая необходима для работы телекоммуникационной системы. Поэтому тут имеется компромисс, который будет зависеть от того, сколько стоит эта полоса частот и сколько стоит увеличение ошибки демодулятора – $\Delta\omega_{\text{оптимальное}}$.

Имеется два варианта построения демодуляторов при частотной манипуляции:

1. Линейный вариант построения демодулятора

Выглядит следующим образом:

Два канала – в каждом канале СФ, демодуляторы огибающей (ДО), фильтры нижних частот (ФНЧ), могут быть видеоусилители (ВУ), устройство сравнения (\ominus), решающее устройство (РУ). РУ принимает решение по принципу, указанному на рис.13.

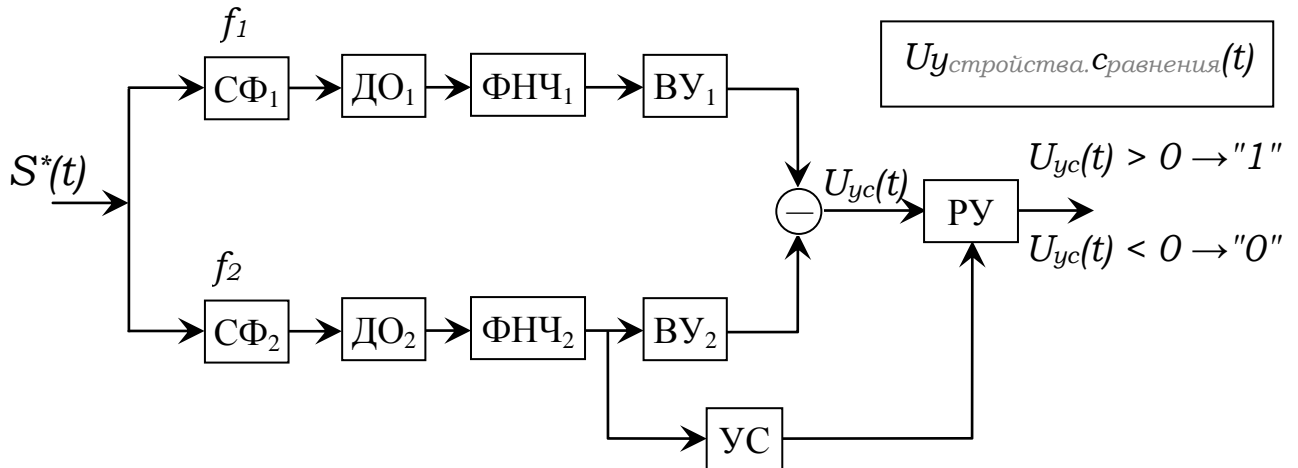


Рис.13

Согласованные фильтры согласованы соответственно с радиоимпульсами частоты f_1 и f_2 соответственно.

УС – система синхронизации, определяющая момент отсчёта.

Обратите внимание, что поскольку схема двухканальная, в каждом канале может быть согласованный фильтр, т.е. фильтр, который обеспечивает максимально возможную фильтрацию от помех.

Эта схема хороша тем, что если выходит из строя один из каналов, демодулятор продолжает работать. С худшими характеристиками, но продолжает работать.

Схема линейная – нет нелинейных искажений и нет продуктов нелинейных искажений.

2. Нелинейный вариант построения демодулятора

3. Модем с фазовой манипуляцией сигналов (ФМ)

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.

(Телекоммуникационные системы и сети).

2. Нелинейный вариант построения демодулятора

ПФ – полосовой фильтр
Огр – ограничитель
ЧД – частотный дискриминатор
ФНЧ – фильтр нижних частот
ВУ – видеоусилитель
ССмвС – селектор символьного синхросигнала – определяет момент принятия решения
РУ – решающее устройство

Принцип принятия решения РУ указан на рис.1.

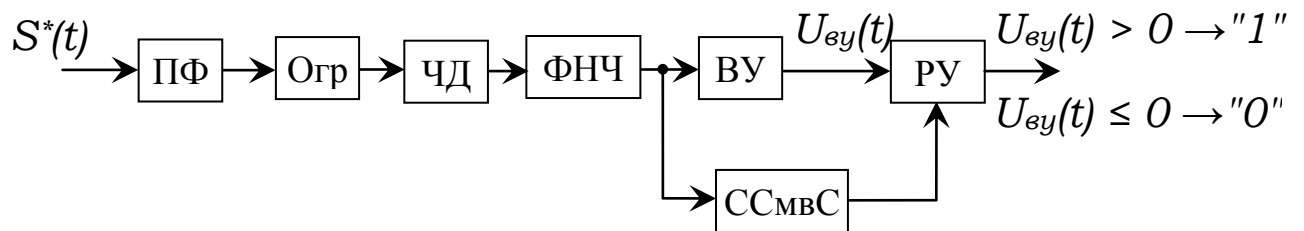


Рис.1

Обратите внимания: не согласованный фильтр (СФ), а ПФ.

ПФ – потому что канал один. Первичная фильтрация от помех осуществляется для двух радиоимпульсов с разными частотами – спектры двух радиоимпульсов с разными частотами должны проходить через этот ПФ, следовательно, полоса пропускания этого фильтра будет гораздо шире, чем у соответствующих согласованных фильтров в линейных демодуляторах. Ограничитель – для снятия паразитной амплитудной модуляции, вызванной воздействием помех – нелинейный элемент.

ЧД – также нелинейный элемент.

Вторая фильтрация помех осуществляется в ФНЧ.

Эта схема хуже по помехоустойчивости, чуть проще, поскольку один канал, хуже по надёжности.

В целом модем с частотной манипуляцией сигналов по помехоустойчивости выше, чем модем с амплитудной манипуляцией сигналов, но и требует более широкой полосы частот для модема.

3. Модем с фазовой манипуляцией сигналов (ФМ)

$$x_1 = 1 - S_1(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_H t + \varphi_1) \quad (1)$$

$$x_2 = 0 - S_2(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_H t + \varphi_2) \quad (2)$$

Исходя из удобства демодуляции φ_1 принимают совпадающую с фазой несущей, т.е. условно можно считать, что $\varphi_1 = 0$

φ_2 отличается на π от фазы несущей: $\varphi_2 = \pi$.

Т.е. при абсолютной фазовой манипуляции используем радиоимпульсы с фазой отличающейся на π радиан, т.е. используем два противоположных сигнала. С точки зрения помехоустойчивости это сигналы оптимальные – обеспечивают наибольший уровень помехоустойчивости, т.е. наименьшую вероятность ошибочного приёма при поэлементной передаче и приёме.

Упрощённая функциональная схема фазового демодулятора

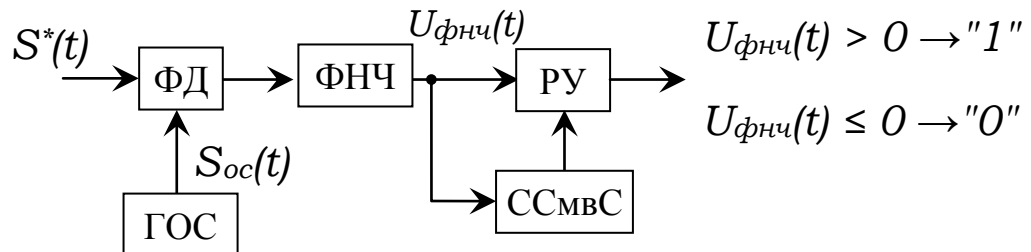


Рис.2

ФД – фазовый дискриминатор
 ФНЧ – фильтр низких частот
 РУ – решающее устройство
 ССМВС – селектор символьного синхросигнала
 ГОС – генератор опорного сигнала

$$S_{oc}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_H t + \varphi_H) \quad (3)$$

Не трудно заметить, что если $S_{oc}(t)$ совпадает с сигналом несущим (3), то в этом случае РУ принимает решение по принципу указанному на рис.2.

Естественно, что опорный сигнал должен совпадать со спектральной компонентой несущего сигнала с точностью до фазы и с учётом воздействия эффекта Доплера. Характеристики спектральной компоненты несущего сигнала изменяются в результате воздействия эффекта Доплера: меняется частота и фаза.

ФД по существу умножитель.

Работает следующим образом: сигнал на выходе ФД пропорционален разности фаз радиосигнала принятого на вход ФД и опорного сигнала.

При такой схеме модема возможна одна большая неприятность.

На схеме (рис.2) изображён генератор опорного сигнала – на самом деле генератор опорного сигнала представляет собой схему селекции спектральной компоненты несущего сигнала из спектра принятого радиосигнала.

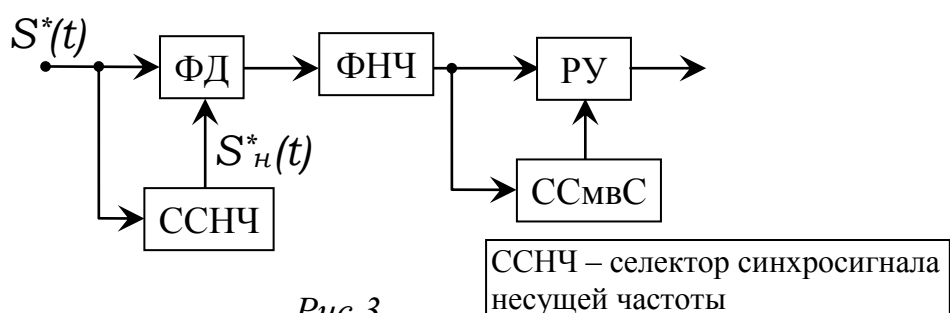


Рис.3

В силу ряда причин, о которых будем говорить позже, схема селекции не может быть идеальной. Для того чтобы из широкого спектра выделить одну компоненту, схема селекции должна представлять собой узкополосный фильтр, частотная характеристика которого представляет собой по существу дельта-функция. А поскольку спектральная компонента несущего сигнала меняется под воздействием эффекта Доплера, то такой фильтр должен быть и следящим. Построить такой идеальный следящий узкополосный фильтр не представляется возможным.

А реальные фильтры естественно пропускают часть помех, под воздействием которых возможна ошибка. Прежде всего ошибка в фазе выделяемого сигнала.

Самый неприятный момент, когда под воздействием помех фаза выделяемой спектральной компоненты несущей частоты изменяется на π радиан.

Что происходит, если фаза опорного сигнала изменится на π радиан?

Вместо "1" будут воспроизводиться "0" – с момент изменения фазы опорного сигнала под воздействием помех на π радиан возникает явление негатива или явление обратной работы. Поскольку момент, когда происходит эта ошибка случаен, то вся оставшаяся часть передаваемых сведений будет воспроизводиться с ошибкой.

Чтобы избавиться от этого неприятного явления фазовый манипулятор несколько изменяют. Переходят от такого вида, который называют абсолютной фазовой манипуляцией, когда фаза радиоимпульса меняется в зависимости от передаваемого символа по отношению к фазе несущего сигнала, к относительной фазовой манипуляции (ОФМ).

При ОФМ фаза радиоимпульса, передающего тот или иной символ, изменяется не по отношению к фазе несущего сигнала, а по отношению к фазе предшествующего радиоимпульса. Если следующий передаваемый символ "1", то фаза радиоимпульса передающего этот символ, не меняется по отношению к фазе предшествующего радиоимпульса – изменение фазы равно 0 радиан. Если следующий символ "0", то фаза следующего радиоимпульса изменяется по отношению к фазе предшествующего радиоимпульса на π радиан. Таким образом, при использовании ОФМ, как в модуляторе, так и в демодуляторе должны быть элементы памяти, запоминающие фазу предшествующего радиоимпульса.

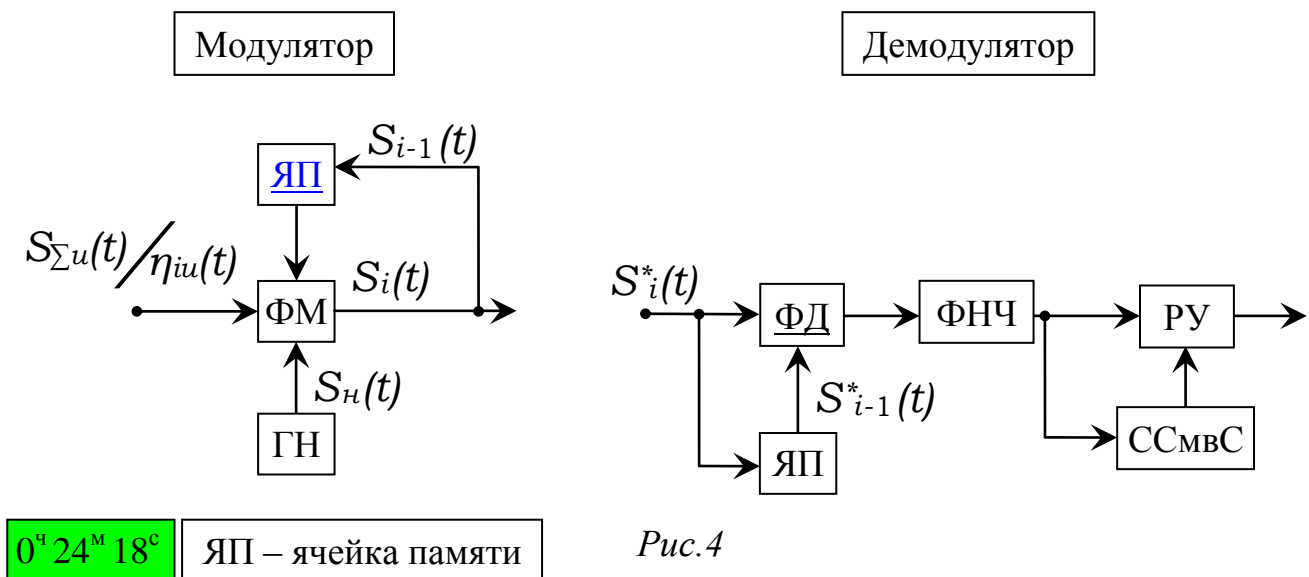


Рис.4

На вход модулятора, в зависимости от типа телекоммуникационной системы, поступает либо групповой избыточный цифровой сигнал, либо избыточный сигнал цифровой, представляющий один из первичных сигналов. На фазовый манипулятор поступает несущий сигнал и на фазовый манипулятор в качестве опорного сигнала поступает информация о фазе предшествующего импульса, т.е. есть какая-то ячейка памяти (ЯП), которая запоминает предшествующий импульс $S_{i-1}(t)$, а на выходе формируется $S_i(t)$. Фаза i -го радиоимпульса зависит от того какой символ поступает на вход ФМ и какая фаза предшествующего радиоимпульса.

Аналогично в демодуляторе. На вход поступает оценка i -го радиоимпульса. Есть фазовый дискриминатор (ФД). И опять же есть ячейка памяти (ЯП), которая запоминает фазу предшествующего радиоимпульса. Далее как в обычной схеме: фильтр нижних частот (ФНЧ), решающее устройство (РУ), селектор символьного синхросигнала (ССмвС). Ячейка памяти должна запоминать фазу высокочастотного радиоимпульса.

Какое устройство/элемент может запомнить фазу ВЧ радиоимпульса?

Фазу радиоимпульса можно запомнить с помощью высокодобротного резонансного контура, настроенного на частоту этого радиоимпульса. Это сложно, а практически не возможно сделать на высокой частоте. Потому что высокодобротный контур построить на высокой частоте это крайне сложно и практически не возможно. И, во-вторых потому, что частота радиоимпульса сама по себе меняется под воздействием эффекта Доплера. Следовательно этот резонансный контур должен был бы быть перестраиваемым, подстраиваемым под частоту принимаемого радиоимпульса. Поэтому только на очень низких частотах возможна схема модема с ОФМ изображённая на рисунке 4.

В реальной жизни поступают немного иначе. Эффект относительной фазовой манипуляции состоит по-другому. Путём предварительного перекодирования символов передаваемого цифрового сигнала.

Функциональная схема такого модулятора и демодулятора выглядит следующим образом:

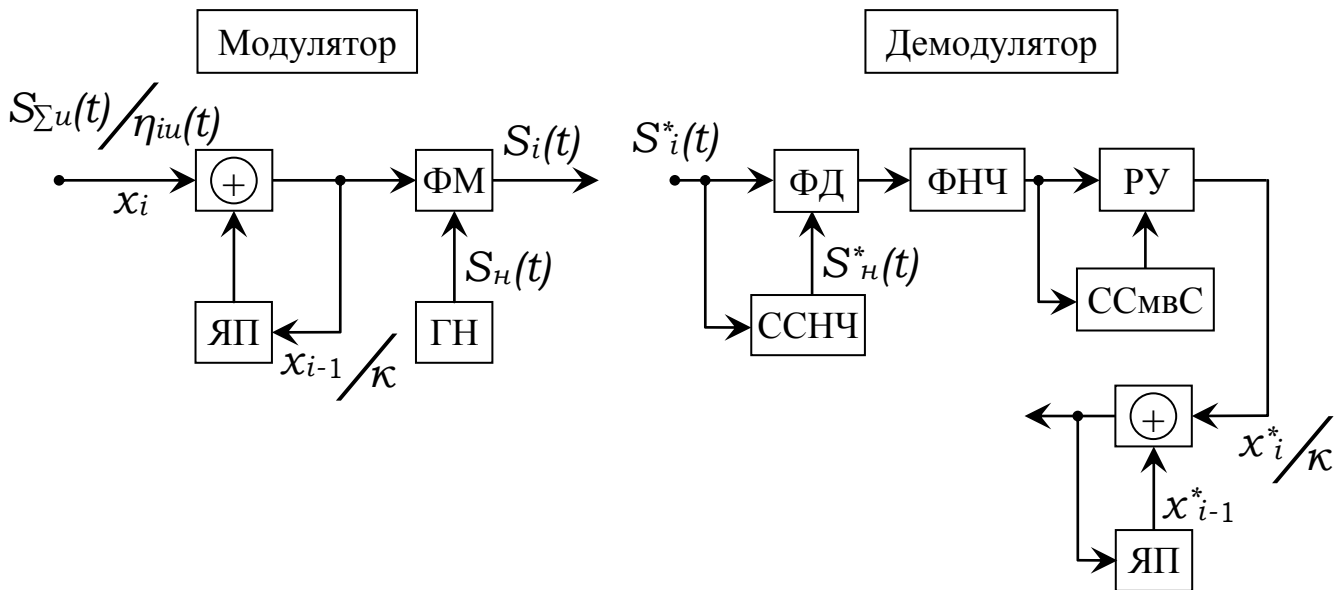


Рис.5

Цифровой сигнал поступает в сумматор по модулю два, в котором осуществляется перекодирования. На второй вход сумматора поступает предшествующий символ. Ячейка памяти теперь уже для видеосигнала – для предшествующего символа. Если последующий символ обозначим x_i , предшествующий символ обозначим x_{i-1} , то происходит такое преобразование. Далее перекодированный таким образом сигнал поступает на вход обыкновенного фазового манипулятора, на второй вход которого естественно поступает несущий сигнал. И на выходе ФМ получается сигнал с относительной фазовой манипуляцией.

Приёмная часть модема выглядит следующим образом:

Сигнал поступает на фазовый дискриминатор (ФД). Опорный сигнал как и обыкновенном фазовом демодуляторе – селектор синхросигнала несущей частоты (ССНЧ). Фильтр нижних частот (ФНЧ). Решающее устройство (РУ). Селектор символьного синхросигнала (ССмвС).

С выхода РУ сигнал поступает на перекодирующее устройство. Сумматор по модулю два, ячейка памяти (ЯП). На сумматор от РУ поступает X^*_i закодированное. В результате получаем демодулированный сигнал. Эта схема позволяет уйти от необходимости запоминания фазы радиоимпульса. Здесь в качестве ячейки памяти может использоваться триггер.

Использование ОФМ позволяет избавиться от эффекта обратной работы. Не трудно видеть, что если в этой схеме фаза опорного сигнала в демодуляторе измениться на π радиан, то в результате этой ошибки возникнет ошибка максимум двух символов:

Если перескок фазы осуществится в течение длительности символа, то произойдёт искажение только одного символа.

Если перескок фазы осуществится на границе, то возникнет ошибка воспроизведения двух символов.

Модем с ОФМ является наиболее высокопомехоустойчивым. Но платой за помехоустойчивость является существенное расширение полосы частот. Во многих современных телекоммуникационных системах приходится искать компромисс между помехоустойчивостью и занимаемой полосой частот. Поэтому вынуждены переходить к вариантам полососберегающим модемам или частотносберегающим модемам.

В качестве таких полососберегающих модемов используются модемы с фазовой модуляцией, но с несколькими дискретами изменения фазы (иногда её называют многоступенчатой фазовой манипуляцией). В обыкновенной фазовой манипуляции имеется два значения фазы – каждое значение фазы соответствует одному символу. Представим, что диапазон изменения фазы от 0 до 2π радиан мы разобьём на 4 дискрета: $0, \pi/2, 3\pi/2, 2\pi$.

По существу имеем 4 несовпадающих дискретах фазы. Можем передать с помощью 4-х несовпадающих дискретах фазы следующие кодовые комбинации:

0.....	00
$\pi/2$	01
$3\pi/2$	10
2π	11

Т.е. при передаче радиоимпульс соответствует не одному символу, а комбинации символов. Безусловно, поскольку степень ортогональности используемых сигналов уменьшается, помехоустойчивость теряется, но зато существенен выигрыш в полосе частот. Иногда используют 8 дискретов фазы.

Устройства синхронизации

В современных цифровых телекоммуникационных системах используют 4 группы устройств синхронизации. Говорят что подсистема синхронизации состоит из 4-х групп устройств:

1. Устройства синхронизации по спектральной компоненте несущей частоты

В передающей части системы спектральная компонента несущей частоты не добавляется специально или отдельно к передаваемому радиосигналу. Спектральная компонента несущей частоты либо содержится в спектре радиосигнала в результате модуляции, либо может быть воспроизведена (восстановлена) в спектре сигнала путём соответствующего преобразования радиосигнала.

Спектральная компонента несущей частоты используется в демодуляторе в качестве опорного сигнала и выделяется из спектра принятого сигнала с помощью следящего сверхзаклополосного фильтра. В качестве такого следящего сверхзаклополосного фильтра для выделения спектральной компоненты несущего сигнала используют устройство, которое называют устройством фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

Упрощённая функциональная схема ФАПЧ

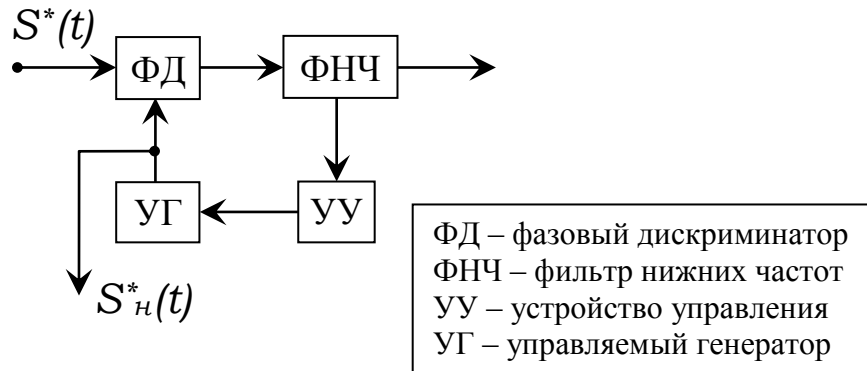


Рис.6

УГ генерирует гармонический сигнал с частотой близкой к предполагаемой частоте спектральной компоненты несущего сигнала. Близкой потому что не известно какова на самом деле будет эта частота – известно её первоначальное значение, но как её изменит эффект Доплера никому не известно. При этом под воздействием УУ частота и фаза сигнала с УГ может изменяться в пределах предполагаемого диапазона изменений частоты спектральной фазы, спектральной компоненты несущего сигнала под влиянием эффекта Доплера. При этом частота сигнала генерируемого УГ может изменяться в пределах предполагаемого изменения частоты и фазы спектральной компоненты несущего сигнала под воздействием эффекта Доплера. Сигнал, генерируемый УГ, поступает на ФД, на второй вход которого поступает радиосигнал. Если в спектре радиосигнала содержится спектральная компонента несущего сигнала достаточной интенсивности (мощности), то на выходе ФД формируется сигнал, уровень которого зависит от различия частоты и фазы спектральной компоненты принятого радиосигнала по отношению к частоте и фазе сигнала генерируемого УГ. Этот сигнал, отфильтрованный в ФНЧ, через УУ воздействует на УГ таким образом, чтобы приблизить частоту и фазу сигнала УГ к частоте и фазе спектральной компоненты принятого радиосигнала. Т.е. схема стремится к совпадения частоты и фазы сигнала УГ и спектральной компоненты несущего сигнала. Т.е. такая система ФАПЧ является по существу следящим фильтром, всё время отслеживающим изменения частоты и фазы несущего сигнала. Однако, в жизни часто встречается ситуация когда в спектре принятого радиосигнала интенсивность спектральной компоненты несущего сигнала невысока. Если изменение фазы, скажем при фазовой манипуляции осуществляется на π радиан и если частота следования символов "1" и "0" одинакова, т.е. они равновероятны, то в этом случае в спектре принимаемого радиосигнала спектральная компонента несущей частоты будет небольшой интенсивности. В этом случае с высокой вероятностью возможна ситуация, что говорят "ФАПЧ зацепится"(выделит) не за несущую частоту, а за ближайшие спектральные компоненты большей интенсивности.

Чтобы этого не произошло, до устройства ФАПЧ производят преобразования, позволяющие увеличить интенсивность спектральной компоненты несущей частоты. Для этого нужно – как говорят "снять фазовую манипуляцию". Казалось бы проблема заикливаясь: для того чтобы демодулировать, а демодулировать тоже означает снять фазовую манипуляцию нужно первоначально снять фазовую манипуляцию. Но это не совсем так. Есть радиосигнал, который представляет собой последовательность радиоимпульсов, фаза которых меняется на π радиан.

$$S(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_H t + \varphi_x) \quad (4)$$

$$\varphi_x = \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases}$$

φ_x меняется на π радиан – либо 0, либо π радиан. Для того чтобы снять фазовую манипуляцию, не осуществляя демодуляцию, достаточно этот сигнал возвести в квадрат:

$$S^2(t) = a^2(t) \cdot \cos^2(\omega_H t + \varphi_x) = a^2(t) \cdot \frac{1 + \cos(2 \cdot \omega_H t + 2 \cdot \varphi_x)}{2} \quad (5)$$

φ_x было либо 0, либо π радиан – либо 0, либо 2π , что одно и то же. Т.е. таким образом избавляются от фазовой манипуляции. Но при этом перешли с несущей частоты на удвоенную несущую частоту. УГ настраивают не на несущую частоту, а на удвоенную несущую, а частоту полученного сигнала нужно разделить на два. В этом случае схема селекции спектральной компоненты несущей частоты будет выглядеть следующим образом:

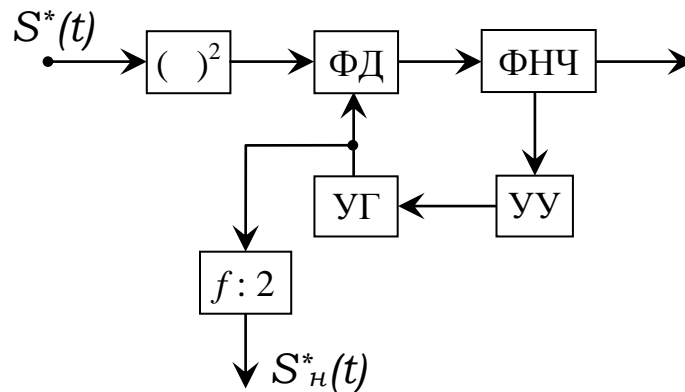


Рис.7

При работе этой схемы возникают две взаимопротивоположные проблемы: проблема помехоустойчивости и проблема динамичности. Точность селекции спектральной компоненты несущей частоты будет определяться полосой пропускания следящего фильтра (ФАПЧ) – чем уже полоса пропускания, тем меньше помех пройдет и меньше ошибка будет в выделении спектральной компоненты несущей частоты. Но с другой стороны чем более узкополосный фильтр, тем он более инерционен. И если под воздействием эффекта Доплера спектральная компонента несущей частоты будет изменяться быстро, т.е. взаимное перемещение передатчика и приёмника будет осуществляться с большой скоростью, то этот следящий фильтр потеряет спектральную компоненту несущей частоты. С одной стороны нужен узкополосный фильтр, чтобы было меньше помех и точнее выделять, а с другой стороны чтобы успевать за изменениями спектральной компоненты несущей частоты.

Чтобы разрешить этот конфликт схему селекции спектральной компоненты несущей частоты усложняют. Т.е. система ФАПЧ усложняется. Говорят "увеличивают степень астотизма" чтобы и динамика была хорошей и шумовая ошибка была небольшой.

1^ч 10^М 07^с

2. Устройства синхронизации символьной (тактовой)

Символьная синхронизация формирует в передающей части системы сигнал, соответствующий границам символов с учётом воздействия эффекта Доплера. Этот сигнал используется прежде всего в регенераторе символов (РС) демодулятора несущего сигнала (ДН) для того, чтобы правильно воспроизводить символы, чтобы правильно принимать решения по содержанию символов. Также как спектральная компонента несущей частоты сигнал символьной (тактовой)

синхронизации специально не добавляется в передаваемый радиосигнал. Он генерируется в передающей части системы для того, чтобы определить границы символов формируемых в передающей части системы. Но как дополнительный сигнал синхронизации в передаваемый радиосигнал не включается. Сигнал тактовой (символьной) синхронизации селектируется (выделяется) непосредственно из спектра сигнала огибающей или из спектра сигнала преобразованного в сигнал огибающей.

Сигнал огибающей формируется в демодуляторе несущего сигнала (ДН), который состоит обычно из демодулятора огибающей (ДО) и регенератора символов (РС). На выходе ДО формируется сигнал огибающей. Из спектра сигнала огибающей может селектироваться сигнал символьной синхронизации.

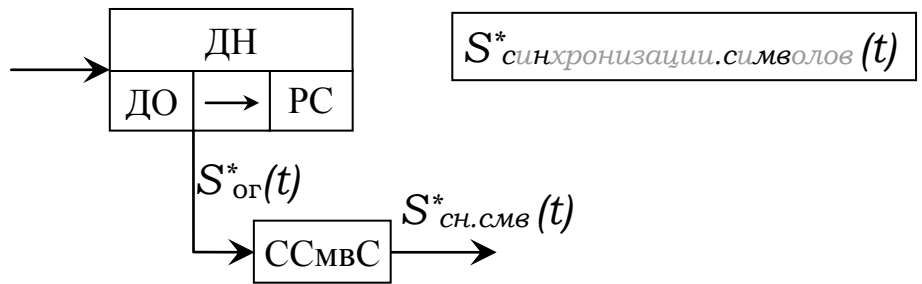


Рис.8

Нередко в реальной ситуации возможно, что в спектре сигнала огибающей спектральная компонента с частотой следования символов малоинтенсивна. Поскольку сигнал огибающей это последовательность положительных и отрицательных импульсов, формы близкой к прямоугольной, то если они равновероятны, т.е. следуют примерно с одинаковой частотой, спектральная компонента с частотой следования символов будет малоинтересивной. И поэтому приходится предварительно преобразовывать сигнал огибающей чтобы спектральная компонента с частотой следования символов была более интенсивна, а потом для селекции использовать опять же устройство ФАПЧ, но настроенное на частоту следования символов.

Зав. Кафедры 402 профессор Мазепа Роман Богданович
Системы и сети связи.
(Телекоммуникационные системы и сети).

Символьная (тактовая) синхронизация – сигнал тактовой синхронизации селектируется из спектра сигнала огибающей либо из спектра преобразованного сигнала огибающей.

Поскольку сигнал огибающей – это совокупность, грубо говоря, положительных и отрицательных импульсов, если мы правильно построили телекоммуникационную систему, то почти равновероятных.

В этом случае средняя частота положительных импульсов и средняя частота отрицательных импульсов примерно одинаковы, и вследствие этого в спектре огибающих спектральная компонента с частотой следования символов или спектральная компонента тактовой частоты практически подавлена, т.е. маломощна. Поэтому для того чтобы получить сигнал символьной синхронизации сигнал огибающей первоначально преобразовывают.

Что такое огибающая?

Первоначально имеем групповой избыточный сигнал – это какая-то последовательность, какой-то поток символов.

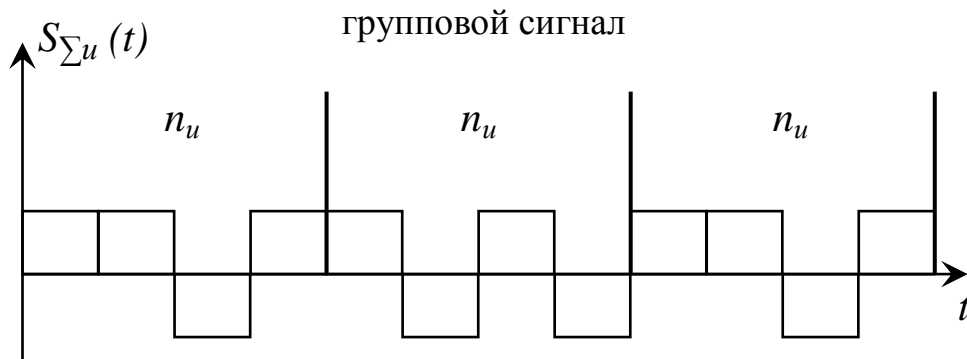


Рис.1

На выходе демодулятора огибающей (ДО) мы получаем тот же поток, но искажённый помехами:

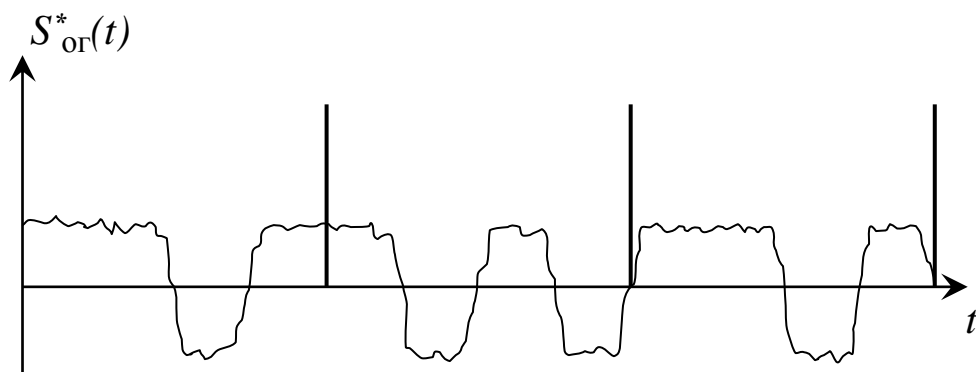


Рис.2

За тем исключением, что естественно, в передатчике нам известно начало системы координат – начало отсчёта времени, а в приёмнике это начало отсчёта времени случайно, поэтому границы символов нам не известны. И для того чтобы генерировать – символы – необходимо границы символов определить.

В спектре данного сигнала спектральной компоненты с частотой следования символов практически нет. Для того чтобы восстановить или увеличить мощность спектральной компоненты с частотой следования символов, сигнал огибающей дифференцирует.

Т.е. сигнал огибающей первоначально поступает на дифференцирующую цепь (ДЦ) или дифференцирующее устройство. На выходе ДЦ получим следующее:

Там, где фронт положительный – положительный импульс, где отрицательный – отрицательный импульс:

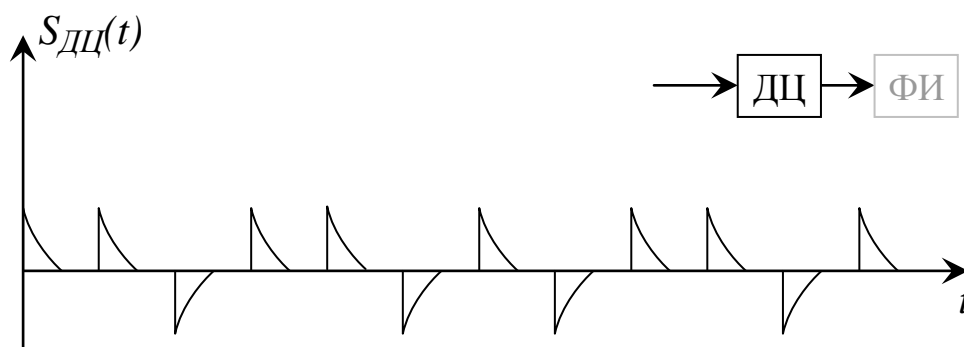


Рис.3

После ДЦ ставят т.н. формирователь импульсов (ФИ).

На месте каждого из импульсов, полученных на выходе ДЦ, формируются кратковременные прямоугольные импульсы одной и той же полярности. Например, только положительной полярности.

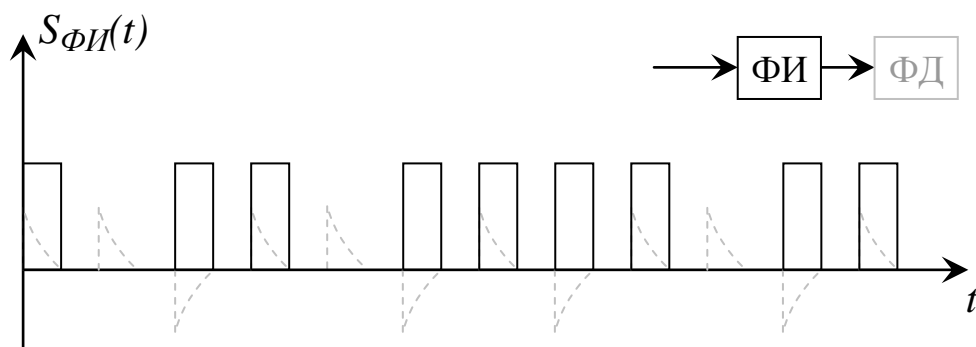


Рис.4

Поскольку все эти импульсы одной полярности, то в спектре этого сигнала спектральная компонента с тактовой частотой будет достаточно интенсивна. Сигнал с ФИ поступает в схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ):

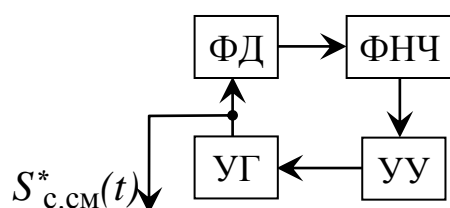


Рис.5

Схема Селекции Символьного Синхросигнала

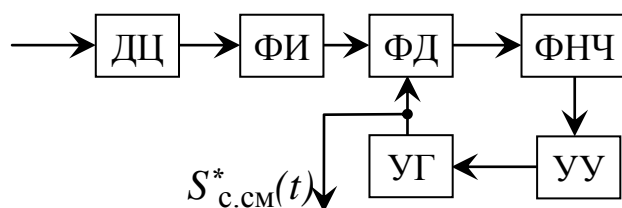


Рис.6

На входе этой схемы оценка сигнала огибающей, на выходе – оценка сигнала символьной синхронизации, которая устраивается в устройстве регенерации символов (РС). Есть два варианта регенерации символов:

1. Интегрируется часть огибающей, находящаяся в пределах длительности символа, и по результатам интегрирования определяется **????** символа. Если результат интегрирования положительный – "1", отрицательны – "0". **0^ч 08^м 52^с**
2. По середине интервала, соответствующего длительности символа, формируется очень короткий строб-импульс. Если в пределах этого строб-импульса сигнал положительный, то восстанавливается "1", если отрицательный, то "0".

В любом случае, для того чтобы регенерировать символ, нужно знать границы символа. В передатчике есть устройство, генерирующее сигнал тактовой частоты. Оно используется для синхронизации кодера источника, кодера канала, модулятора несущей частоты, НО специально в состав сигнала передаваемого служебный сигнал символьной частоты не включается, он селектируется из спектра сигнала огибающей.

3. Устройства словной синхронизации

Устройства словной синхронизации необходимы для того, чтобы в приёмной части системы определить границы кодовых слов. Кодовые слова – это содержательные самостоятельные блоки символов – это либо речевые слова, соответствующим образом представленные цифровыми символами, либо это значения первичного сигнала, представленные символами. В любом случае это содержательно завершённые блоки символом, т.е. в которых имеется содержание. Для того чтобы это содержание воспроизвести в приёмной части системы необходимо знать границ кодовых слов.

Для осуществления словной синхронизации в передающей части системы существует специальное устройство, включающее в кодовые слова **дополнительные** (служебные) **символы**, для обеспечения словной синхронизации. Эти дополнительные символы словной синхронизации включаются в кодовые слова либо в кодере канала (КК), либо после кодера канала (КК) в специальном устройстве дополняющем символы словной синхронизации. Если символы словной синхронизации включаются в специальном устройстве – после КК, то и генерируются они в отдельном специальном генераторе. Это символы одной и той же полярности – это либо символы, соответствующие "1", т.е. импульсы положительной полярности, либо символы, соответствующие "0" – импульсы отрицательной полярности.

В каждое кодовое слово включается символ одной и той же полярности. В начале либо в конце кодового слова (что то же самое) сформированного на выходе КК включается ещё один символ – символ словной синхронизации.

Имеем блок символов на выходе кодера канала (КК):

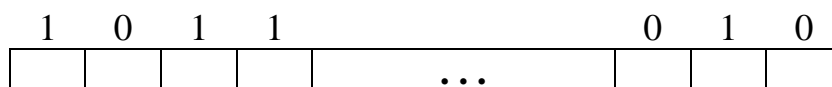


Рис.7

Эпюра сигнала, изображённого на рис.7:

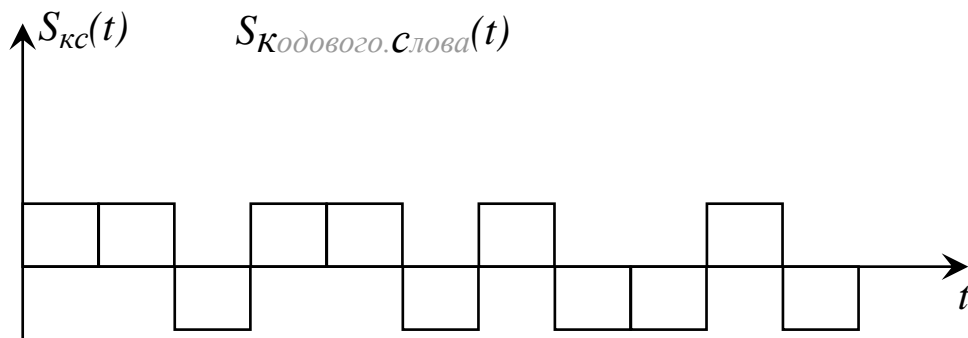


Рис.8

В конце каждого кодового слова добавляется "1" – символ словной синхронизации:

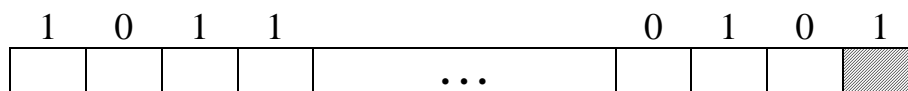


Рис.9

Задача селектора сигнала словной синхронизации – в воспроизведённом массиве, т.е. в том, который получается из сигнала огибающей в регенераторе символов (РС). Он [массив] отличается от того что на входе: временными соотношениями в силу воздействия эффекта Доплера, неопределённостью, потому что приёмная часть системы не знает где в этом массиве границы кодовых слов. Селектор сигналов словной синхронизации, пользуясь символами словной синхронизации должен определить границы кодовых слов в этом потоке символов, который получается на выходе РС,

Селектор сигналов словной синхронизации использует следующее свойство: все информационные символы в различных кодовых словах отличаются друг от друга – будут изменяться, а символ словной синхронизации будет неизменным. Массив условно нарезают на предполагаемые кодовые слова – количество символов в кодовом слове известно:

$$n_u = K_u + r + 1 \quad (1)$$

K_u – количество информационных символов

r – число избыточных символов

1 – символ словной синхронизации

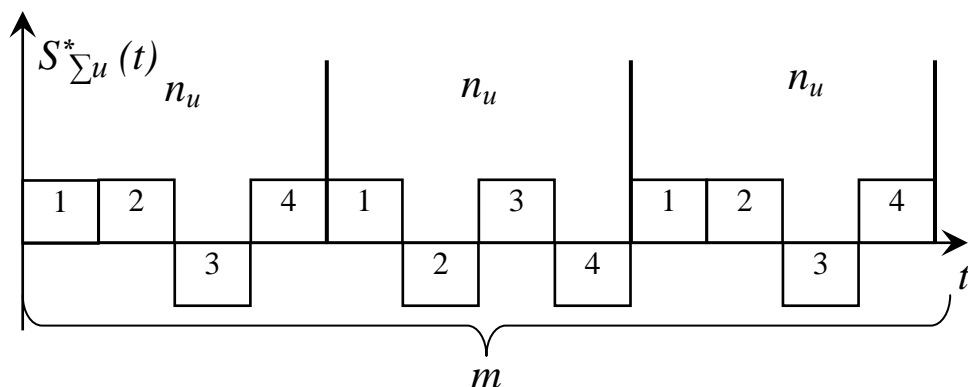
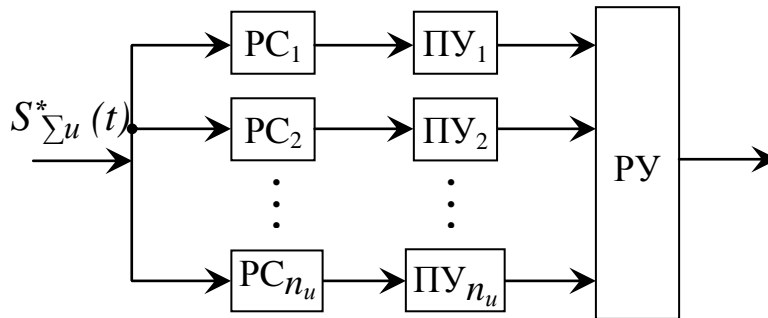


Рис.10

Для анализа берётся последовательность, состоящая из m кодовых слов. Для этого используется количество реверсивных счётчиков (накопителей) (РС) – устройства, которые при поступлении "1" увеличивает на единицу уровень сигнала на своём выходе, при поступлении "0" – уменьшает. Количество таких реверсивных счётчиков равно числу символов в кодовом слове – Причём анализ может осуществляться с помощью одного счётчика последовательно или с помощью многих счётчиков параллельно.



РС – реверсивный счётчик
ПУ – пороговое устройство
РУ – решающее устройство

Рис.11

В первом РС накапливаются первые символы кодовых слов, во втором – вторые и т.д. до последнего. Далее ставятся ПУ и РУ. В тех счётчиках, где будут накапливаться информационные символы, после накопления m символов уровень сигнала будет близким к нулю, потому что вероятность символов "1" и "0" будет примерно одинакова. А в том счётчике, куда будут попадать символы словной синхронизации, уровень будет либо большой положительный, если это "1", либо большой отрицательный, если "0". И РУ просматривает результат сравнения с порогом на выходе ПУ. Там, где порог преодолён – делается заключение, что это место расположения сигнала словной синхронизации и эти границы сдвигаются туда, где находится сигнал словной синхронизации.

Так выглядит селекция сигнала словной синхронизации, когда символ словной синхронизации добавляется после кодирования канала.

Возможен другой вариант словной синхронизации, когда символ словной синхронизации формируется в кодере канала (КК).

Т.е. кодер канала (КК) каждому кодовому слову сам добавляет сигнал слово синхронизации. Добавляет по следующему принципу: так чтобы количество символов "1" было чётным, чтобы сумма символов кодового слова по модулю два равнялась нулю. Словная синхронизация в этом случае осуществляется следующим образом. Идея примерно та же, т.е. первоначально последовательность (рис.10) нарезается на предполагаемые блоки из n_u символов. В каждом таком блоке проверяется – соблюдается принцип чётности или нет. Если в большинстве из m блоков принцип чётности не соблюдается, то это обозначает, что не правильно определены границы кодовых слов. Тогда границы кодовых слов сдвигаются на один символ (не играет роли вправо или влево) и снова анализируются. И так до тех пор, пока для большинства (в большинстве, а не во всех, потому что под воздействием шумов в каких-то кодовых словах может возникнуть ошибка, но вероятность ошибки не велика) из m кодовых слов принцип чётности будет выполняться. Если в большинстве из m кодовых слов принцип чётности будет выполняться, то это значит, что правильно определены границы кодовых слов – выполнены условия словной синхронизации. Этот вариант более сложен в реализации: нужно либо несколько анализаторов и при этом теряется больше информации, потому что сначала надо анализировать по m кодовых слов, но такой вариант словной синхронизации позволяет использовать символ словной

синхронизации не только для установления синхронизации, но и для обнаружения определённой категории ошибок.

4. Устройства кадровой (псевдокадровой) синхронизации

Кадровая синхронизация это система с временным уплотнением каналов и закреплёнными каналами, а псевдокадровая – с незакреплёнными каналами и временным разделением сообщений. Кадровая синхронизация определяет границы кадра – или начало отсчёта времени при временном разделении канала, поскольку при временном разделении каналов адресом источника является интервал между началом кадра и временем появления кодового слова источника в кадре. Для того чтобы разделить каналы – воспользоваться адресом источника, необходимо знать начало отсчёта времени в кадре. Сигнал кадровой синхронизации формируется в передающей части системы и дополнительно включается в групповой сигнал. В цифровых телекоммуникационных системах кадровый синхросигнал это кодовое слово той же длины (состоящее из такого же количества символов – из N_u символов), как информационные. Когда определили правильно границы кодовых слов, ещё не известно какое из них является кодовым словом кадровой синхронизации. Т.е. от какого кодового слова начинать отсчёт времени. Для того чтобы определить кадровое синхрослово, естественно оно должно существенно отличаться от всех остальных кодовых слов. Например, это может быть кодовое слово, состоящее только из "1" или только из "0", если такие кодовые слова не используются для передачи сообщений. Чаще в качестве кадровых синхросигналов используются специальные кодовые слова, имеющие максимально возможное отношение уровня основного лепестка автокорреляционной функции к уровню боковых лепестков автокорреляционной функции. Из изученных сигналов такое отношение имеет псевдошумовой сигнал (шумоподобный), точнее если это цифровой сигнал, то М-последовательность имеет

$0^4 34^M 48^C$ максимальное отношение. Поэтому в качестве кадрового синхросигнала часто используется М-последовательность. Определение месторасположения кадрового синхросигнала – идея та же, что и при определении месторасположения символа словной синхронизации. Берут m кодовых слов и анализируются с помощью корреляционного приёмника – параллельно или последовательно.

Если параллельно, то будут m каналов в приёмнике:

На вход поступает оценка суммарного избыточного группового сигнала.

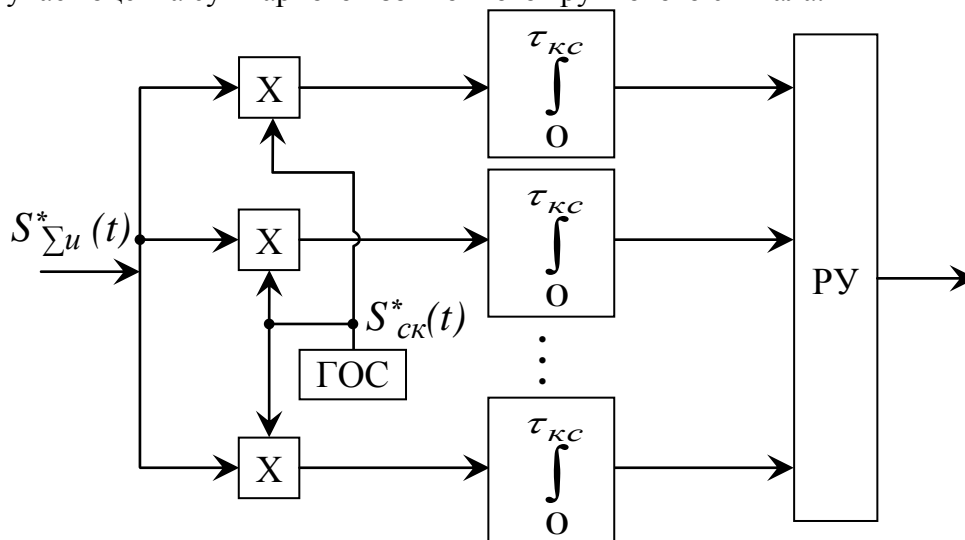


Рис.12

ГОС – генератор образцов сигнала. В качестве образца сигнала используется кадровый синхросигнал – один и тот же во всех каналах.

Решающее устройство (РУ), которое анализирует уровень сигнала на выходе интеграторов. Там, где сигнал будет самым большим – сигнал кадровой синхронизации. Количество каналов m –

равно количеству анализируемых кодовых слов. m равно количеству кодовых слов в кадре, потому что одно из кодовых слов в кадре обязательно будет кадровым синхросигналом.

Подсистема среда передачи

Иногда в канал передачи включают модем.

Краткий перечень каналов, используемых в телекоммуникационных системах:

1. Проводные телефонные каналы – самые низкочастотные. Обладают самой низкой пропускной способностью – самой узкой полосой пропускания, низкая помехоустойчивость. Но, тем не менее, существуют различные способы повышения их эффективности – модуляция, уплотнение. Они используются потому, что сильно распространены. Они постепенно вытесняются. Они используются для т.н. "последней мили". Проблема "последней мили" – сущность в том, что – как от антенн каналов, которые обеспечивают высокий уровень пропускной способности, довести до потребителя? Один из вариантов решения – использование телефонных каналов.
2. "Витая пара" – развитие двухпроводных телефонных линий, обеспечивающее более широкую полосу пропускания и более высокую помехоустойчивость
3. Коаксиальный кабель – двухпроводная высокочастотная линия. (диапазон "см", "мм"). До появления волоконно-оптических линий коаксиальные линии обеспечивали высокий уровень помехоустойчивости и достаточно высокую пропускную способность. Но неудобство в том, что их надо специально прокладывать. Использовались относительно редко – для создания специальных телекоммуникационных частей.

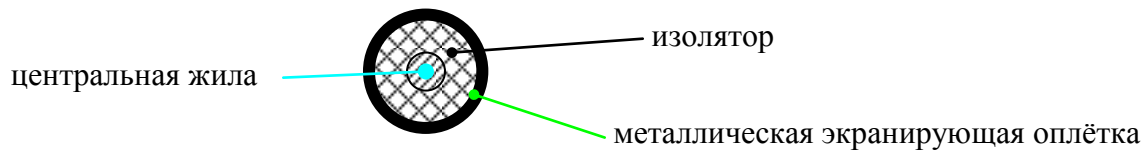


Рис.13

4. Волоконно-оптические линии (диапазон "оптический"). Вскоре вытеснят все телефонные каналы. Очень эффективные каналы передачи, имеющие гигантскую полосу пропускания, пропускную способность и при этом очень высокую помехоустойчивость.

Радиоканалы передачи:

0^ч 51^м 15^с

– **Длинноволновый диапазон**

Самая низкая пропускная способность, но достаточно высокая помехоустойчивость.

Обеспечивается практически глобальная связь за счёт огибания земной поверхности.

Неудобства – необходимы огромные размеры антенн (размеры антенны должны быть соизмеримы с длиной волны) – огромные антенные поля.

– **Средневолновый диапазон**

Выше пропускная способность. Но расстояние связи уменьшается. Появляются помехи.

Появляются небольшие помехи многолучёвости:

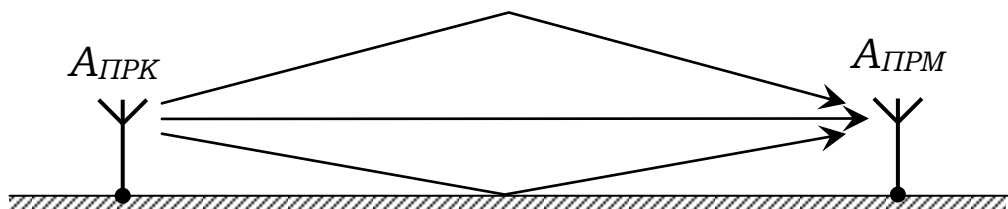


Рис.14

Сигнал проходит разными путями.

Разное фазовое запаздывание. В пределе два луча могут попасть на вход приёмника с разными фазами, и уровень сигнала на входе приёмника будет равен нулю.

– Коротковолновый диапазон

Эффект замираний. Периодически сигнал замирает, потому что короткие волны многократно отражаются от ионосферы. Но за счёт этого отражения короткие волны могут распространяться на достаточно длинные расстояния. Надёжная связь в этом диапазоне – в пределах прямой видимости. Поэтому используют т.н. *радиорелейные каналы передачи*.

Сущность радиорелейной передачи в том, что осуществляется передача в пределах прямой видимости и потом ретрансляция сигнала.



Рис.15

В каждой точке сигнал принимается, усиливается и излучается на следующий интервал расстояния.

С появлением спутниковых ретрансляторов эффективность этих линий стала ниже. Практически не развиваются. Вместо радиорелейных линий используется ретрансляция спутникового сигнала.

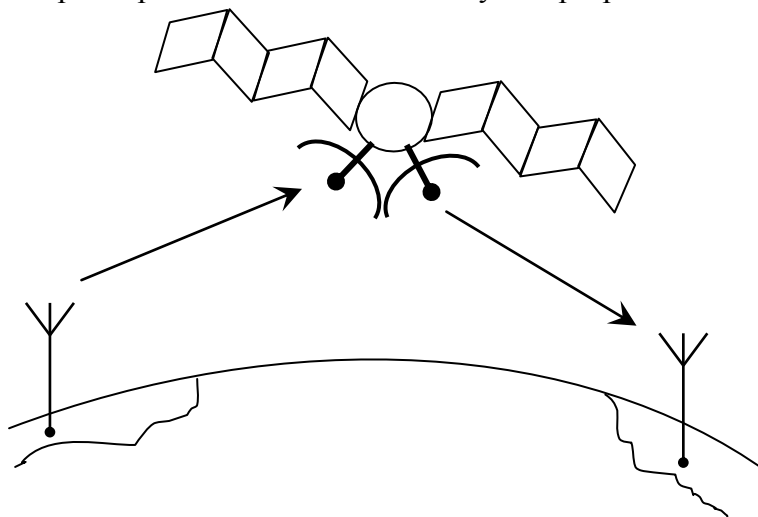


Рис.16

Ретрансляция осуществляется через спутник.

Такие каналы передачи обеспечивают возможность глобальной связи.

Но это дорогостоящий ресурс.

Спутниковые ретрансляторы разделяют на три основные категории:

1. Геостационарные спутниковые ретрансляторы

Спутники выводятся на такие орбиты, на которых они вращаются синхронно с Землёй. По отношению к Земле они находятся на одном и том же месте. Если государство имеет три таких спутника. Позиция на геостационарной орбите более дорогостоящая, чем полоса частот. Каждому государству выделяется определённое количество. Три спутника позволяют обеспечить глобальную связь, телекоммуникации. Параметры этих орбит гигантские. Дорогостоящим является запуск, управление спутником (необходима корректировка орбиты спутника). Поскольку гигантские расстояния, то энергетика радиолинии достаточно сложная, отношение сигнал/шум не очень высокое.

2. Среднеорбитальные спутники-ретрансляторы

Находятся на более близких орбитах. С ними не возможна постоянная связь. Существуют т.н. *интервалы видимости*. Для того чтобы обеспечить глобальную постоянную связь необходимо:

- чтобы на орбитах находилось достаточное количество спутников, и при уходе из зоны видимости одного спутника в этой зоне видимости появлялся другой спутник
- абонент не должен чувствовать "перехода" с одного спутника на другой – проблема маршрутизации информационных потоков
- нужно чтобы была ретрансляция из одного спутника, который находится в зоне видимости одного абонента, к другому спутнику, который находится в зоне видимости другого абонента. Возможны различные маршруты ретрансляции. Нужно выбирать эффективный маршрут, который обеспечивал бы минимальную стоимость обмена данными, при приемлемых характеристиках.

Среднеорбитальные лучше тем, что проще с энергетикой. Но мобильные терминалы пока обеспечить на среднеорбитальных не возможно.

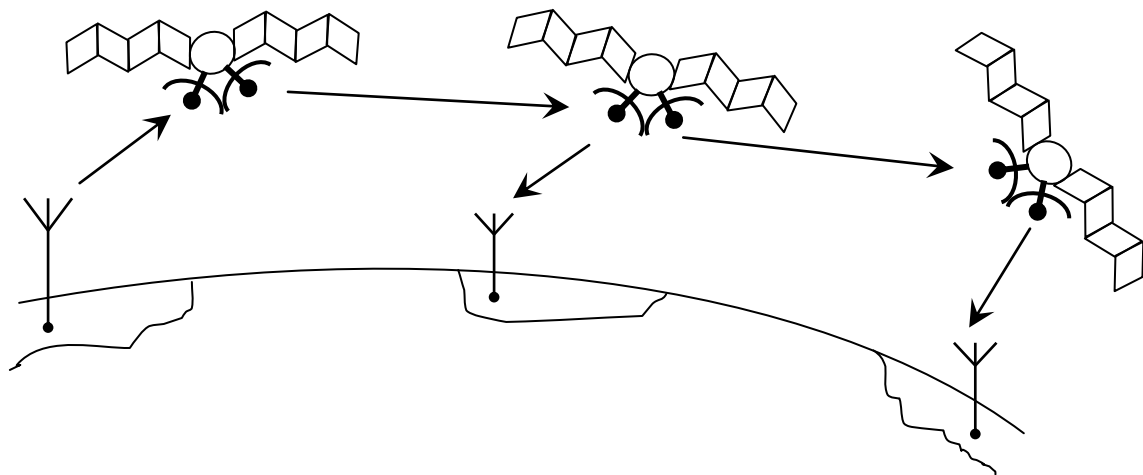


Рис.17

3. Низкоорбитальные спутники

Наименьшее расстояние от Земли. Из-за этого их интервалы видимости самые короткие. Для обеспечения глобальной системы обмена данными необходимо большое количество спутников.

Преимущество в том, что позволяют сделать маленькие терминалы. В перспективе может быть заменят системы сотовой связи.

В спутниковых системах связи используют двойной вариант уплотнения каналов – частотно-временное уплотнение каналов (иногда тройное – частотно-временное-кодировое). Т.е. в начале информационные потоки объединяют в *стволы* – каналы, которые используют одну несущую, между стволами частотное разделение каналов. Количество стволов не более 10-12. В пределах каждого ствола осуществляется либо временное уплотнение каналов, либо по форме поднесущих сигналов, либо уплотнение с незакреплёнными каналами.

Последнее время очень широко распространяются различные варианты радиодоступа – различные варианты сетевых каналов передачи:

- **Сотовые системы связи** (одни и те же частотные диапазоны могут использоваться многократно, т.е. в разных сотах можно использовать одни и те же частотные диапазоны для работы с разными абонентами)

- **Транкинговые системы**

Те же сотовые, только с большими сотами (транкингами) – для организации коллективной промышленной, на территории одного предприятия, вдоль железных дорог

- **WiFi, WiMax** (очень высокочастотные диапазоны)

- **Каналы открытой оптической связи**

Инфракрасный диапазон (ИК) волн

Используются для организации корпоративных сетей. На крышах каких-то зданий ставятся оптические антенны. Достаточно дешёвый вариант связи. Проблема атмосферных помех. Поиск окон прозрачности – такие оптические диапазоны, в которых атмосферные помехи являются минимально мешающими.

Для того чтобы осуществлять маршрутизацию, необходима т.н. коммутация. Проблема коммутации – одна из ключевых проблем телекоммуникационных систем.

Существуют три основных варианта коммутации:

1. Коммутация цепей

Для передачи сообщения от одного абонента до другого абонента замыкается предварительная цепь – между абонентами создаётся электромагнитный канал. Недостаток: на какой-то интервал времени часть телекоммуникационной системы выделяется.

2. Коммутация сообщений

Между абонентами формируются виртуальные каналы. Коммутация сообщений – это реализация метода с незакреплёнными каналами и индивидуальной адресации, когда каждое кодовое слово следует со своим адресом и передаётся по телекоммуникационной сети путём использования этого адреса (адрес абонента передавшего и абонента принимающего). Очень большие затраты на передачу служебной информации.

3. Коммутация пакетов

Реализация метода передачи с незакреплёнными каналами с групповой адресацией.

Цель маршрутизации – выбрать наиболее эффективный маршрут – обеспечивающий минимизацию затрат, при обеспечении требуемого качества предоставляемых информационных услуг.