

Оглавление

1. Определение информации, её основные свойства. Количество информации в сообщении о возникновении события с априорной вероятностью возникновения 0,25.....	4
2. Источники информации. Процесс генерации информации.....	6
3. Определение информационного параметра Обоснование модели информационного параметра.....	7
4. Какими свойствами должен обладать алфавит, чтобы для представления фиксированного объема информации потребовалось минимальное количество его символов	8
5. К каким последствиям приводят неравновероятность символов алфавита и их статистические зависимости при представлении фиксированного объема информации .	10
6. Принцип уменьшения логической избыточности в кодеке речевого источника	11
7. От чего зависит количество информации, интерпретируемое в единицу времени информационным параметром	14
8. Определение первичного сигнала. Обоснование его модели. Свойства первичного сигнала	16
9. Чем вызвана необходимость временной дискретизации первичного сигнала? В чем сущность временной дискретизации.....	17
10. Чем вызвана необходимость квантования по уровню первичного сигнала? В чем сущность квантования по уровню первичного сигнала?	20
11. Какие причины цифрового представления первичного сигнала? От чего зависят величины интервалов между кодовыми словами в цифровом представлении и количество символов в кодовом слове?	22
12. Основные задачи, решаемые кодеком источника.....	24
13. Виды и причины избыточности первичного сигнала	25
14. Методы передачи цифрового представления первичных сигналов. Теорема Финка, её эвристическое обоснование.....	26
15. Оптимальный модем для поэлементной передачи цифровых представлений сигналов. Критерий оптимальности. Логика функционирования	27
16. Оптимальный модем для поэлементной передачи цифровых представлений сигналов в целом. Критерий эффективности. Логика функционирования.	30
17. До какого уровня можно уменьшить ошибку передачи цифровых представлений сигналов при наличии помех? При каких условиях?	33
18. До какого уровня можно увеличить скорость передачи информации в телекоммуникационной системе при наличии помех?	34
19. Основные предпосылки при решении К.Шенноном задачи оптимизации телекоммуникационной системы. От чего зависит пропускная способность такой системы?	35
20. Преимущества и недостатки модема для поэлементной передачи цифровых представлений сигналов и передачи в целом. Компромисс между этими вариантами....	37

21. Назначение и общие причины функционирования кодека канала.	38
22. Понятие кода. Краткая классификация кодов. Избыточность кода.....	39
23.Понятие производящей матрицы и производящего полинома. Построение производящей матрицы для проектирования кода.	41
24. Алгоритм кодирования циклического кода.....	44
25. Алгоритм декодирования циклического кода	45
26. Обнаруживающая и корректирующая способность кода. От какой характеристики кода они зависят? Обосновать вид зависимости обнаруживающей и корректирующей способности кода от характеристики кода	46
27. Основные характеристики линейного и блочного систематического кода, Взаимосвязь между ними. Понятие совершенного кода (плотно упакованного)	48
28. Методы коллективного использования ресурсов в многоканальных системах передачи данных. Сфера их применения. Понятие и назначение группового сигнала.....	49
29. Методы адресации источников и потребителей в многоканальных системах передачи данных, их сравнение.....	51
30. Как обеспечивается линейная разделимость каналов в многоканальных системах передачи данных с линейным уплотнением каналов? Методы линейного уплотнения и разделения, каналов, что используется в каждом из них в качестве адреса	55
31. Какие функции выполняет коммутатор передающей части системы в СПД с временным уплотнением каналов? Как выбирается период его коммутации? Какой особый вид избыточности возникает в таких системах.....	57
32. Сущность супер- и субкоммутации в СПД с временным уплотнением каналов. Их назначение и получаемые результаты.....	59
33. Как осуществляется временное разделение каналов в СПД с временным уплотнением каналов? Что является адресом потребителя в таких системах	61
34. Какая причина междуканальных помех в многоканальных системах? Какие причины междуканальных помех в СПД с временным уплотнением каналов.....	63
35. Какие поднесущие сигналы используются в системах с временным уплотнением каналов? Чем они отличаются?.....	65
36. Какие поднесущие сигналы используются в СПД с частотным уплотнением каналов? Назначение режекторных фильтров. Как осуществляется разделение каналов в таких системах.....	66
37. Причины междуканальных помех в СПД с частотным уплотнением каналов. Как уменьшить их уровень?.....	68
38. Основные классы сигналов, используемые в многоканальных СПД. Сравнение их свойств.....	69
39. Основные классы сигналов, используемые в СПД. Области их применения.	72
40. Какие поднесущие сигналы используются в СПД с уплотнением каналов по форме поднесущих сигналов? Как осуществляется разделение каналов в таких системах	73
41. Разделение каналов в системах с незакрепленными каналами Причины междуканальных помех в системах с незакрепленными каналами.....	75

42. Правило принятия решения в демодуляторе модема с АМн? От чего зависит вероятность ошибочной передачи символа при использовании модема с АМн? Назначение АРУ в таком модеме.....	77
43. Правило принятия решения в демодуляторе модема с ЧМн? От чего зависит вероятность ошибочной передачи символа при использовании такого модема	78
44. Алгоритм функционирования модема с ЧМн	81
45/46. Алгоритм функционирования модема с ФМн.....	83
47. Виды и причины изменения характеристик сигналов, передающих символы при их многолучевом распространении	86
48. Назначение модема с ОФМн. Алгоритм функционирования модема с ОФМн, его отличие от модема с ФМн	87
49. Назначение и алгоритм дополнительного кодирования символов в модеме с ОФМн. От чего зависит вероятность ошибочной передачи символа при использовании модема с ОФМн.....	90
50. Виды и причины изменения характеристик сигналов, передающих символы при их многолучевом распространении.	92
51. Принцип построения модема для СПД с многолучевостью	94
52. Принцип построения многоканальных СПД с радиодоступом	95
53. Распространение информации в эм поле	97
54. Селекция информации электромагнитного поля	100

1. Определение информации, её основные свойства. Количество информации в сообщении о возникновении события с априорной вероятностью возникновения 0,25.

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

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 все 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 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.

3. Аддитивное (Накопительное) свойство

Накопительное свойство - способность информации к изменению своего вида при накоплении новой информации.

Утверждение 3. Количество информации в 2 независимых сообщениях равно сумме количества информации в каждом из них. Действительно, поскольку вероятность наступления двух независимых сообщений равна произведению вероятностей этих сообщений, то есть $P(A, B) = P(A) \cdot P(B)$, то

$$I(A, B) = -\log_a P(A, B) = -\log_a (P(A) \cdot P(B)) = -\log_a P(A) - \log_a P(B) = I(A) + I(B)$$

Количественное измерение 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:

$$I_A = \log_b \frac{1}{P_A}$$

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

$$\log\left(\frac{1}{0.25}, 2\right) = 2$$

Два бита — это количество информации, которое содержится в сведениях о том, что произошло

событие, априорная вероятность которого 0.25.

(В его расписанных лк он использовал пример с априорной вероятностью равной 0,5, у которой соответственно количество информации равно 1 биту)

2. 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.

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

1. Любая физическая система бесконечно познаваема.

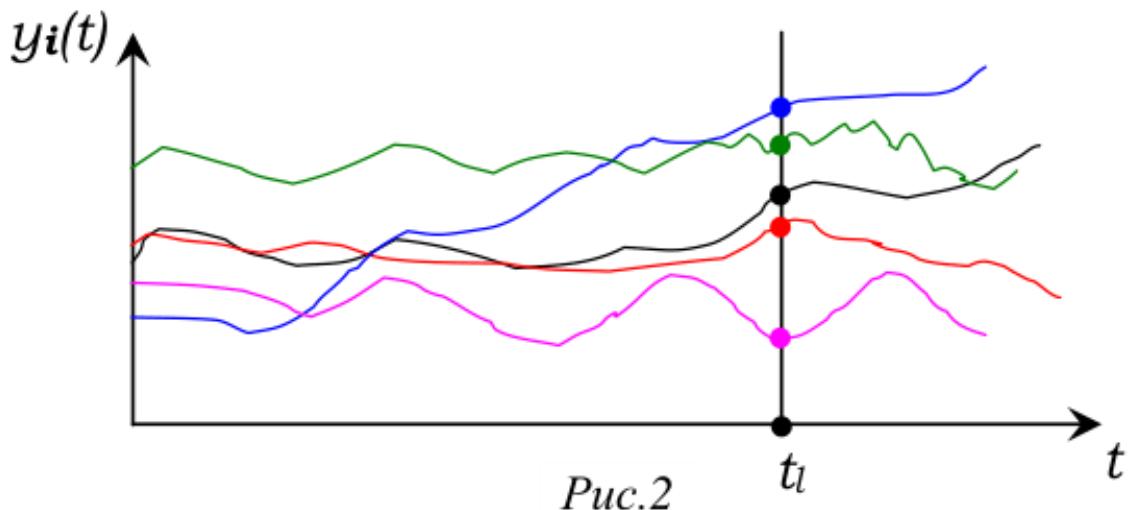
2. Любую физическую систему как бесконечно познаваемую можно представить, описать с помощью бесконечного множества характеристик и параметров.

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

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.

Основное свойство непрерывной функции времени:

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



Основное свойство случайной функции времени:

Случайная функция времени задаётся на бесконечном множестве своих реализаций.

3. Определение информационного параметра Обоснование модели информационного параметра

Информационный параметр - представляет собой непрерывную и случайную (иначе в нем не содержалось бы информации) функцию времени.

Информационная функция времени задается на беск. множестве своих реализаций. Если мы проделаем множество опытов по исследованию инф. параметра, то в каждом опыте мы получим разные реализации.

Свойство первой бесконечности:

количество значений инф. параметра на малом интервале времени бесконечно велико.

Свойство второй бесконечности:

информационный параметр в силу своей случайности принимает одно из бесконечного множества возможных значений.

От старшаков:

В любом сечении T_i функция принимает одно из бесконечного множества значений (свойство первой бесконечности). На любом сколь угодно малом интервале Δt количество значений непрерывной функции бесконечно велико.

Каждое значение информационного параметра отображает одно из физико- химических состояний объекта, которое мы предполагаем использовать для целенаправленных действий.

Информационный параметр интерпретирует для потребителя информацию, генерируемую источником и являющуюся объектом природы

4. Какими свойствами должен обладать алфавит, чтобы для представления фиксированного объема информации потребовалось минимальное количество его символов

Для того чтобы каждый символ алфавита интерпретировал (переносил) наибольший объем информации нужно, чтобы буквы были статистически независимыми и равновероятными.

В силу того, что органы восприятия имеют ограниченную разрешающую способность, реально мы пользуемся не бесконечным алфавитом, а каким-то ограниченным алфавитом для представления информационного параметра A1, A2, … , An. Каждый символ алфавита отображается в тексте с определенной частотой.

Если символы алфавита статистически независимы, то можно выделить среднее количество информации, приходящееся на один символ – энтропия.

Среднее количество информации в этом случае называется энтропией алфавита

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

Эта энтропия будет зависеть от набора Pi-тих: при разных наборах Pi-тих 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 идет о поиске такого распределения вероятностей, при котором энтропия наибольшая. При этом нужно пользоваться следующим ограничением:

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

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

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

Тогда:

$$P_j = \frac{1}{m}$$

$$H_{\max} = \log_2 m$$

5. К каким последствиям приводят неравновероятность символов алфавита и их статистические зависимости при представлении фиксированного объема информации

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

Как изменится это соотношение, если появится статистическая зависимость?

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, если **возникает статистическая зависимость** между символами алфавита или символы в алфавите являются **неравновероятными** уменьшается энтропия алфавита что приводит к тому, что каждый символ алфавита **не будет** нести максимальное количество информации.

6. Принцип уменьшения логической избыточности в кодеке речевого источника

Лк Мазепы 2009 либо искать по “речевого” либо страница 72-78 особо сократить не смог
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 символов.

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.

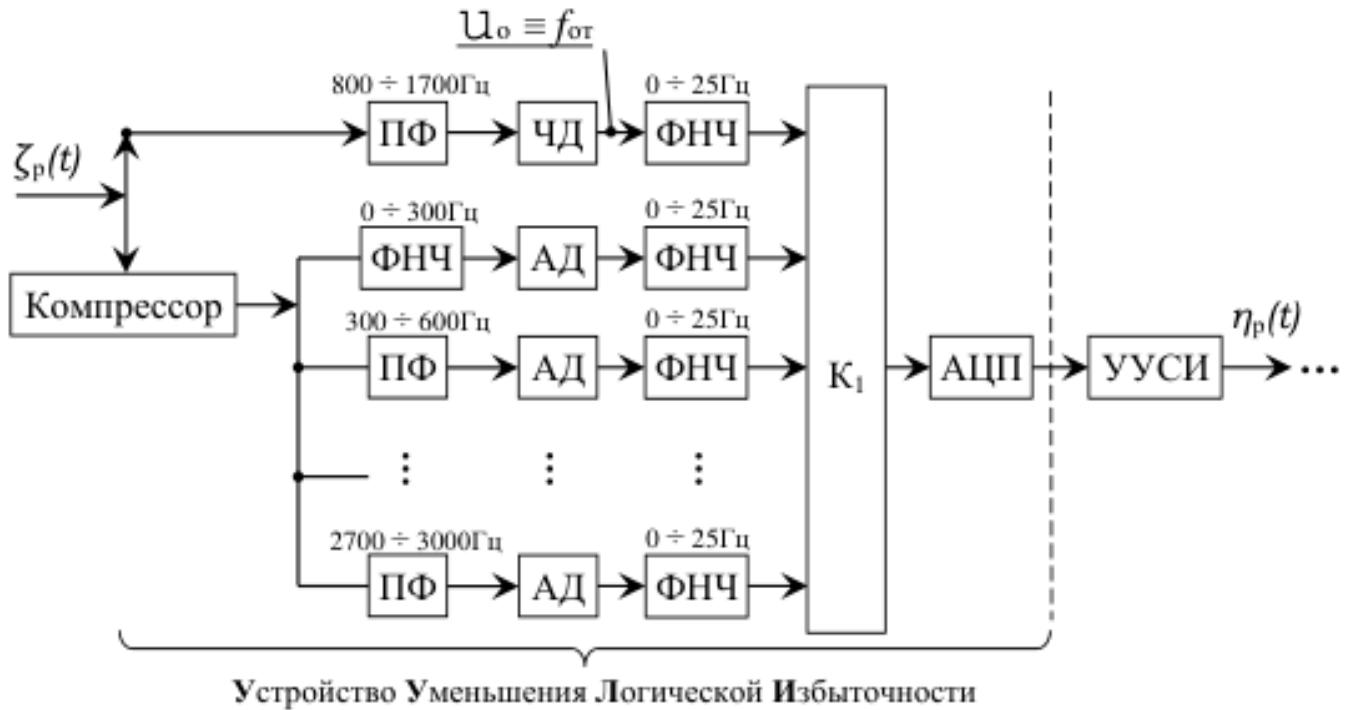
До этого момента что-то можно было найти в ЛК, но без упоминаний конкретных частот, дальше нет упоминания ни схемы и ее принципа работы, ни графика.

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



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 перекрываются 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 3 кГц 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 ($U_o \equiv f_{ot}$) 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 K1 формирует пакет. На выходе K1 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.

7. От чего зависит количество информации, интерпретируемое в единицу времени информационным параметром

Какое количество информации интерпретируется инф. Параметром в единицу времени.

На первый взгляд бесконечным, но по 2-му свойству информации:

Из бесконечного множества значений информационного параметра может воспринять только на ограниченном участке времени в ограниченном количестве.

Информационный параметр обладает свойствами гауссовой кривой.

Кол-во информации зависит от разрешающей способности, от свойств информационного параметра – скорости изменения информационного параметра.

При увеличении разрешающей способности кол-во информации растет.

Чем выше скорость, тем выше количество информации.



Этот участок называется эпсилон энтропии $H\epsilon$

РС характеризуется точностью восприятия информационного параметра исполнителя целенаправленных действий, с которыми он готов воспринять ЧП

$H\epsilon$ - параметр, характеризующий точность

Здесь на картинке исходная ЧП и полученная потребителем



Интервальная оценка точности:

1)

$$P(x_i(t) \leq x_{i\text{доп}}) \geq P_{hi}$$

$x_{i\text{доп}}$ – большая вел – на и P_{hi} – малая вел – на

2) Часть еще СКО ошибки

$$\delta x_i = \sqrt{M_{2x_i}}$$

М – второй начальный момент

$$M_{2x_i} = \sigma_{x_i}^2 + M_{x_i}^2$$

$$M_{2x_i} = \int_{-\infty}^{\infty} z^2 * W_{x_i}(z) * dz$$

Мы должны перейти от бесконечного алфавита к ограниченному – кодирование источника. Непрерывные кривые должны быть переданы последовательными символами ограниченного алфавита, чтобы воспроизвести с какой – то точностью

Кодирование источника – цифровое представление первичного сигнала, в процессе которого надо осуществить 2 преобразования

- Временная дискретизация
- Квантование по уровню

Теорема Котельникова – любая непрерывная функция времени представляется безошибочно на бесконечном множестве своих дискретных значений, взятых через интервал дискретизации не превышающий $1/(2*Famx)$, обладающая ограниченным спектром.

Функция по дискретным значениям воспроизводится интерполирующим рядом Котельникова функциональным вариантом которой является sinc.

8. Определение первичного сигнала. Обоснование его модели. Свойства первичного сигнала

(В своих лекциях по Мазепе ничего толкового по этому вопросу нет, т.к. он ушел в цепи и теоремы Котельникова (шизу словил), поэтому придется пользоваться, тем что Миша наешел)

Первичный сигнал – это возмущение э/м поля, т.е. изменение параметров (характеристик) э/м поля: электрическая напряжённость, магнитная напряжённость, ток, напряжение.

Первичный сигнал является принципиально непрерывным сигналом и случайной функцией времени. Первичный сигнал характеризуется "двумя бесконечностями".

Свойства первичного сигнала:

- 1) **Свойство первой бесконечности.** 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.
- 2) **Свойство второй бесконечности.** На любом ограниченном интервале Δt количество значений первичного сигнала бесконечно велико.

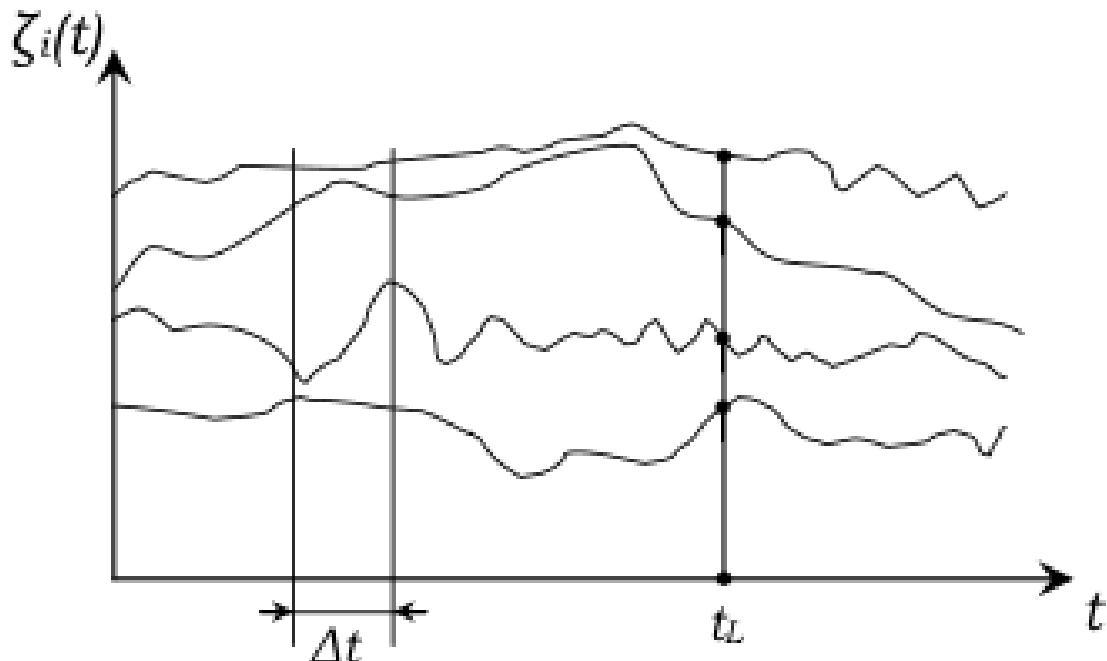


Рис. 7

В силу ограниченности разрешающей способности наших органов восприятия, как естественных, так и искусственных. Всё это бесконечное множество значений первичного сигнала невозможно использовать для целенаправленных действий. Значит, не все 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 невозможно. Поэтому при реализации процесса передачи информации имеет смысл непрерывный первичный сигнал представить в дискретной цифровой форме.

9. Чем вызвана необходимость временной дискретизации первичного сигнала? В чем сущность временной дискретизации

(Я бы сюда добавил часть вопроса 8, тут есть 2 варианта, Мазепа рассказывал немного по-другому, тут стоит уточнить на консе, что ему более нравится)

1. Необходимость временной дискретизации первичного сигнала:

Временная дискретизация вызвана тем, что из-за свойства бесконечности (на любом ограниченном интервале Δt количество значений первичного сигнала бесконечно велико) первичного сигнала (вопрос 8 в помощь) из-за ограниченной разрешающей способности наших органов восприятия мы не можем передавать бесконечно множество значений т.к. не все они содержат полезные сведения для совершения целенаправленных действий. (Сам в шоке, что такое выдал, Мазепа бы мной гордился)

2. Понятие о временной дискретизации первичного сигнала:

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 множество дискретных значений.

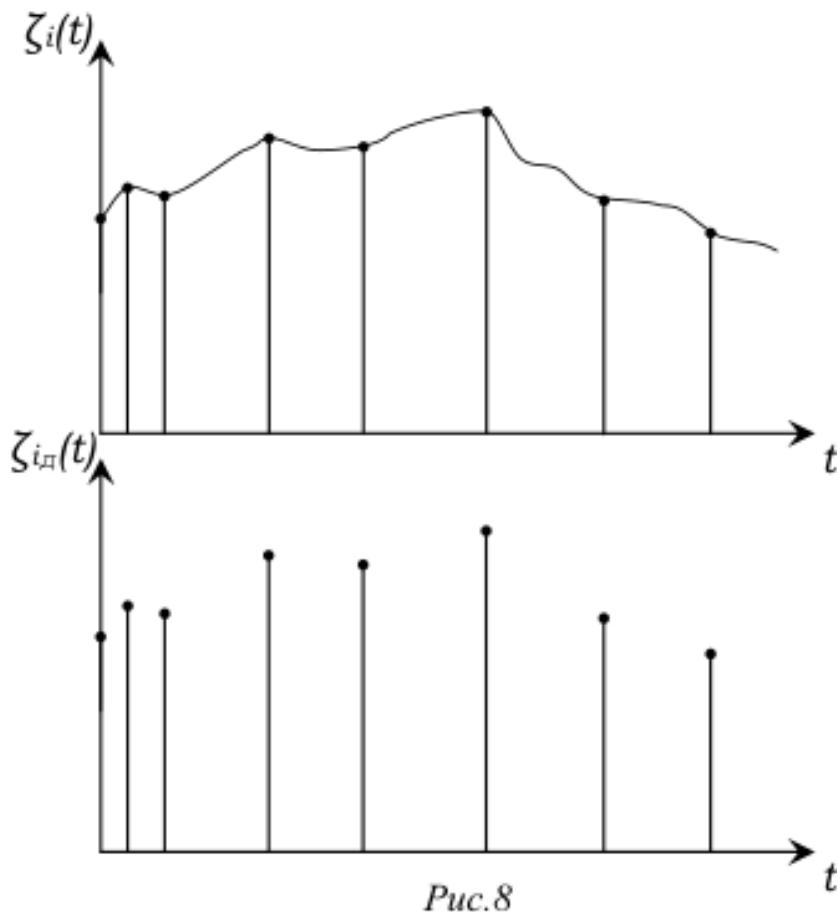


Рис.8

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.

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.

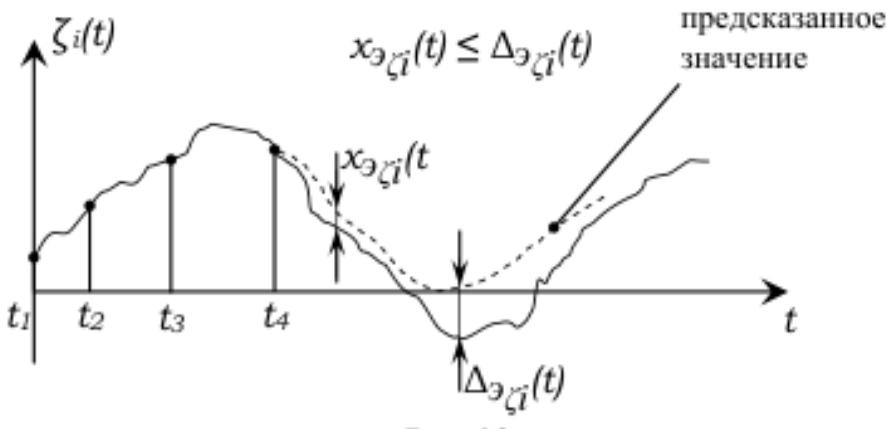


Рис.10

Различие между предсказанным и истинным – ошибка экстраполяции. Если эта ошибка не превышает допустимое значение – апертуру экстраполяции, то передавать следующие значения не имеет смысла. Там, где ошибка достигает значения апертуры – 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.

С лекций Мазепуса:

Дискретизация информационного параметра происходит по апертурным бесконечным методам.

- 1) Определить ограничения по точности воспроизведения – определить апертуру таким образом: $\Delta x_i \geq x_i(t) \rightarrow \frac{\Delta x_i}{\sqrt{M_2 y_i}}$
- 2) Определить способ воспроизведения исходной кривой по последним дискретным по времени значениям – этими значениями может быть значения самой функции и некоторые значения интерполяционного ряда (базисных функций).

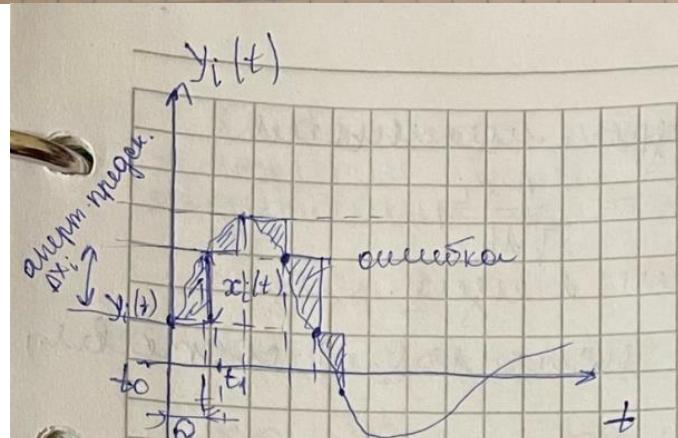
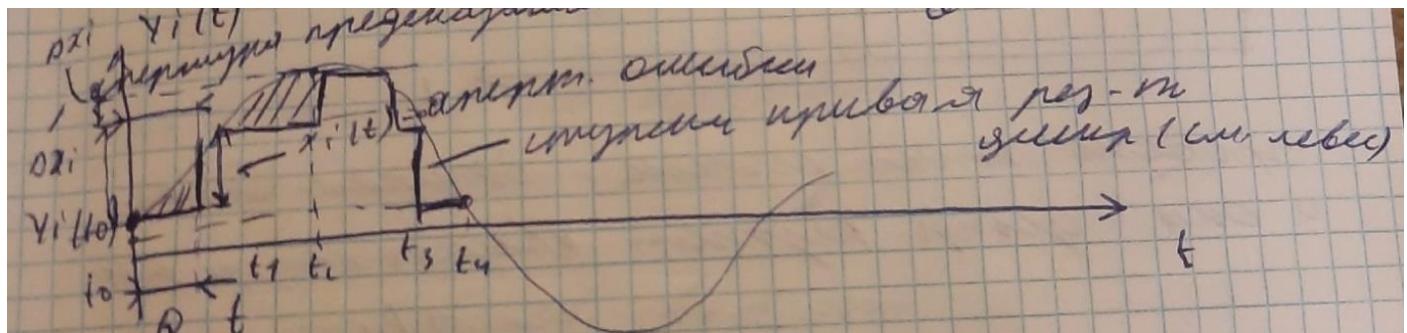
Воспроизведение функции по её дискретным значениям – экстраполяция (предсказание) и интерполяция.

Они могут использоваться при различных вариантах базисной функции, но используют полиномиальную интерполяцию и экстраполяцию.

Полиномиальная экстраполяция использует представление функции степенным рядом в окрестностях значений этой функции и значений, которые получаются в результате временной дискретизации:

(две картинки вставляю, одна покрасивее просто)

$$Y_i(t) = Y_i(t_0) + Y'_i(t_0) * \frac{\theta}{1!} + Y''_i(t_0) * \frac{\theta^2}{2!} + \dots , \text{ где } \theta = t - t_0$$



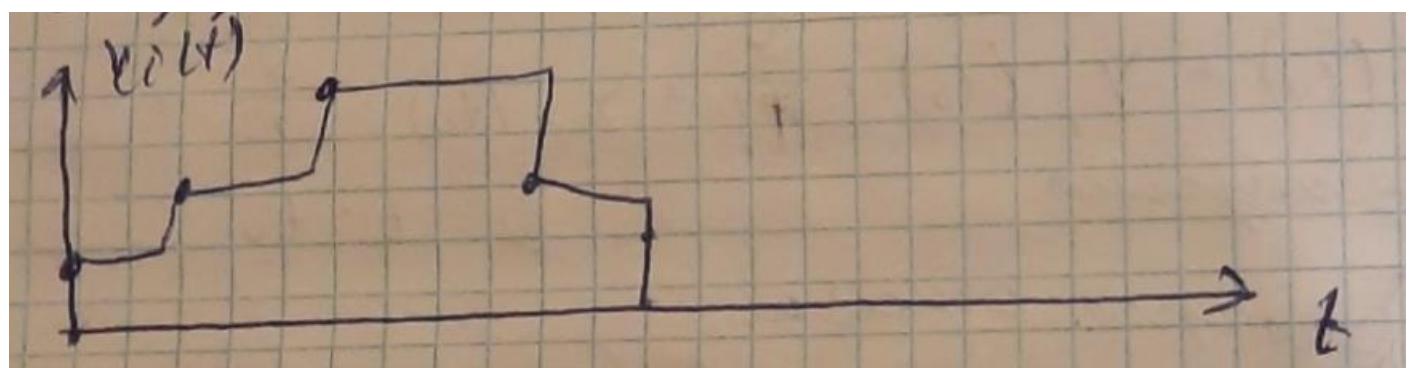
Выбираем определенное количество составляющих этого ряда. Поскольку величина апертуры мала, то при представлении с помощью ряда можно ограничиться двумя составляющими.

$Y_i^*(t) = Y(t_0)$, тогда ошибка воспроизведения:

$Y_i^*(t) - Y(t) = x_i(t) \leq \Delta x_i$ – алгоритм предсказания 0-го порядка (апертурный).

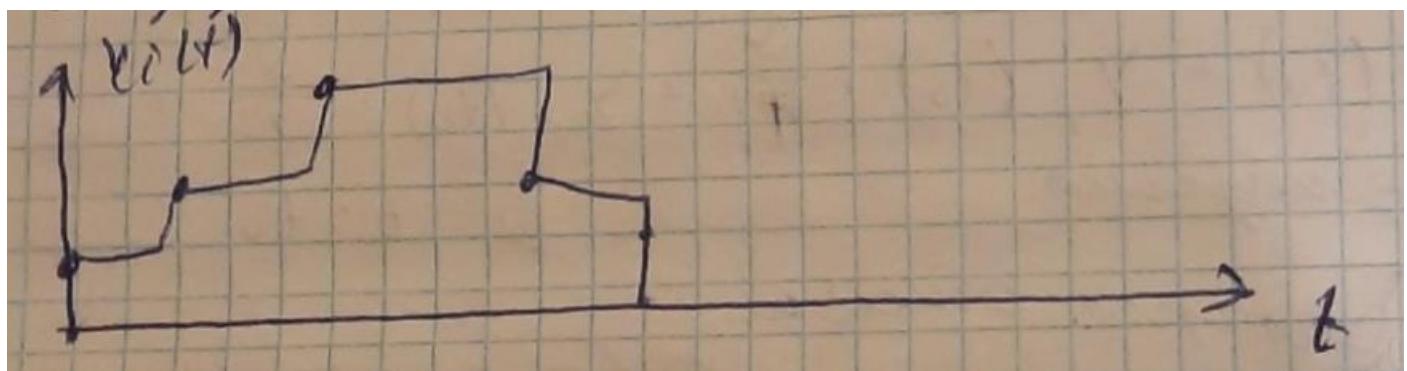
В этом методе интервалы дискретизации переменны и случайны и они приспособлены к средней скорости информационного параметра, а ширина спектра пропорциональна средней скорости \Rightarrow частота адаптируется к изменению мгновенной ширины спектра. При такой дискретизации мы гарантируем потребителю, что величина воспроизведения не превысит допустимого уровня, который он определил.

Результат дискретизации:



10. Чем вызвана необходимость квантования по уровню первичного сигнала? В чем сущность квантования по уровню первичного сигнала?

С лекции Мазепы:



Необходимо избавиться от **бесконечности** с помощью квантования, т.к в любой момент сечении функция может принимать одно из бесконечного множества значений при другой реализации, а дискретные уровни могут флюктуировать. После дискретизации мы имеем набор точек. В процессе квантования они заменяются номером зоны квантования, в которое попадает это значение. В случае квантования мы должны определить динамический диапазон информационного параметра D_{ζ_i} . Он равен разности верхней грани значений информационного параметра и нижней грани. Далее, выбирается шаг квантования Δi_{KB} . $L = D_{\zeta_i} / \Delta i_{KB}$ - число уровней квантования. Реальный непрерывный процесс заменяется ступенчатой кривой. Соединяем середины зон квантования.

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.

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

$$D_{\zeta_i} = \zeta_{i,\max.\max} - \zeta_{i,\min.\min} \text{ - динамический диапазон}$$

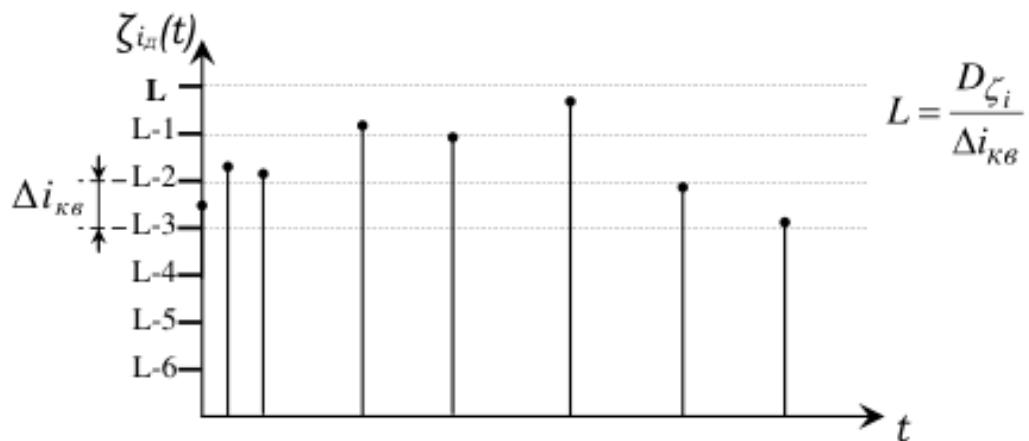
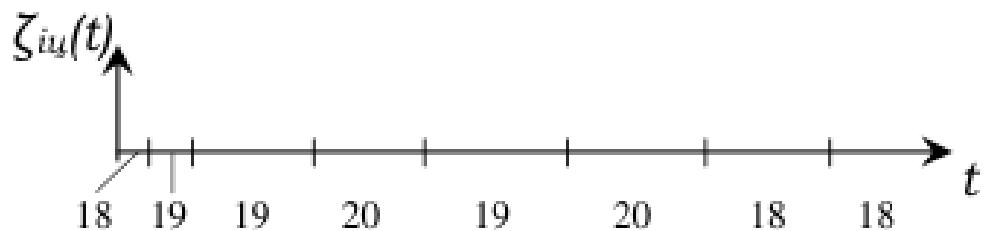


Рис.9

Пусть $L = 20$, тогда $L-1=19$ и т.д.



Puc. 10

11. Какие причины цифрового представления первичного сигнала? От чего зависят величины интервалов между кодовыми словами в цифровом представлении и количество символов в кодовом слове?

(Похоже на правду, убрал последний абзац, т.к. это повторение одного и того же + необходимо решить что делать с логической избыточностью т.к. Мазепа на нее давал отдельную схему, вставить ли ее сюда или пусть будет в 6 вопросе)

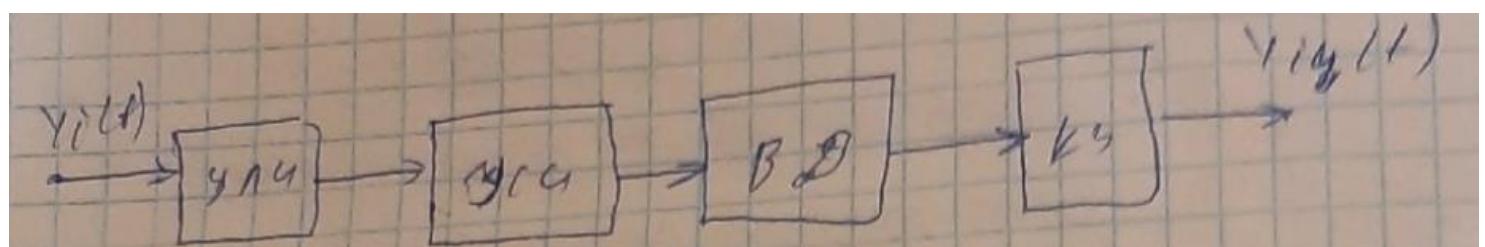
Цифровое представление первичного сигнала позволяет частично избавиться от одной из двух избыточностей первичного сигнала (в первичном сигнале могут быть два вида избыточности: статистическая и семантическая (логическая)).

- Статистическая избыточность: часть значений первичного сигнала является ненужной, лишней для потребителя. Всегда в первичном сигнале содержится статистическая избыточность, причины которой в том, что:
 - Значения первичного сигнала в силу инерционности источника статистически зависимы друг от друга.
 - Эти значения неравновероятны.

В силу этих причин часть сведений, которые содержатся в этих значениях, являются излишними, повторяются от одного значения к другому.

- Логическая 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.

Иногда достаточно использовать какие-то характеристики информационного параметра, таким образом упрощается система кодера источника применительно к информационному параметру имеет следующий вид:



УЛИ – уменьшение логической избыточности;

УСИ – уменьшение статистической избыточности;

ВД – временная дискретизация;

КУ – квантование по уровню.

УЛИ и УСИ могут быть проинтегрированы процессами ВД и КУ.

Есть другие случаи в дополнение к ВД и КУ, которые способствуют уменьшению ЛИ и СИ необходимы дополнительные преобразования, с помощью которых предварительно выделяются те характеристики, которые необходимы для выполнения целенаправленных действий.

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.

Интервалы между кодовыми словами определяются требуемой точностью временной дискретизации и скоростью изменения инф. параметра. Количество символов в кодовом слове определяется точностью квантования по уровню и возможными значениями, которые может принимать инф. параметр.

Представление информационного параметра в цифровом виде позволяет перейти к целесообразному объему сведений, который потребитель сможет интерпретировать и которые будут максимально информационными.

12. Основные задачи, решаемые кодеком 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 времененная дискретизация осуществляется исходя из принципов теоремы Котельникова, с постоянным шагом/интервалом между дискретами. Квантование по уровню также осуществляется с постоянным шагом квантования.

Теорема Котельникова (возможно её стоит добавить (взята из шизы Мазепы)):

Любая непрерывная функция времени представима безошибочно на бесконечном множестве своих дискретных значений, взятых через интервал дискретизации не превышающим $1/2F_{\max}$, обладающих ограниченным спектром.

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

Кодер источника (КИ) призван максимально удалить два основных вида избыточности из первичного сигнала (статистическую и семантическую), т.е. стараются сделать так, чтобы символы на выходе представляли ту характеристику, которую потребитель способен использовать для целенаправленных действий, чтобы при этом эти символы были статистически не зависимы и равновероятны.

13. Виды и причины избыточности первичного сигнала

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".

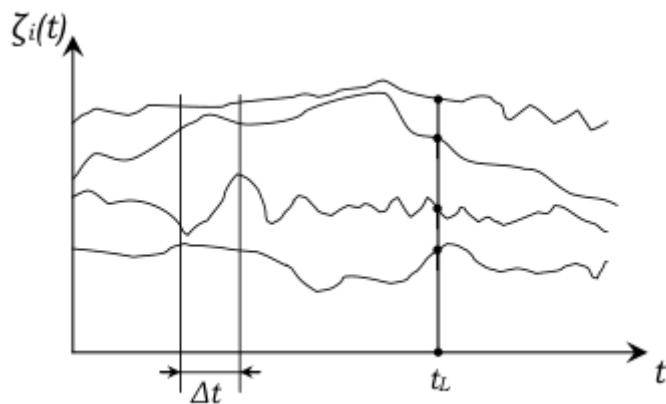


Рис.7

Из-за того, что все первичные сигналы нестационарны, постоянный временной интервал дискретизации приходится выбирать исходя из максимальной ширины спектра, вероятность которого мала, то в системе возникает большая избыточность (будут передаваться лишние значения первичного сигнала). Сигналы на выходе КИ будут статистически независимы и равновероятны.

Виды:

- Статистическая – часть значений первичного сигнала лишняя для потребителя причина – значения первичного сигнала из-за инерционности источника статистически зависимы; значения первичного сигнала не равновероятны.
- Семантическая – полезные для целенаправленных действий являются не все значения первичного сигнала, а какие-то его характеристики.

14. Методы передачи цифрового представления первичных сигналов.

Теорема Финка, её эвристическое обоснование

- Посимвольная передача – модулятор вместе с генератором несущей заменяет каждый из символов каким-то радиосигналом. В процессе передачи действуют шумы и помехи $\chi_{\text{сум}}(t)$. На входе ДН (демодулятор несущей) получаем смесь сигнала с помехой $s_i^*(t) = \Psi\{s_i^{(i)}(t); \chi_{\text{сум}}(t)\}$. ДН обрабатывает смесь на каждом интервале, равном длительности символа, и воспроизводит один из символов (1 или 0). Варианты ошибок: $P(0/1)$ – условная вероятность того, что при реальной передачи 1 будет 0. $P(1/0)$ - условная вероятность того, что при реальной передачи 0 будет 1. Средняя вероятность ошибочного приема символов = $P(1)*P(0/1) + P(0)*P(1/0)$.
- Поблочная передача – на вход МН (модулятор несущей) поступают блоки символов, в которые входят K_i информационных символов. Если размер блока K_i , то существует $m = 2^{K_i}$ разновидностей блоков при двоичном алфавите. Чтобы демодулятор мог принять решение с минимальной вероятностью ошибки, нужны дополнительные устройства синхронизации, которые первые смогут установить границы кодового слова и формы сигналов $k = 1..m$ с учетом эффекта Доплера.

Теорема Финка

Средняя вероятность ошибочного приема символа при блоковой передаче/в целом меньше либо равна вероятности ошибочного приема символа при передаче поэлементной.

$$P_{\text{ошиб. бл/бл}} \leq P_{\text{ошиб. симв/бл}}$$

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

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

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

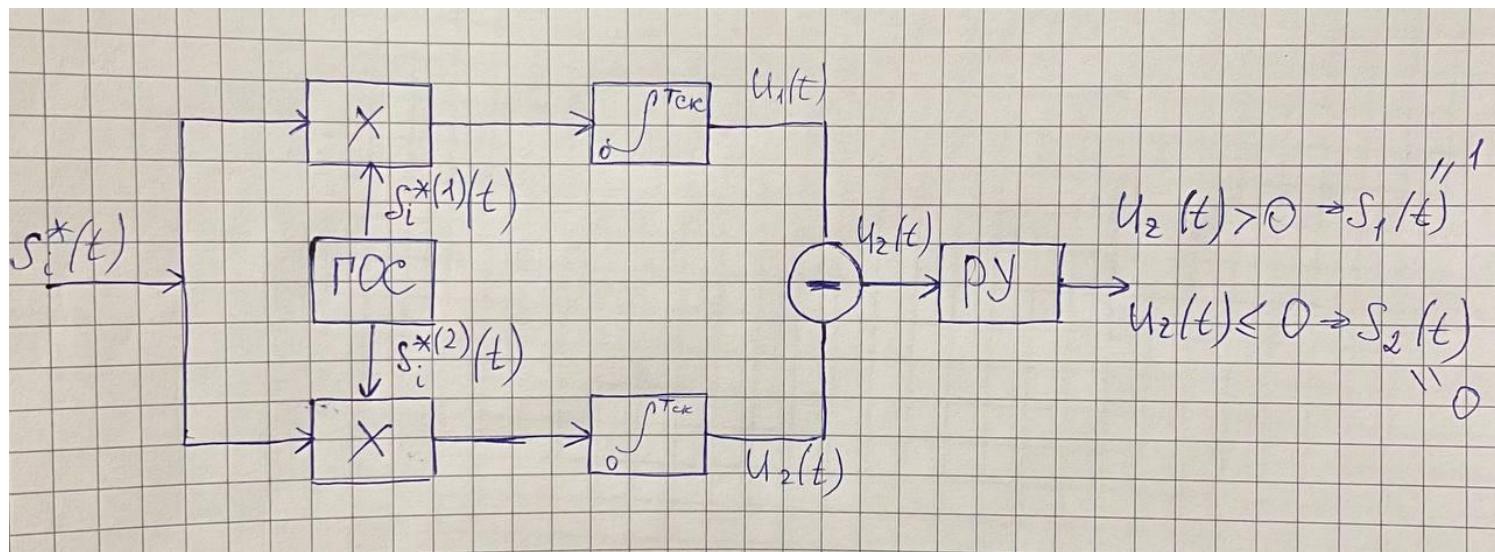
Компромиссным решением является использование кодера и декодера канала (КК и ДКК). Сущность компромисса в том, что передача и прием осуществляются поэлементно, т.е. в этой части используем МН (модулятор несущей) и ДН (демодулятор несущей) более простые, но для повышения помехоустойчивости для приближения по помехоустойчивости поэлементного передачи и приема к передаче и приему в целом, добавляется помехоустойчивое кодирование, которое позволяет часть ошибок, возникающих в результате воздействия помех при поэлементной передачи и приеме обнаружить и исправить, тем самым уменьшить среднюю вероятность ошибочного приема символа.

15. Оптимальный модем для поэлементной передачи цифровых представлений сигналов. Критерий оптимальности. Логика функционирования

При выполнении условий (если хоть одно условие не будет выполняться, то демодулятор (ДМ) не будет линейным):

1. Смесь сигнала и помехи аддитивна;
2. Демодулятору известны формы сигналов, используемые в модуляторе;
3. Помеха представлена гауссовским случайным процессом.

Оптимальный демодулятор представляет собой 2х канальный корреляционный анализатор:



ГОС – генератор образцов сигналов;

РУ – решающее устройство;

$\tau_{ск}$ - длительность символа.

Оптимальный линейный демодулятор:

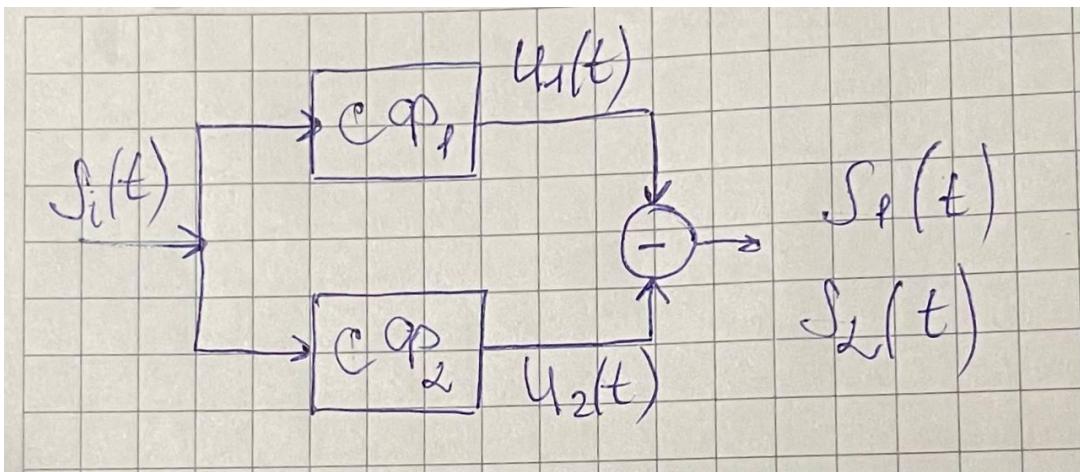
$$U_k(t) = \int_0^{\tau_c} S_i^*(t) S_i^{(k)}(t) dt, \text{ где } k = 1, 2$$

Образцы сигналов в демодуляторе не повторяют сигналы в передатчике т.к. ПРМ и ПРД работают независимо и могут двигаться относительно друг друга (включаются независимо друг от друга). Меняются характеристики:

- когда ПРМ и ПРД сближаются, то частота растет, число периодов не изменяется, длительность символа падает;

- когда ПРМ и ПРД удаляются, то частота падает, число периодов не изменяется, длительность символа увеличивается.

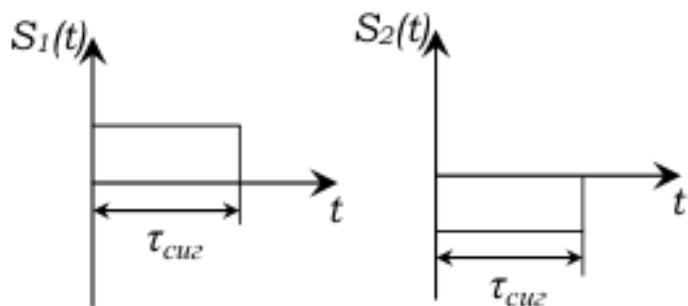
Для учета измерений, обусловленных эффектом Доплера, используются устройства синхронизации. Если этот эффект не действует или пренебрежимо мал, то характеристики образцов сигнала совпадают с сигналами ПРД и корреляционные анализаторы в схеме изменяют на согласованные фильтры (демодулятор будет нелинейным):



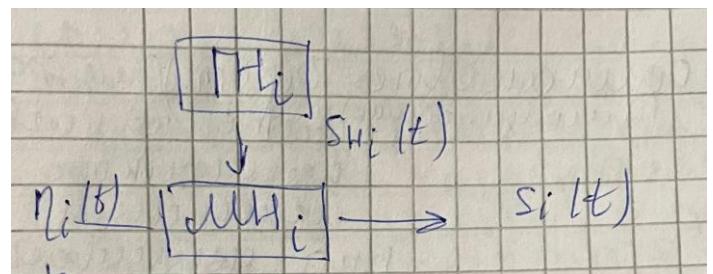
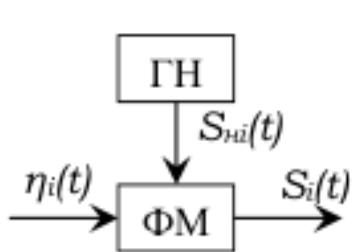
Если нельзя пренебречь, то пользуемся синхронизатором, который позволяет уточнить характеристики образцов сигнала (сначала исследуем, после извлекаем информацию о смещении, о фазе и частоте, далее улучшаем характеристики).

Оптимальный модулятор заменяет входные простейшие сигналы (0,1) на соответствующий каждому из них противоположный сигнал ($0 \rightarrow 1; 1 \rightarrow 0$).

Коэффициент взаимной корреляции равен -1. Это получается при фазовой модуляции с изменением фазы на π радиан (такие сигналы называют противоположными):

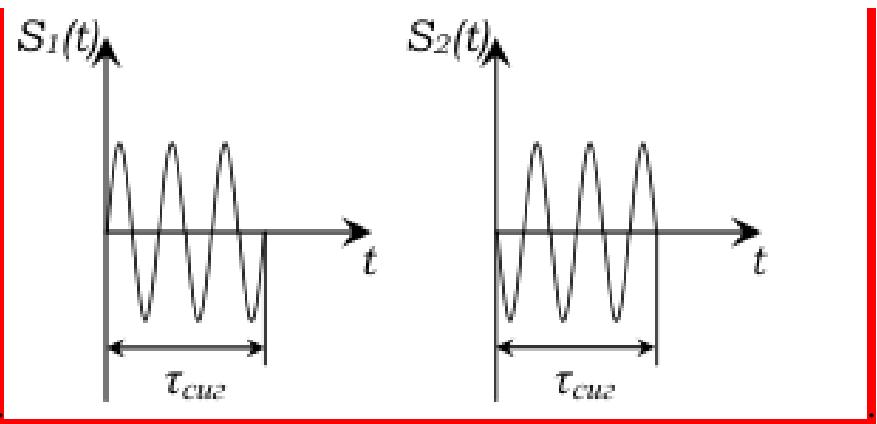


Такими сигналами являются два радиоимпульса одинаковой длительности и фазой, отличающейся на π радиан.



Выбирайте, какой больше нравится (рукописный - с лекции)!!!!!!

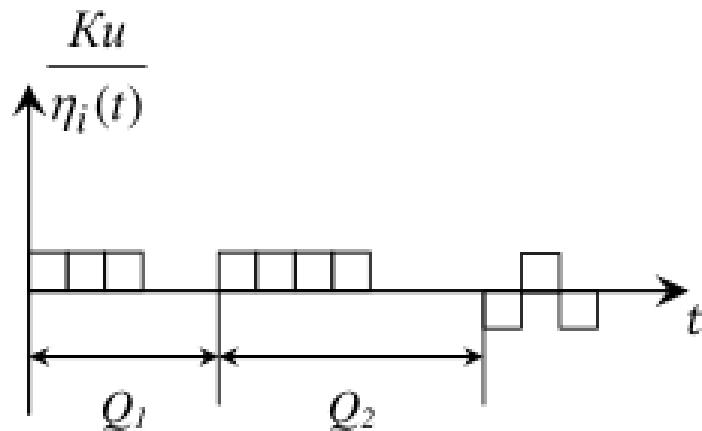
Противоположные радиоимпульсы, отличающиеся фазами на π



16. Оптимальный модем для поэлементной передачи цифровых представлений сигналов в целом. Критерий эффективности. Логика функционирования.

На вход модулятора поступают блоки K_i простейших символов. Радиосигнал становится в соответствие блоку, состоящему из K символов. Количество сигналов должно быть равно, как минимум, количеству разновидностей блоков 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:



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

$$Q = 2^{K_i}, \text{ где } Q \text{ – количество блоков;}$$

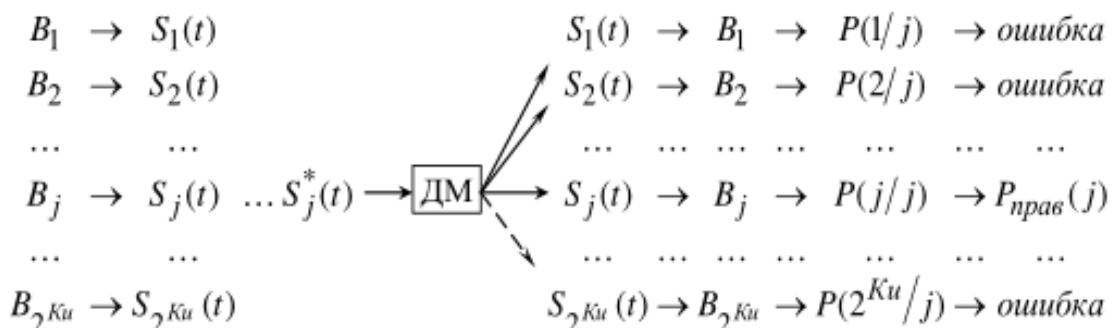
K_i – размер блока.

Простейший вариант: радиоимпульс с длительностью равной длительности кодового слова и разными частотами (количество частот = 2^{K_i})

Обозначим блоки буквой В

$$B_j = 2^{K_i}$$

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



Средняя ошибка для k-ого блока:

$$P^{(k)}_{\text{ош}} = \sum_{j=1}^{2^K} P(j/k); \quad j \neq k$$

Суммарная вероятность ошибки при передаче k-ого блока

$$\text{Распространенная ошибка блока} = \sum_{j=1}^{2^K} P(j) * \sum_{j=1}^{2^K} P(j/k)$$

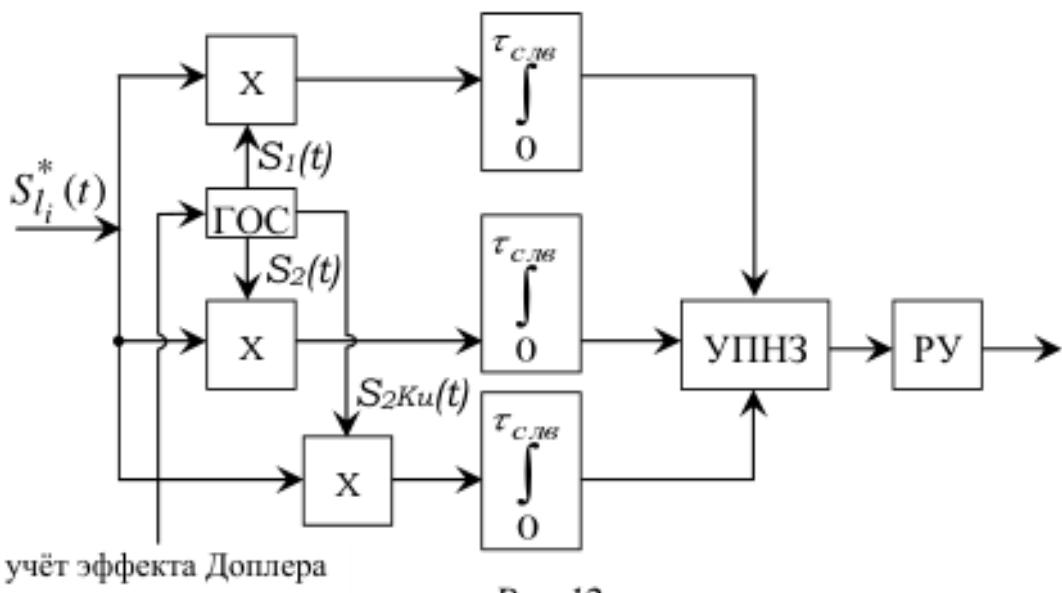
j не равно k

$\sum_{j=1}^{2^K} P(j)$ не зависит от модулятора и демодулятора, а зависят от кодера источника;

$\sum_{j=1}^{2^K} P(j/k)$ зависит от построения модулятора/демодулятора.

На входе имеем искаженный помехами радиосигнал. Задача ДМ состоит в том, чтобы проанализировать принятый искаженный сигнал и определить из какого канала он искажен.

Модулятор может быть многоканальным корреляционным анализатором, который сопоставляет принятый сигнал с образцом.



Генератор образцовых сигналов (ГОС)

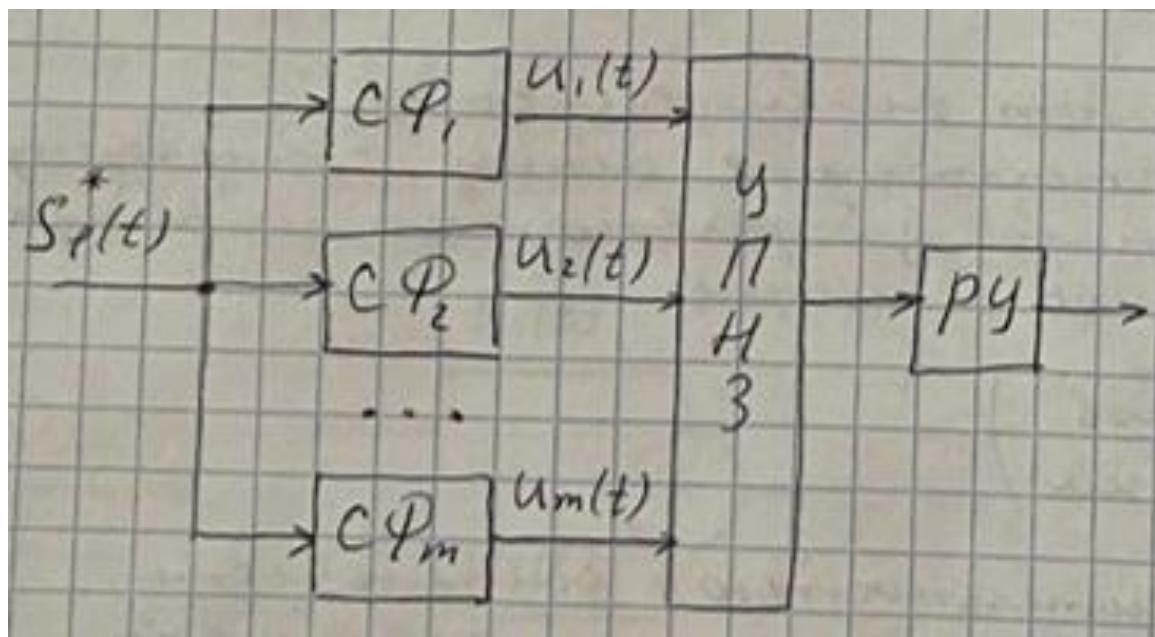
Решающее устройство (РУ)

УПНЗ – устройство поиска наибольшего значения.

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 сигналов). Такой оптимальный набор, который минимизирует вероятность ошибочного приёма блока.

Если эффект доплера мал, то:



Сигналы являются симметричными, если ρ_{ij} между сигналами одинаково (степень похожести друг на друга):

$$\rho_{ij} = -\frac{1}{2^{K_i-1}}$$

17. До какого уровня можно уменьшить ошибку передачи цифровых представлений сигналов при наличии помех? При каких условиях?

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 $P_{ошиб.симв.мин}$ при наличии помех?

Эти вопросы он решал при следующих предпосылках:

- 1) На сигнал в процессе передачи действует аддитивная помеха

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

- 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).

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

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

$$H_e \leq C \quad (11)$$

H_e – производительность источника – количество информации, генерируемое источником в единицу времени.

Шеннон 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 С:

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

18. До какого уровня можно увеличить скорость передачи информации в телекоммуникационной системе при наличии помех?

1. Не существует максимума скорости передачи, только верхняя грань (пропускная способность C);

2. Определен вектор движения.

Если канал такой, что $P(1/0) = P(0/1)$, то наибольшая скорость передачи информации и символы равновероятны и статистически независимы.

Получил соотношение для пропускной способности идеальной системы по Шеннону

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

ΔF – полоса пропускания системы

P_c – мощность сигнала в пределах полосы пропускания

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

Реальная скорость передачи информации может сколь угодно близко приближаться к пропускной способности системы, путем согласования статистических свойств источника со свойствами канала передачи. При пропускной способности, близкой к верхней границе, дальнейшее улучшение не имеет смысла.

19. Основные предпосылки при решении К.Шенноном задачи оптимизации телекоммуникационной системы. От чего зависит пропускная способность такой системы?

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 $P_{ошиб.симв.мин}$ при наличии помех?

Эти вопросы он решал при следующих предпосылках:

- 1) На сигнал в процессе передачи действует аддитивная помеха

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

- 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).

Наибольшая скорость передачи информации будет, если символы равновероятны и статистически независимы.

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

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

ΔF – полоса пропускания системы

P_c – мощность сигнала в пределах полосы пропускания

P_u – мощность шума в пределах полосы пропускания

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 (кодер и декодер источника по существу являются устройствами, с помощью которых пытаются решить задачу согласования).

- 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 приспособится к этому, используя алгоритм кодирования и декодирования.

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 .

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

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

20. Преимущества и недостатки модема для поэлементной передачи цифровых представлений сигналов и передачи в целом. Компромисс между этими вариантами.

Теорема Финка.

$$P_{\text{ошибок. бл}} \leq P_{\text{ошибок. эл}}$$

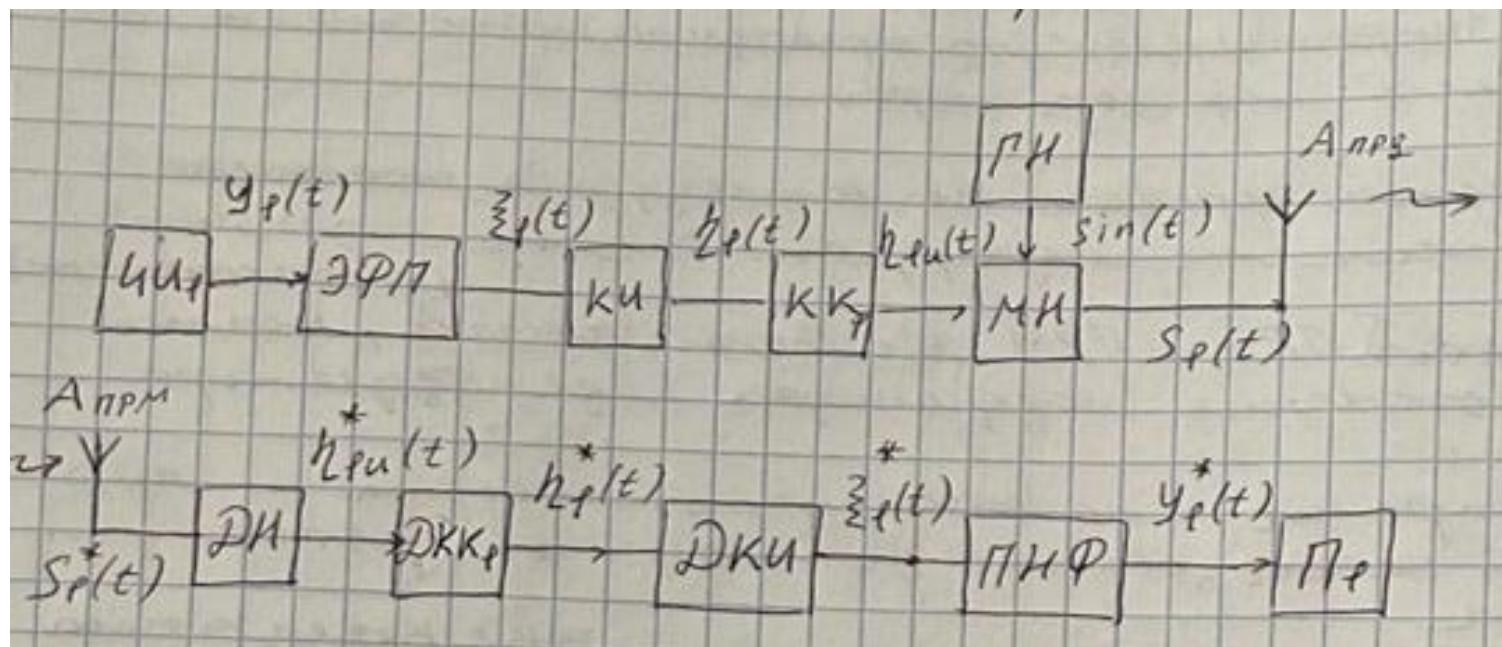
Средняя Вероятность ошибочного приёма символа при блоковой передаче/в целом меньше либо равна вероятности ошибочного приёма символа при передаче поэлементной. Из этой теоремы следует, что лучшим ПРД и ПРМ по помехоустойчивости является поблочная система, но плата за это – усложнение модулятора и демодулятора.

Компромиссным решением является использование кодера и декодера канала (КК и ДКК). Сущность компромисса в том, что будем использовать помехоустойчивое кодирование.

В кодере канала в цифровое представление первичного сигнала добавляется избыточность по детерминированным законам (дополнительные символы), которую в декодере используют для обнаружения и исправления ошибок в модуляторе. Не все ошибки можно устранить только те, которые позволяет избыточность. (В кодере источника пытаются устраниć статистическую избыточность и логическую (не годится для целенаправленных действий)).

Если зависимость между символами сохраняется, то ошибок нет, Если нарушено несколько зависимостей, то их можно использовать как систему уравнений и определить места, в которых возникли ошибки.

Однако, кодер канала хуже, чем при поблочной передаче.



21. Назначение и общие причины функционирования кодека канала.

Кодер канала добавляет избыточность в цифровой сигнал и формирует функциональную зависимость между выходными символами для обнаружения и исправления ошибок.

Декодер канала, основываясь на известных функциональных зависимостях, обнаруживает ошибки и ликвидирует их.

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, т.е. вероятность ошибки приема уменьшается. Необходимо также получить как можно больше исправлений ошибок при минимальной избыточности. Плата за точность – сложность кодера и декодера.

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.

22. Понятие кода. Краткая классификация кодов. Избыточность кода.

Код – множество кодовых комбинаций, обладающих определенными свойствами.

Понятие избыточности кода:

Избыточность – **избыточность** сообщений и **кодов** является средством, полезным для борьбы с внешними возмущающими воздействиями и помехами. Короче набор значений связанных с сообщением функционально которые помогут ее исправить ошибки

На вход канала поступают символы $N_{\text{вх}}$ со скоростью $V_{\text{вх.а}}$ на интервале времени Δt :

$$V_{\text{вх.а}} = \frac{N_{\text{вх}}(\Delta t)}{\Delta t} \text{ [симв/сек]}$$

Добавим к исходной $V_{\text{вх.а}}$ избыточность $r_{\text{избыточное}} / \Delta t$:

$$V_{\text{вых.а}} = \frac{N_{\text{вх}}(\Delta t) + r_{\text{изб}}(\Delta t)}{\Delta t}$$

Коэффициент избыточности:

$$K_{\text{изб}} = \frac{V_{\text{вых.а}}}{V_{\text{вх.а}}}, \text{ при } K = 1 \text{ – избыточности нет, при } K > 1 \text{ – избыточность существует.}$$

Все коды разделяются на:

- **Без/не избыточные** – если все кодовые комбинации кода используются для передачи полезных сообщений;
- **Избыточные** – если из всех возможных кодов только часть используются для передачи полезных сообщений.

Линейные/нелинейные – алгоритмы кодирования и декодирования линейны/хотя бы один не линеен.

Систематические – в выходной последовательности кодера которого сохраняется без изменения входные информационные символы, но добавляется избыточность

Несистематические - в выходной последовательности кодера которого входные символы не сохраняются в виде последовательности, выходные символы другие, их больше в единицу времени, чем на входе

Блочные – процедура кодирования/декодирования происходит поблочно (по слову); в выходном блоке – избыточность.

Цепные коды – коды в которых процедура кодирования и декодирования условно непрерывна.

Циклические – линейные блочные систематические.

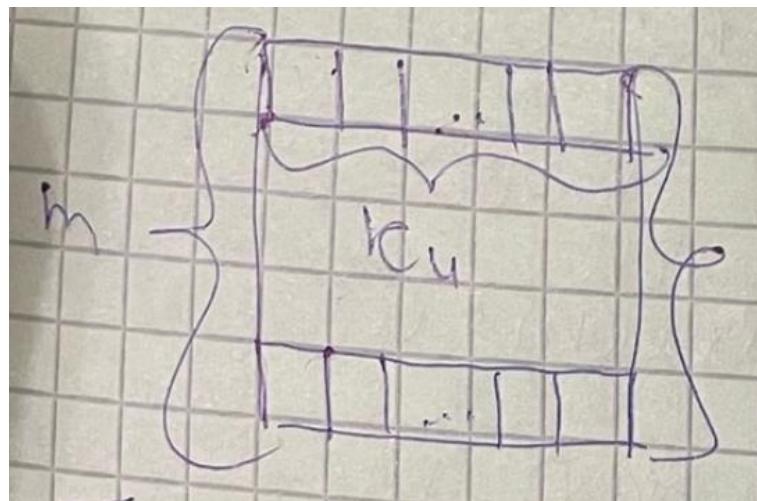
Может понадобиться дополнительно:

Разделимые коды – если в выходной последовательности символов информационная избыточность символов занимает строго свои места. В противном случае – **неразделимые** коды.

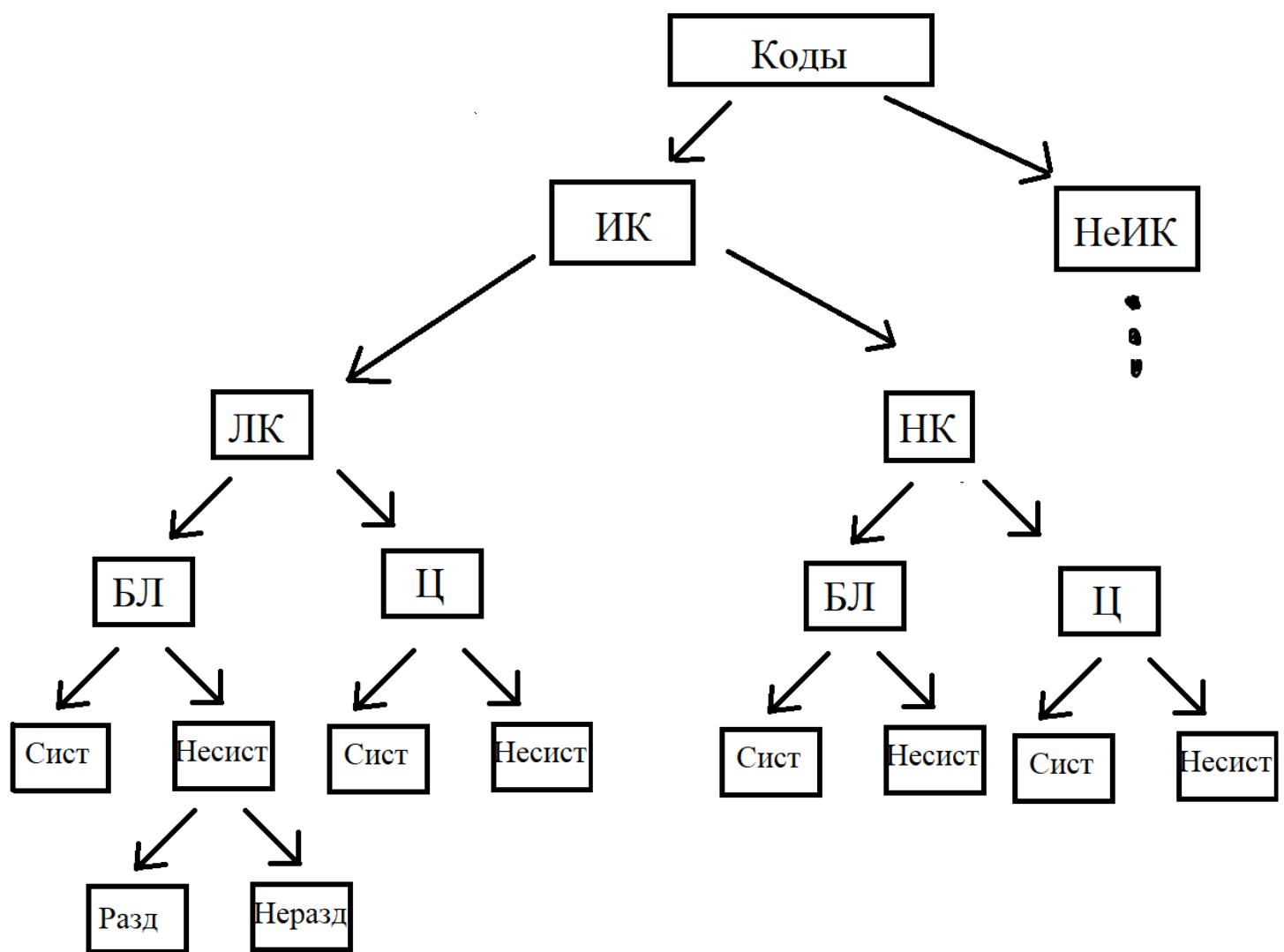
Каскадные коды - процедура кодирования и декодирования повторяется многократно.

Коды с перемежением – наиболее сложно бороться с групповыми ошибками, когда демодулированные символы искажаются пакетами в силу специальных мешающих воздействий. Системы строятся так, чтобы ошибки преобразовались в однократные.

На входе кодера формируются блоки из K_i символов, они накапливаются в матрицу и из неё на выходе кодера считывают по столбцам m символов и кодируют символы в кодере с расчётом возникновения ошибки:



Кодовая структура (с лекции):



23. Понятие производящей матрицы и производящего полинома. Построение производящей матрицы для проектирования кода.

Общее количество символов на выходе кодера:

$n - K_u = r$ – избыточность, где n – общее количество символов на выходе кодера, K_u – информационное количество;

$a_1 \ a_2 \dots a_{K_u}$ – входные символы;

$b_1 \ b_2 \dots b_r$ – избыточные символы;

$b_j = \sum_{i=1}^{K_u} \alpha_{ij} * a_i$ – алгоритм кодирования, где α_{ij} – коэффициент (необходимо определить так, чтобы код был без ошибок);

Формируем описание линейных блочных процессов.

Теорема: линейные суперпозиции двух кодовых комбинаций систематического кода представляют собой третью комбинацию, обладающую свойствами этого кода.

Это свойство полезно тем, что благодаря ему можно представить линейные блочные систематические коды совокупностью подмножеств базовых кодовых комбинаций. Если мы соорудили подмножество из K_u кодовых комбинаций, то можем получить попарно производящие матрицы кода получив все остальные кодовые комбинации кода:

$$C_{mc} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1K_u} & b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1r} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2K_u} & b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2r} \\ \vdots & & & & & & & \\ a_{K_u 1} & a_{K_u 2} & \dots & a_{K_u K_u} & b_{K_u 1} & b_{K_u 2} & \dots & b_{K_u r} \end{vmatrix}$$

(Символы a_{K_u} – информационные, b_{K_u} – проверочные)

Информационную матрицу заменяем единичной матрицей канонической формы:

$$C_{mc} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1r} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & | & & & \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & | & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & | & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & | & & & \end{vmatrix}$$

(r – выбирается изобретателем, а далее содержится корректирующая матрица)

Проверочные символы должны быть выбраны таким образом, чтобы комбинации различных символов должны быть различны. Все они линейно независимы. Каждая комбинация в сумме должна содержать количество единиц не менее кодовых составляющих кода. Кодовые комбинации кода не должны быть меньше кодового расстояния кода r .

Наличие этой матрицы позволяет получить коэффициент a_{ij} – они получаются путем умножения информационной матрицы на матрицу проверочную.

Построим систематический код, исправим однократную ошибку при передаче 16-ти сообщений:

$$\begin{aligned}
 t_u &= 1; \quad 16; \quad b = 2 \\
 k_u &= 4; \quad a_1 a_2 d_x = 3; \quad d_x - 1 = 2 \\
 B_{ku} &= \left| \begin{array}{cccc|ccc}
 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & a_1 a_2 a_3 a_4 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & b_1 b_2 b_3 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & a_1^* a_2^* a_3^* a_4^* \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & b_1^* = a_1^* + a_2^* + a_3^* + a_4^* \\
 \end{array} \right| \\
 &\quad d_{11} = 1 \quad d_{12} = 0 \quad d_{13} = 1 \quad d_{14} = 1
 \end{aligned}$$

$$t_u = 1, 16, b = 2;$$

$k_u = 4, d_x = 3; d_x - 1 = 2$ – кодовое расстояние между комбинационной и исправляющей матрицей;

$$b_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_4; \quad d_{11} = 1; \quad d_{12} = 0; \quad d_{13} = 0; \quad d_{14} = 1;$$

$$b_2 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3;$$

$$b_3 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3;$$

Как пользоваться этим для исправления и обнаружения ошибки?

$a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ b_1 \ b_2 \ b_3$ – входные комбинации;

$a_1^* \ a_2^* \ a_3^* \ a_4^* \ b_1^* \ b_2^* \ b_3^*$ – входные комбинации (формируем из этих символов свои проверочные значения);

$$b_1 = a_1^* \oplus a_3^* \oplus a_4^*;$$

Формируем:

$$c_1 = \widehat{b_1} + b_1^*;$$

$$c_2 = \widehat{b_2} + b_2^*;$$

$$c_3 = \widehat{b_3} + b_3^*;$$

Если обнаруживающей способности хватает для того, чтобы обнаружить двухкратную ошибку, но не определена её конфигурация \Rightarrow её нельзя исправить.

Производственная матрица строится для того, чтобы упростить декодер и кодер \rightarrow она заменяется единичной матрицей в канонической форме – сокращается количество символов для которых необходимо найти исправляющую матрицу.

Когда получаем исправленную матрицу, то берем информационную часть кодового слова и её как матрицу строку умножаем на корректирующую матрицу $=>$ формируем коэффициенты α – формируем алгоритм кодирования.

Производящий полином $P(x)$ – в циклических кодах выполняет ту же функцию, что и производящая матрица, в нециклических кодах – для формирования алгоритма кодирования (неприводимый полином – делится сам на себя и на $1 - x^p + 1$).

24. Алгоритм кодирования циклического кода

Циклический код – линейный блочный систематический код – определяется количество избыточных символов в кодовом слове, исходя из того, что он должен нам делать.

Циклические перестановки -> 1101 ->1110

Для построения циклического кода информационная постоянная из K_i символов представляется в виде двоичного полинома

$$G(x) = a_{K_i} * x^{K_i-1} \oplus a_{K_i-1} * x^{K_i-2} \oplus \dots \oplus 1$$

И при выполнении преобразований:

1. $G(x) * x^r$ – добавление r нулей с правой стороны
2. Формирование производящего полинома (для построения алгоритма кодирования/декодирования)

Неприводимый полином – делится только на себя и на 1 ($x^p + 1$ делится без остатка на $P(x)$).

$P(x) \rightarrow \leq r$

3. Производим деление: $(G(x) * x^r) / P(x) = C(x) \oplus R(x)$

$C(x)$ – целая часть, $R(x)$ - остаток

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

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

Т.к. двоичный “+” тоже самое что и “-”

Основное св-во циклического кода: комбинация на выходе кодера канала делится без остатка на производящий полином. Если остаток есть, то есть ошибка, если нет, то кодер не может обнаружить ошибку.

25. Алгоритм декодирования циклического кода

Алгоритм декодирования полностью обратен алгоритму кодирования, смотреть вопрос 23

Принятую комбинацию делим на образующий полином $P(x)$, если остаток равен 0 – нет ошибки в комбинации, в обратном – есть.

Пример. Необходимо проверить принятый код 1101110, для $g(x)=1011$ и $t=1$.

1. Принятый код 1101110 делим на $g(x)$, находим остаток $R(x)=111$, $w=3$
2. Код 1101110 сдвигаем влево на один разряд, получаем 1011101. Делим на образующий многочлен $g(x)$. Находим остаток $R(x)=101$, вес $w=2$
3. Снова производим сдвиг влево, получаем 0111011. Делим на $g(x)$. Остаток $R(x)=001$. $w=1$
4. Складываем сдвинутую комбинацию с остатком $0111011+001=0111010$
5. Производим два циклических сдвига вправо

0111010 -> 0011101 -> 1001110

В результате получили исправленную комбинацию.

Основное св-во циклического кода: комбинация на выходе кодера канала делится без остатка на производящий полином. Если остаток есть, то есть ошибка, если нет, то кодер не может обнаружить ошибку.

На данном этапе и происходит декодирование:

1. Анализируем остаток: если количество единиц в кодовом слове (вес) не превышает корректирующей способности кода, то исправление простое: добавляем остаток к принятому кодовому слову, а если вес превышает, то тут начинается цикличность, тогда осуществляем циклические перестановки на один шаг вправо и полученный результат делим на производящий полином (суммируем с производящим полиномом, если нет, то производим сдвиг).

26. Обнаружающая и корректирующая способность кода. От какой характеристики кода они зависят? Обосновать вид зависимости обнаружающей и корректирующей способности кода от характеристики кода

Общее количество символов на выходе кодера:

$n - K_u = r$ – избыточность, где n – общее количество символов на выходе кодера, K_u – информационное количество;

$a_1 a_2 \dots a_{K_u}$ – входные символы;

$b_1 b_2 \dots b_r$ – избыточные символы;

$b_j = \sum_{i=1}^{K_u} \alpha_{ij} * a_i$ – алгоритм кодирования, где α_{ij} – коэффициент (необходимо определить так, чтобы код был без ошибок);

Основные характеристики избыточного кода:

а) Корректирующая способность – количество ошибок, которое может исправить данный код.

б) Обнаружающая способность – наибольшая кратность ошибки, которую способен обнаружить код.

Эти способности кода характеризуются следующими величинами:

$\sup t_u$ (супремум) – время исправления ошибки $t_{\text{исправления}}$;

$\sup t_0$ (супремум) – время обнаружения ошибки $t_{\text{обнаружения}}$;

r_{\min} – минимальная избыточность;

Кодовое слово – блок, состоящий из символов определенного алфавита.

Кодовое расстояние кода – минимальное кодовое расстояние между двумя разрешенными кодовыми комбинациями.

Обнаружающая и исправляющая способности кодов определяются величиной кодового расстояния.

Общее количество кодовых комбинаций кода:

$$b^n; 2^n = Q_{\text{сум}}$$

Количество разрешенных кодовых комбинаций:

$$Q_p = 2^{K_u}$$

Любая запрещенная кодовая комбинация получается в результате ошибки разрешенной комбинации. Если известны модель канала (модель изменения символов 1 на 0 и 0 на 1), то можно определить то подмножество разрешающей комбинации, которое с наибольшей вероятностью может получиться из каждой разрешенной комбинации.

Общее множество комбинаций Q^n распределяется по количеству подмножеств, по числу разрешенных комбинаций, которые с наибольшей вероятностью могут получиться в результате ошибок в разрешенной комбинации.

Все эти разделения надо сделать таким образом, чтобы обнаружающая способность кода получилась путем min использования избыточности символов (r_{\min}).

- 1) $t_u + t_o \rightarrow d_0 = t_0 + 1$ – зависимость между исправительной и обнаружающей способностями;
- 2) $d \rightarrow r$ - зависимость между кодовым расстоянием и избыточными символами.

$P_{\text{ср.ош.симв}} \rightarrow n$ (n- символов: однократные, двукратные, n – кратные);

$P_{\text{ср.ош.симв}} = p$

$P_n(1) = C_n^1 p(1 - n)^{n-1}$ – однократная ошибка в кодовом слове, которая состоит из n – символов;

$$P_n(2) = C_n^2 p^2 (1 - n)^{n-2}$$

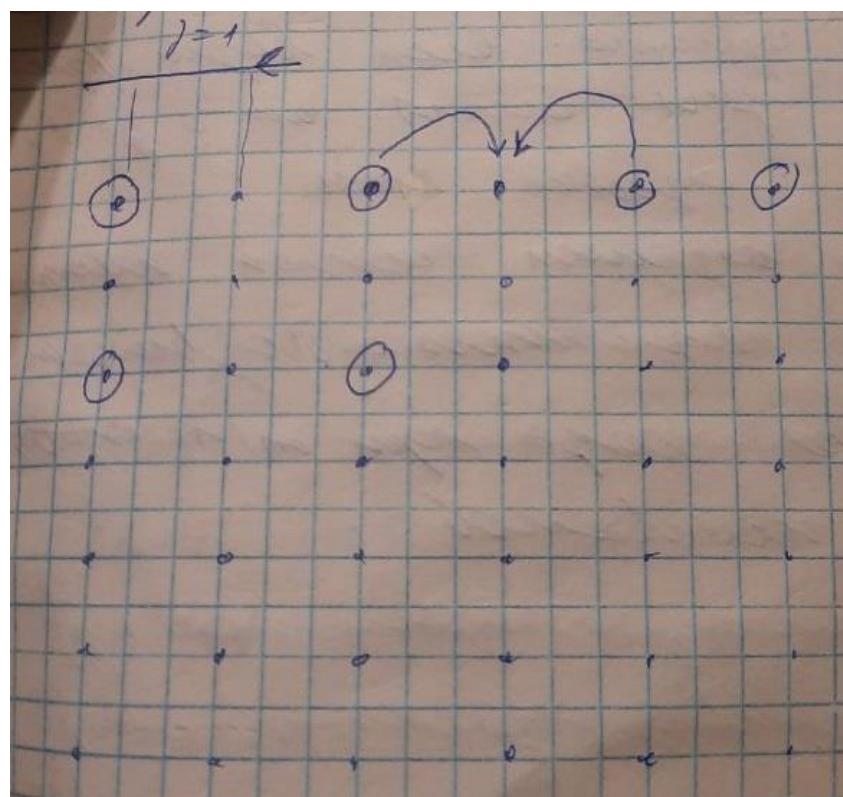
$$P_n(k) = C_n^k p^k (1 - n)^{n-k}$$

$$P_n(\Sigma) = \sum_{l=1}^n C_n^l p^l (1 - n)^{n-l}$$

$$\tau_{\text{см}} = \frac{T_{\text{сл}}}{k_u}; n > k_u; \tau_{\text{см.вых}} = \frac{T_{\text{сл}}}{n};$$

$$\tau_{\text{см}} < \tau_{\text{см.вых}}$$

Кодовые комбинации кода:



Для обнаружения ошибки кодовое расстояние, кратное t , должно быть равно $d_0 = t_0 + 1$, для исправления $d_u = 2t_u + 1$ (в случае, когда кодовое расстояние равно 2 можно обнаружить однократную ошибку, но исправить ее можно только при кодовом расстоянии 3)

27. Основные характеристики линейного и блочного систематического кода, Взаимосвязь между ними. Понятие совершенного кода (плотно упакованного)

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

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

Систематические коды – 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.

Существуют оценки Хэмминга (верхняя оценка числа символов) – определяется зависимость между наибольшим количеством информационных символов в кодовом слове, состоящем из общего числа n символов, и требуемом кодовым расстоянием кода.

$K_i \leq n - \log_b \sum_{i=0}^{t_u} (b-1)^i C_n^i$, где n – общее число символов, $b = 2$, K_i – информационные символы, $\sum_{i=0}^{t_u} (b-1)^i C_n^i$ – сумма всех возможных кодов ошибок от 0 до t_u .

$$(r_{\min} = n - K_u)$$

Оценка Гильберта – определяет наименьшее значение числа информационных символов в кодовом слове в зависимости от кодового расстояния.

$K_i \geq n - \log_b \sum_{i=0}^{d-1} (b-1)^i C_n^i$, где $\log_b \sum_{i=0}^{d-1} (b-1)^i C_n^i$ – количество кодовых комбинаций, которое входит в подмножество разрешенных комбинаций.

$$(r_{\max} = n - K_u)$$

Коды, достигающие границы Хэмминга, называют совершенными или плотноупакованными.

28. Методы коллективного использования ресурсов в многоканальных системах передачи данных. Сфера их применения. Понятие и назначение группового сигнала

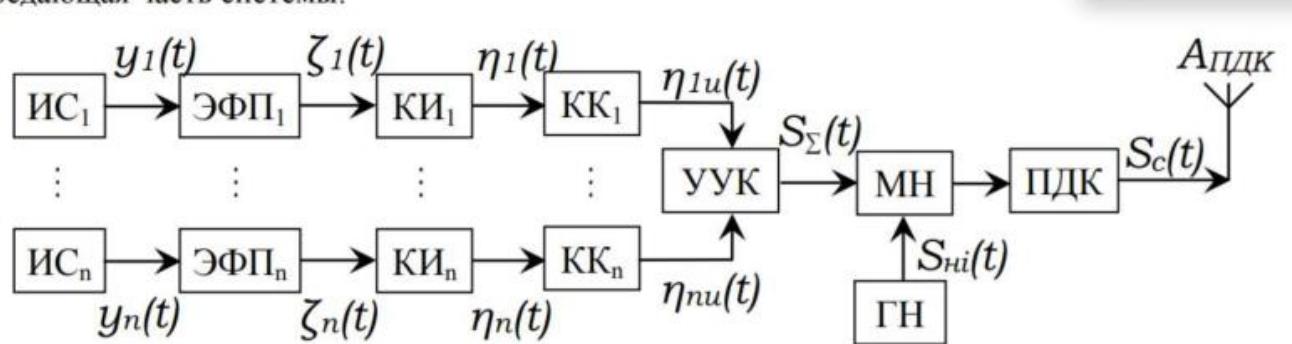
Ресурсы стараются использовать коллективно – для множества абонентов. Для этой цели используют два способа:

1. Уплотнение и разделение каналов (когда множество источников и потребителей, локализованы в пределах небольшого ограниченного пространства)
2. Коллективный доступ к общим ресурсам

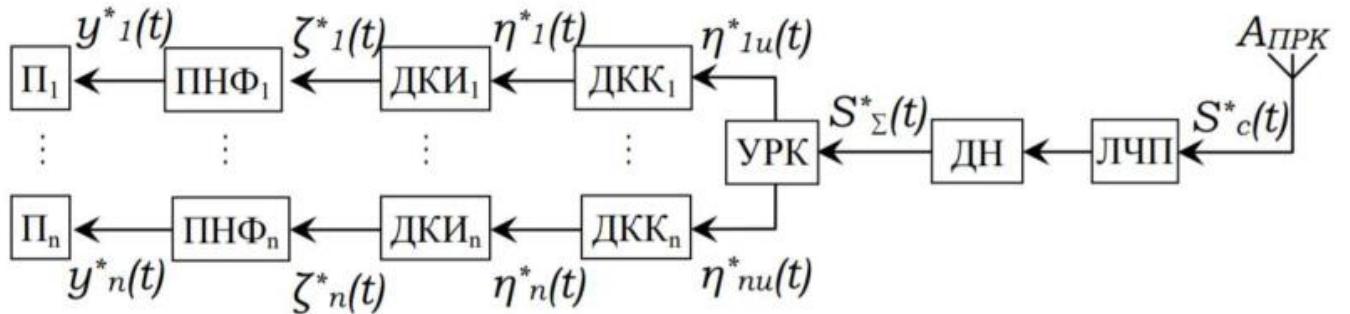
Обобщённая схема телекоммуникационной системы в данном случае

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

Передающая часть системы:



Приёмная часть системы:



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

Устройство уплотнение каналов из множества цифровых представлений первичных сигналов формирует общий групповой сигнал, который передаётся по общему каналу передачи группового сигнала

Задачи уплотнения каналов:

Общее использование дорогостоящей общей части. Уплотнение каналов позволяет сэкономить на общей части системы от МН до ДН.

Полоса частот используется многими источниками и потребителями

Групповой сигнал — это некий функционал от множества цифровых представлений первичного сигнала, передаваемый через один общий канал.

$$s_{\Sigma}(t) = \Psi\{\eta_{1n}(t), \eta_{2n}(t), \dots, \eta_{nn}(t)\}$$

Существуют системы с радиодоступом к общим ресурсам (полоса частот и базовые станции) – когда потребители разобщены. Адресный признак – несущая частота и структура самого сообщения (кодовое уплотнение/разделение). Групповой сигнал формируется в ЭМП – в среде передачи, а разделение каналов осуществляется у каждого из потребителей.

29. Методы адресации источников и потребителей в многоканальных системах передачи данных, их сравнение

В настоящее время используется два варианта адресации:

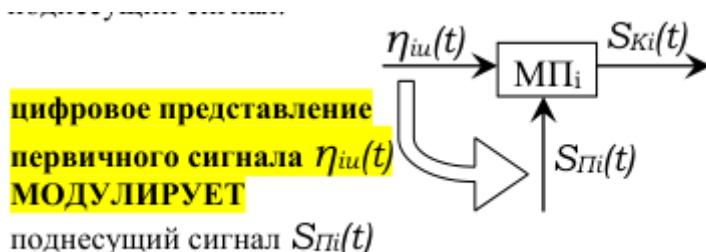
1. Вариант с закрепленными каналами:

В качестве адресного признака используется т.н. поднесущий сигнал. Каждому источнику на все время работы телекоммуникационной системы выделяется свой поднесущий сигнал.

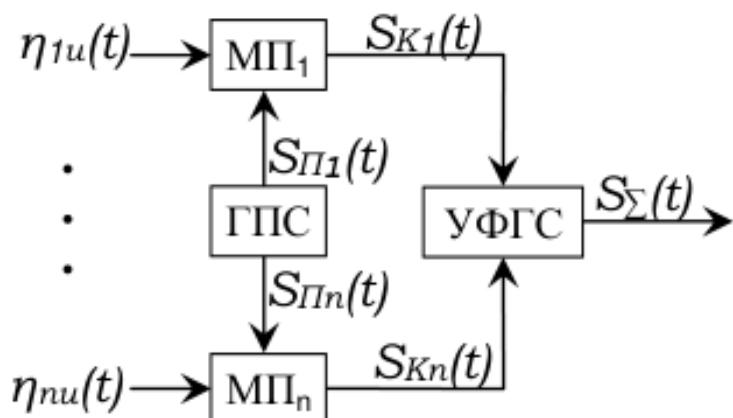
Несущий несёт всю группу сообщений/весь групповой сигнал, а поднесущий используется для адресации цифрового представления первичного сигнала одного источника.

Закрепляется поднесущий сигнал на все 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 все время работы телекоммуникационной системы закрепляются определённые ресурсы радиолинии. Поэтому такие методы адресации/уплотнения каналов называются закреплёнными каналами, понимаю под закреплённым каналом закреплённый поднесущий сигнал с определёнными закреплёнными ресурсами телекоммуникационной системы.

Модулирующим является цифровое представление первичного сигнала, а модулируемым – поднесущий сигнал.



Функциональная схема устройства уплотнения каналов (УУК)

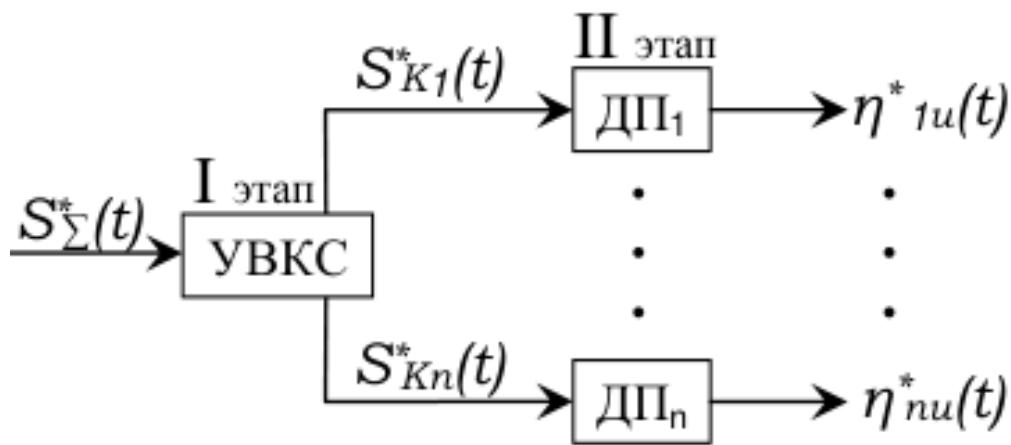


ГПС – генератор поднесущих сигналов;
УФГС – устройство формирования группового сигнала.

Формирование группового сигнала осуществляется в два этапа.

Разделение каналов может осуществляться:

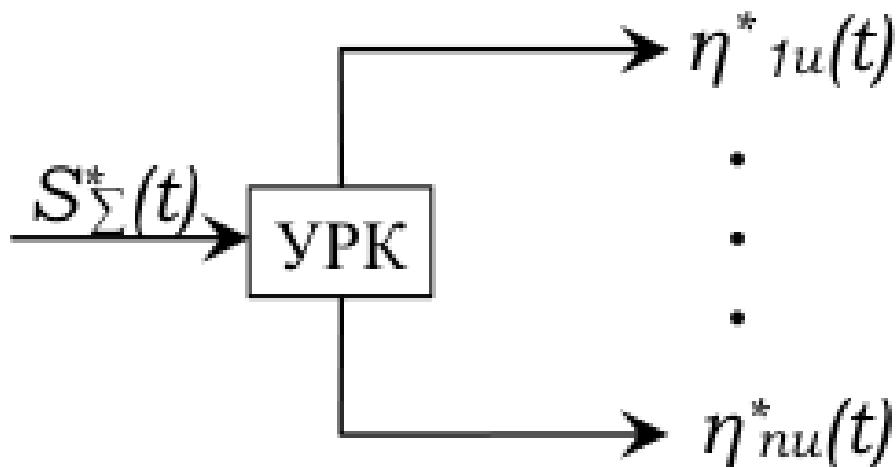
- в два этапа:



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

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

- в один этап:



УРК – устройство разделения каналов

2. Вариант с незакрепленными каналами:

При использовании этого метода ресурс телекоммуникационной системы не закрепляется за каждым источником на все 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.

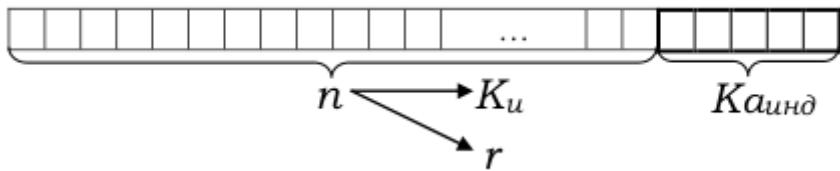
В этом случае используется цифровая адресация цифрового представления первичных сигналов.

Существует два варианта такой цифровой адресации:

1. Индивидуальная цифровая адресация

Каждому кодовому слову цифрового представления первичного сигнала добавляется цифровой адрес ($K_{A, \text{индивидуальное}}$). Цифровое кодовое слово состоит из определённого числа

информационных символов (K_u) и определённого количества символов добавленных для борьбы с воздействием помех (r):



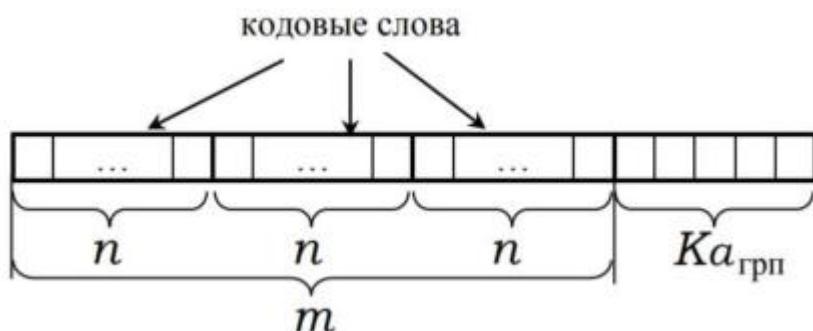
Если имеем n источников при двоичном алфавите:

$$n \leq 2^{K_{\text{инд}}}$$

Каждому кодовому слову добавляется определённое число адресных символов. 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.

2. Групповая/пакетная адресация

Формируется пакет из кодовых слов. При пакетной адресации адрес должен содержать больший объём сведений: о том кодовые слова каких источников содержатся в пакете и в каком порядке они в этом пакете расположены. Здесь число адресных символов будет меньше. За экономию удельного количества адресных символов платим усложнением устройства адресации и устройства разделения каналов.



Сравнение:

- в системах с незакреплёнными каналами количество поднесущих сигналов (L) обычно существенно меньше количества источников. Существует вероятность, когда «говорить» будут все источники и если не предусмотрены места для ожидания, следовательно, все источники будут мешать друг другу. Такие помехи называют перекрёстными междуканальными помехами. под воздействием помех какие-то символы в адресе могутискажаться, что приведёт к тому, что кодовые слова источника попадут не к своему потребителю.

Для того чтобы уменьшить вероятность потери можно создать буферное апоминающее устройство: 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 порождает задержку и нарушение масштаба времени т.к задержка приемнику неизвестна.

- в системах с закреплёнными каналами уровень междуканальных помех определяется:
 - Свойствами поднесущих сигналов (степенью похожести) чем меньше коэффициент взаимной корреляции сигналов поднесущих, тем меньше уровень междуканальных помех
 - Работой устройства разделения каналов (УРК). Чем лучше характеристики устройства разделения каналов, тем меньше уровень междуканальных помех.

30. Как обеспечивается линейная разделимость каналов в многоканальных системах передачи данных с линейным уплотнением каналов? Методы линейного уплотнения и разделения, каналов, что используется в каждом из них в качестве адреса

Если поднесущие сигналы первоначально были линейно зависимыми, то канальные сигналы, которые получаются в результате модуляции, могут оказаться тем не менее зависимыми друг от друга, поскольку перекрываются либо спектры, либо по времени.

При линейном уплотнении сигнал формируется путем линейных преобразований множества первичных зависимостей.

Нелинейное уплотнение не имеет смысла, так как нет возможности использовать нелинейные зависимости.

Поднесущие сигналы для обеспечения Линейного разделения при линейном уплотнении должны обладать свойствами:

Необходимым и достаточным условием ЛР каналов при их ЛИ является линейная независимость канальных сигналов

При модуляции спектр растекается и либо перекрывает поднесущие сигналов (по частоте), либо во времени перекрывается энергия

Поднесущие должны быть ортогональны (коэффициент взаимной корреляции равен 0)

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 бесконечна. 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 стремится 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.

Если они не ортогональны, возникают межканальные помехи неортогональности (чем выше коэффициент взаимной корреляции, тем выше помехи)

Методы уплотнения/разделения каналов:

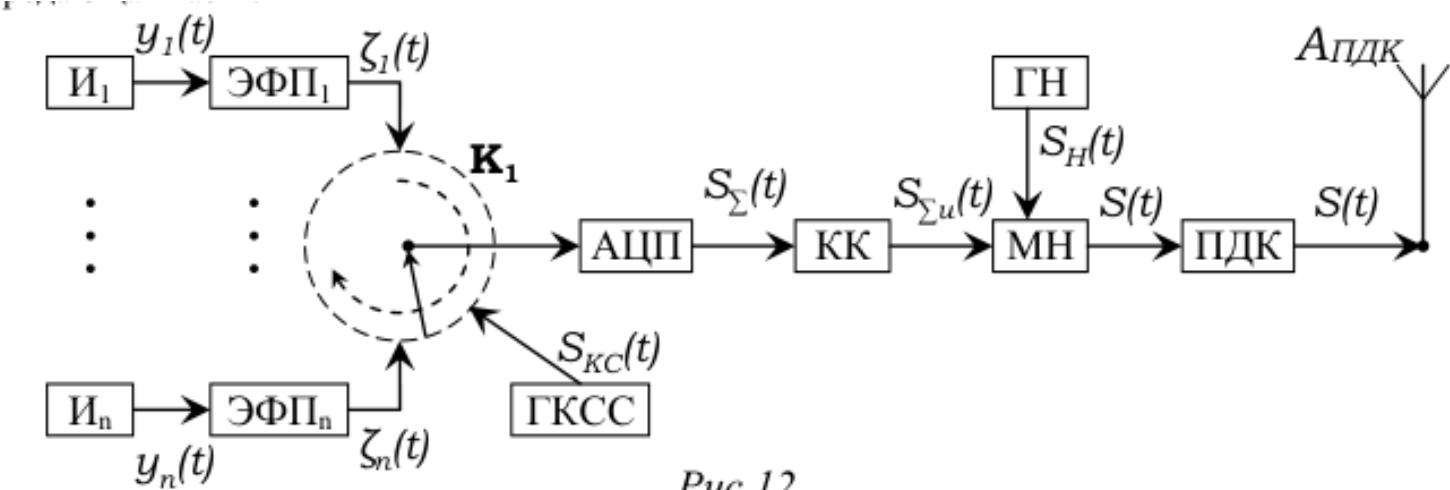
- Если ортогональность обеспечивается во временной области, то методы уплотнения/разделения каналов называются временными и системы соответственно с временным уплотнением/разделением каналов.
- Если ортогональность сигналов обеспечивается в частотной области, то методы уплотнения/разделения называются 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.

31. Какие функции выполняет коммутатор передающей части системы в СПД с временным уплотнением каналов? Как выбирается период его коммутации? Какой особый вид избыточности возникает в таких системах

Временное уплотнение/разделение каналов означает, что ортогональность обеспечивается разделением сигналов по времени.

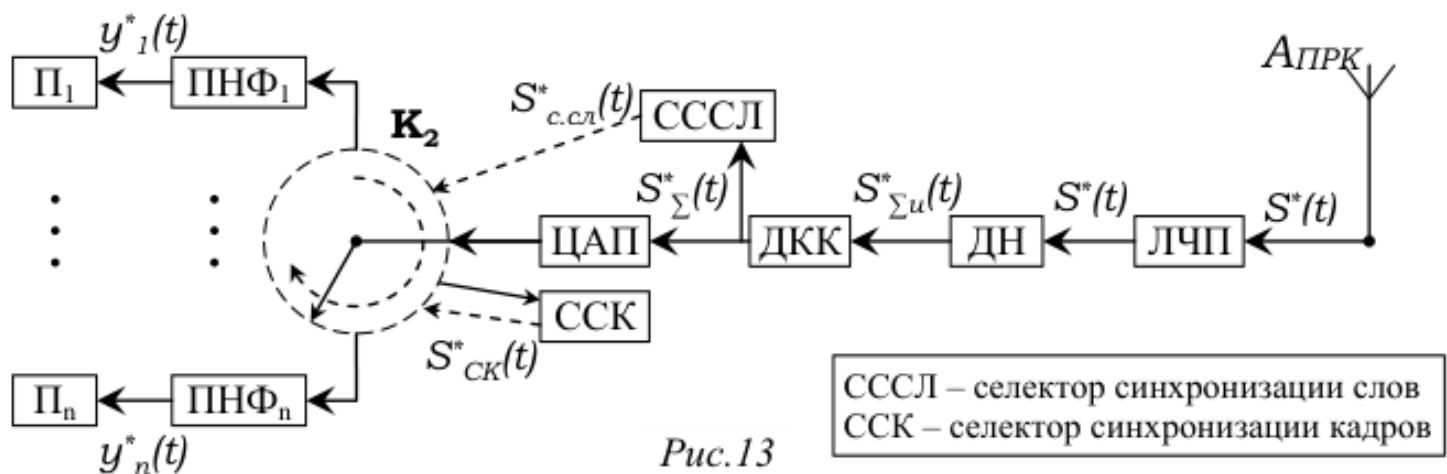
Упрощенная функциональная схема телекоммуникационной системы с временным уплотнением каналов

Передающая часть:



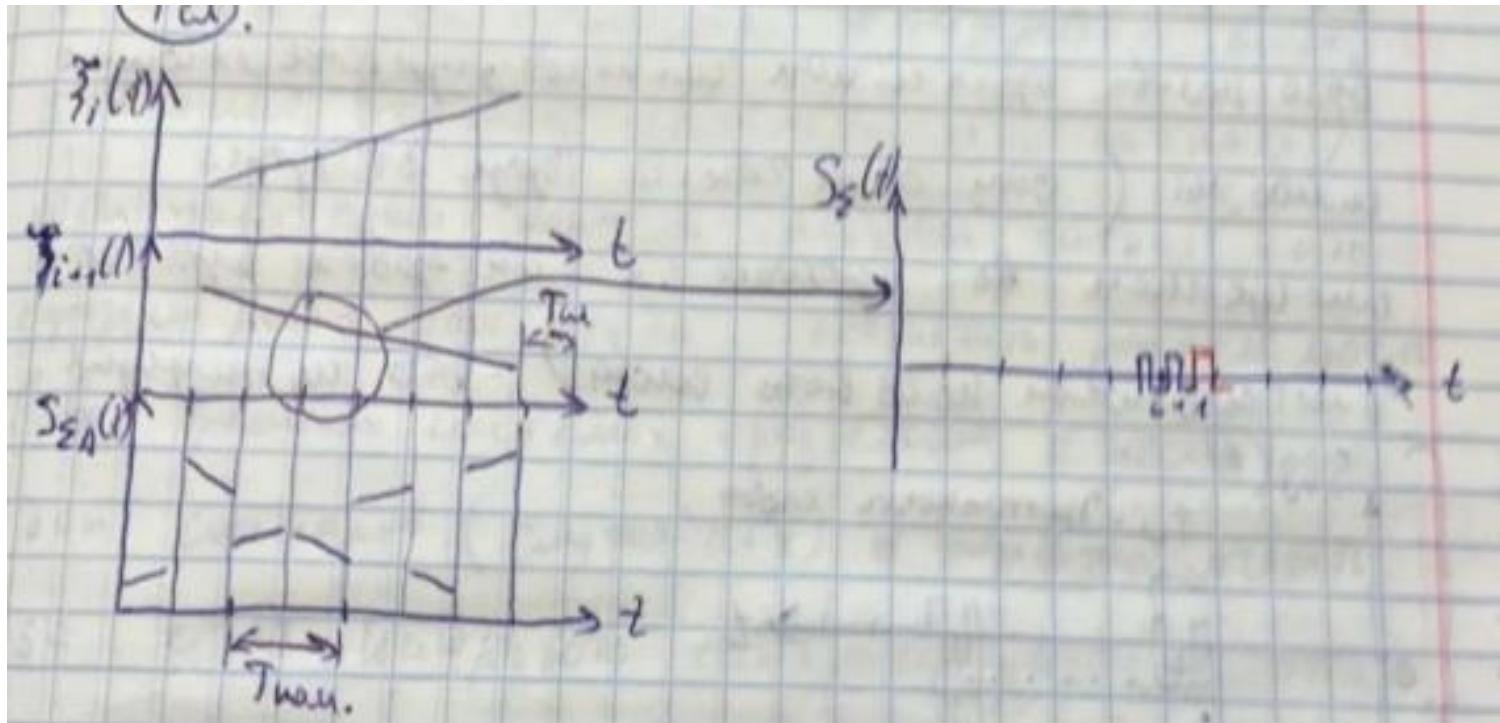
Первичные сигналы поступают на вход коммутатора передатчика – К1. В коммутатор может также поступать кадровый синхросигнал. Выход коммутатора подключается к аналогово-цифровому преобразователю (АЦП).

Приемная часть:



Коммутатор – циклический. Коммутатор передатчика циклически подключает разные ЭФП к АЦП на период длительности. Т.е. коммутатор приемника К1 с постоянным периодом Тк подключает выход каждого из ЭФП к АЦП на время Т слова.

1. Коммутатор осуществляет временную дискретизацию первичных сигналов всех источников с постоянным периодом T_k
2. Коммутатор выполняет функцию временного уплотнения каналов. Временные уплотнения каналов последовательно передаются на вход АЦП выходы СФП с интервалом T



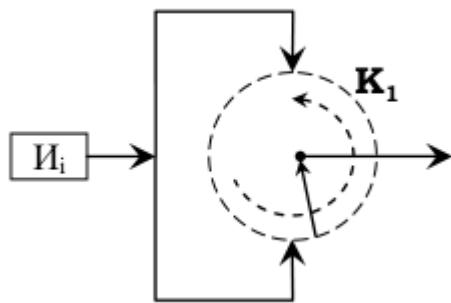
(прим: хз что показывает рисунок, у нас такого вроде не было)

Период коммутации в приемнике соответствует периоду коммутации в передатчике – это синхронность. Период коммутации выбирают исходя из самого ВЧ-источника, остальные кодируются избыточно (это недостаток)

(доп. Про избыточность): Период коммутации выбирают, исходя из самого быстрого источника – максимальной частоты в спектре первичных сигналов. Тогда все остальные источники (медленнее) будут слишком частот передавать – будет возникать методическая или конструктивная избыточность. Чем медленнее источник, тем с большей избыточностью он будет передавать.

32. Сущность супер- и субкоммутации в СПД с временным уплотнением каналов. Их назначение и получаемые результаты

1. Суперкоммутация



Есть некий высокочастотный источник I . 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.

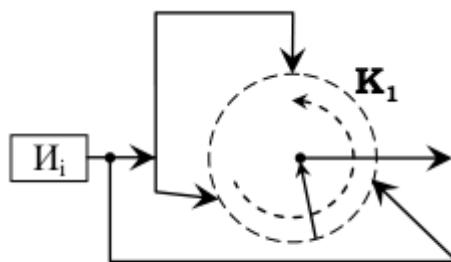


Рис.4

$$\frac{F_{\max i}}{F_{\max i+1}} = 2,3,4\dots$$

При той же частоте дискретизации частоту коммутации можно сделать меньше.

2. Субкоммутация

(прим: ниже очень широко и непонятно объясняется субкоммутация, взято из пособия Мазепы)

Если есть один коммутатор без суперкоммутации или субкоммутации, тогда мы выбираем период коммутации исходя из самого высокочастотного источника.

Если коммутатор один/общий тогда Ткоммутации = Тдискретизации.

Исходя из теоремы Котельникова:

$$T_{\text{коммутации}} \geq \frac{1}{2F_{\max i}}$$

Период коммутации общий, а периоды дискретизации разные.

$$T_{\text{коммутации}} = \inf_{i=1 \dots n} T_{\text{дискретизации_} i}$$

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.

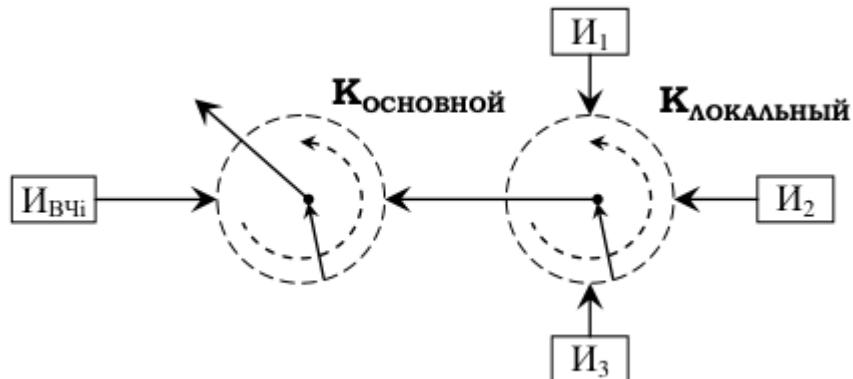
И сохраняем период коммутации основного коммутатора по высокочастотному источнику. Каждый низкочастотный источник будет передавать значения через два периода коммутации основного источника, потому что подключено три источника:

1-й период основного коммутатора – значение И1

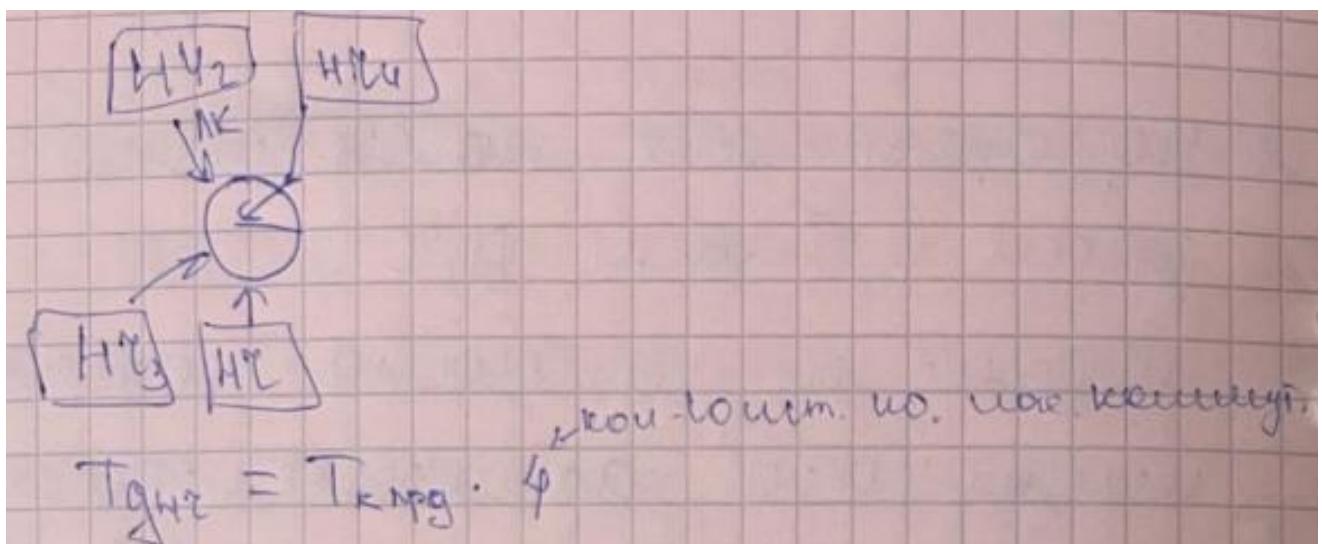
2-й период основного коммутатора – значение И2

3-й период основного коммутатора – значение И3

4-й период основного коммутатора – значение И1 и т.д.



Из лекций: Субкоммутация. Чтобы избавиться от ошибок НЧ, сначала НЧ источники подключаются к дополнительному коммутатору (локальному), а потом к основному.



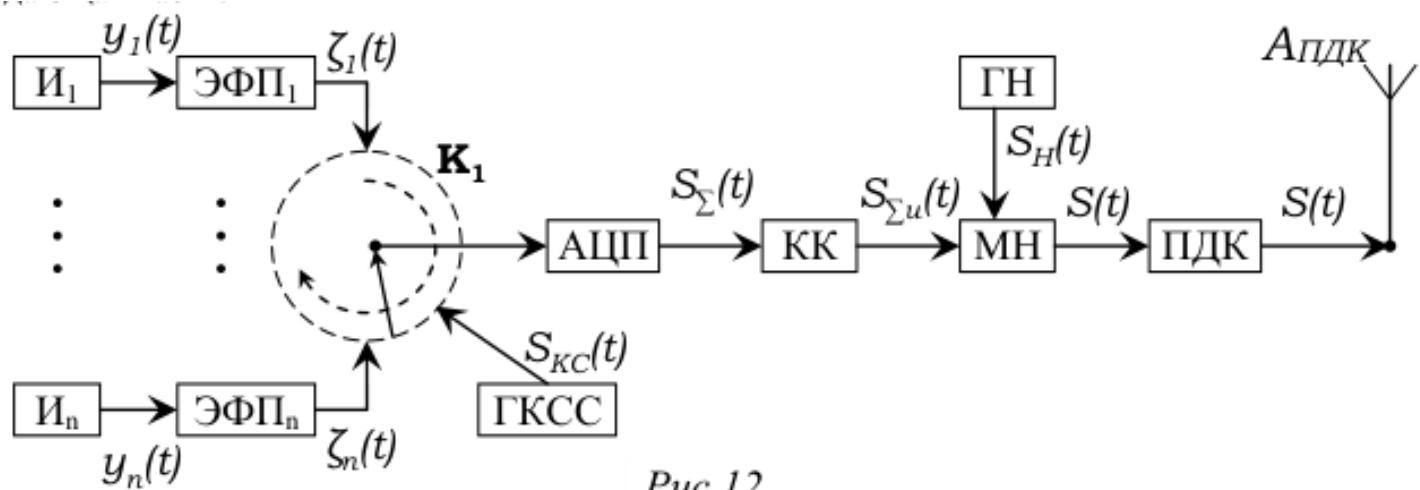
(прим: мне кажется это не надо =>) Обеспечение синфазности и синхронности работы коммутаторов приемника и передатчика обеспечивается с помощью кадровой и словной синхронизации.

33. Как осуществляется временное разделение каналов в СПД с временным уплотнением каналов? Что является адресом потребителя в таких системах

Устройством разделения можно считать коммутатор ПРМ.

Упрощенная функциональная схема телекоммуникационной системы с временным уплотнением каналов

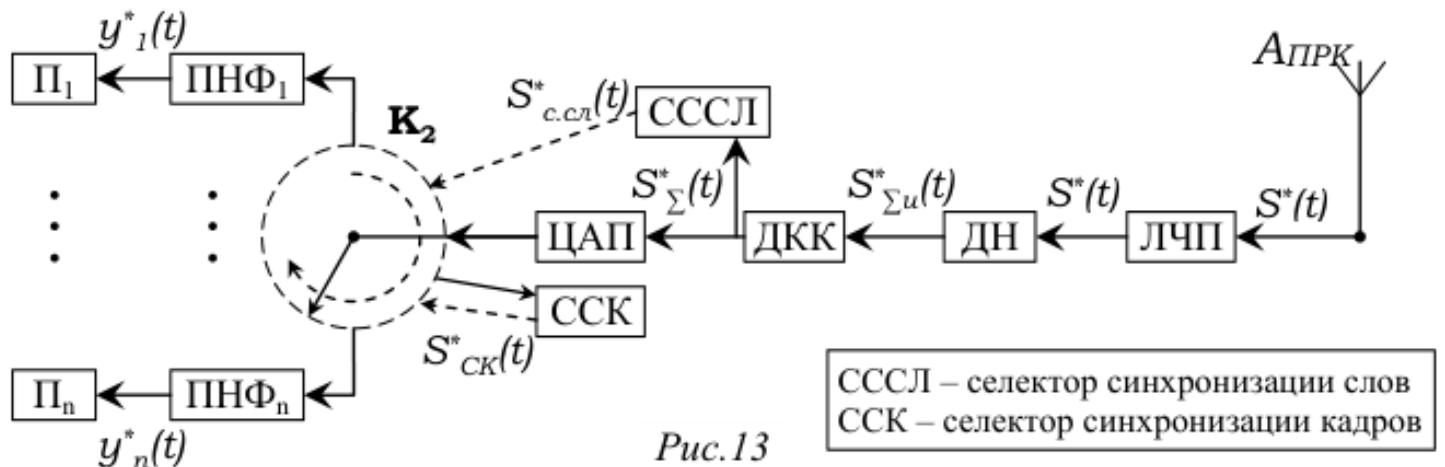
Передающая часть:



Первичные сигналы поступают на вход коммутатора передатчика – К1. В коммутатор может также поступать кадровый синхросигнал.

Выход коммутатора подключается к аналогово-цифровому преобразователю (АЦП).

Приемная часть:



К2 – коммутатор приемника.

Период коммутации выбирают, исходя из самого быстрого источника – самый ВЧ. Тогда все остальные источники будут слишком часто передавать – будет возникать методическая или конструктивная избыточность. Чем медленнее источник, тем с большей избыточностью он будет передавать.

Коммутатор K2:

- В приемной части - осуществляет временное разделение каналов
- Выполняет функцию Декодера источника - из дискретных значений первичного сигнала формирование непрерывного первичного сигнала (выполняется в ПНФ)

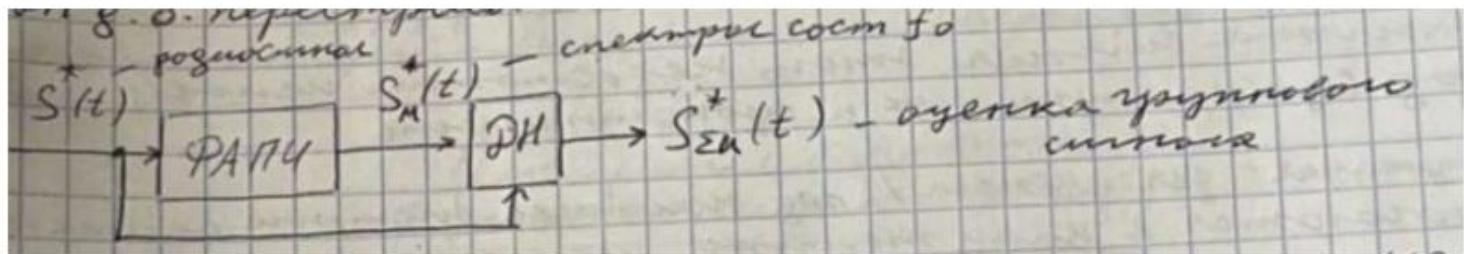
Чтобы временное разделение было выполнено корректно, коммутаторы должны работать синхронно и синфазно (когда на вход K1 подключен к i-му источнику, K2 должен быть подключен к i-му потребителю). Синхронность и синфазность обеспечивается кадровой и словной синхронизацией.

Кадровая обеспечивает синхронность и синфазность по подключению, а словная – синфазность по длительности подключения кодового слова.

Адрес — это временное положение слова канала по отношению к кадровому синхросигналу.

Принятый групповой сигнал:

Выделение несущей частоты из спектра группового сигнала:



$S^*(t)$ - радиосигнал

$S_m^*(t)$ – спектральная составляющая

$S_{sum}^*(t)$ – оценка группового сигнала

ФАПЧ для перестройки фильтра. ЧХ фильтра должна быть бесконечно узкой в виде дельта функции

Устройства словной синхронизации необходимы для того, чтобы в приемной части системы определить границы кодовых слов.

Кадровый синхросигнал выделяется автоматически коммутатором приемника

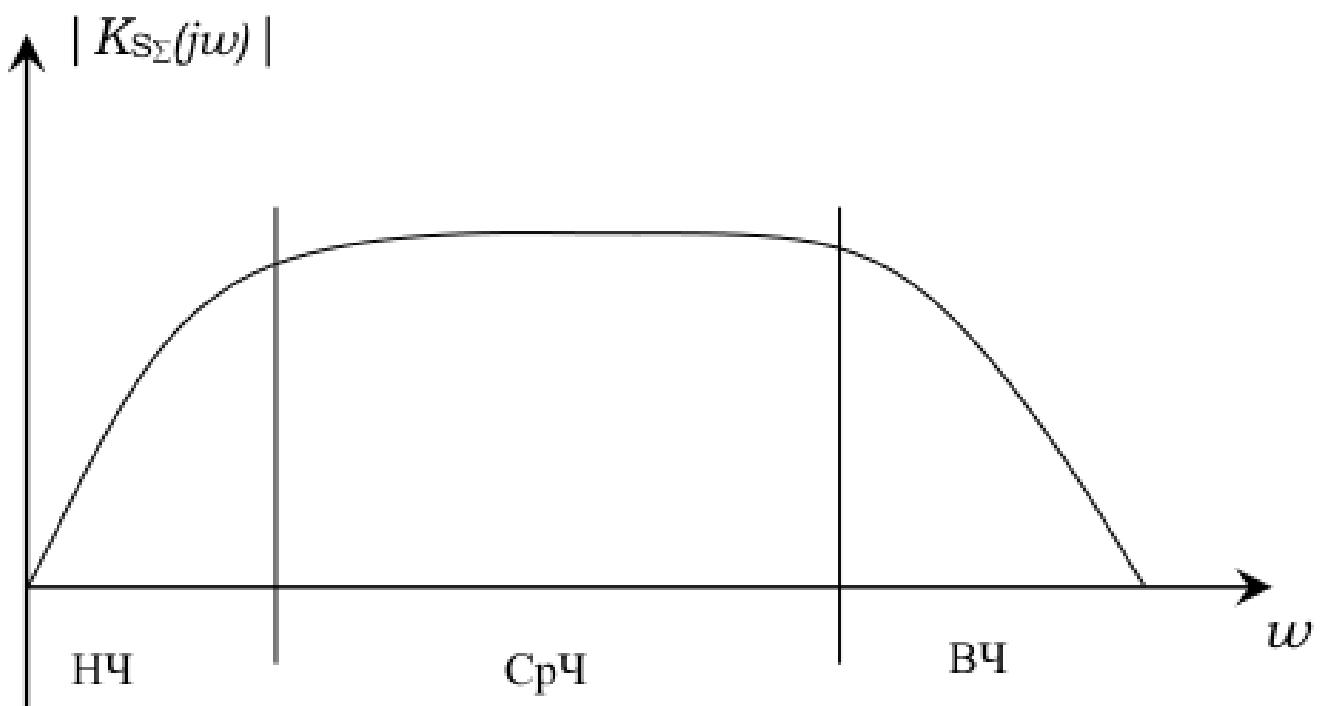
Адрес канала – временное положение слова канала по отношению к кадровому синхросигналу

34. Какая причина междуканальных помех в многоканальных системах?

Какие причины междуканальных помех в СПД с временным уплотнением каналов

Линейные искажения возникающие за счет ограниченности полосы частот и неидеальности амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик системы связи, нарушают характер сигналов. При временном разделении сигналов это приведет к тому, что импульсы одного канала будут накладываться на импульсы других каналов. Иначе говоря, между каналами возникают взаимные переходные помехи или межсимвольная интерференция.

Возникают межканальные помехи: по соседнему каналу и перекрестные помехи. При временном уплотнении причина помех – завалы ЧХ канала передачи группового сигнала в области низких и высоких частот.



Перекрестная помеха – воздействует на все каналы (все каналы мешают друг другу). Возникает вследствие завала модуля АЧХ канала передачи группового сигнала в области НЧ. (Завал вызван наличием разделительных емкостей или разделительных трансформаторов, если они есть, и недостаточной емкостью, шунтирующей сопротивление в цепях смещения усилительных элементов). Будет воздействовать в демодуляторе несущего и ЦАП

Происходит деформация спектра в низкочастотной области (НЧ) – это эквивалентно тому – часть энергии спектральных компонент из сигнала вычитается. Приводит к неправильному распознаванию символов. ([прим: предложения, вырванные из контекста](#))

Зависит от формы ЧХ и спектра, который формируется всеми каналами.

Помеха по соседнему каналу – завал АЧХ в ВЧ области (и связано с влиянием паразитных емкостей монтажа, влияния емкостей р-п-переходов, и разделительной индуктивности).

([из лекций](#)): причина помехи – неидеальность ЧХ канала передачи цифрового сигнала.

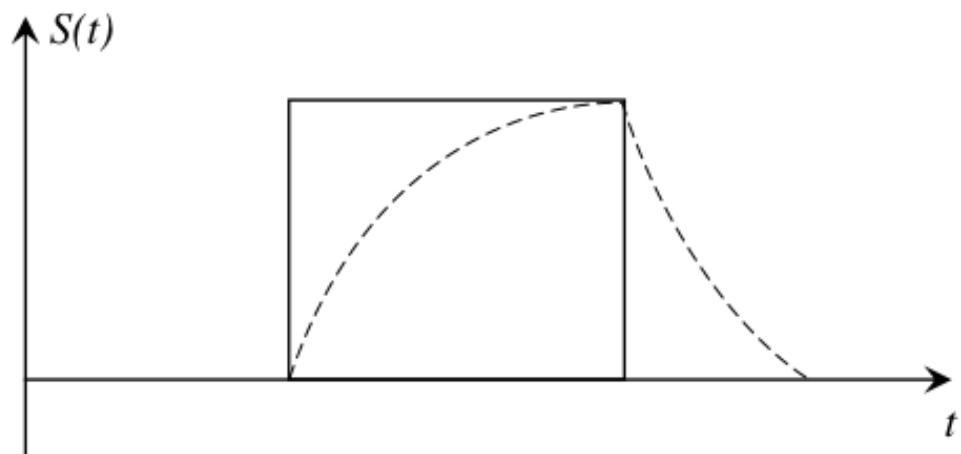


Рис.1

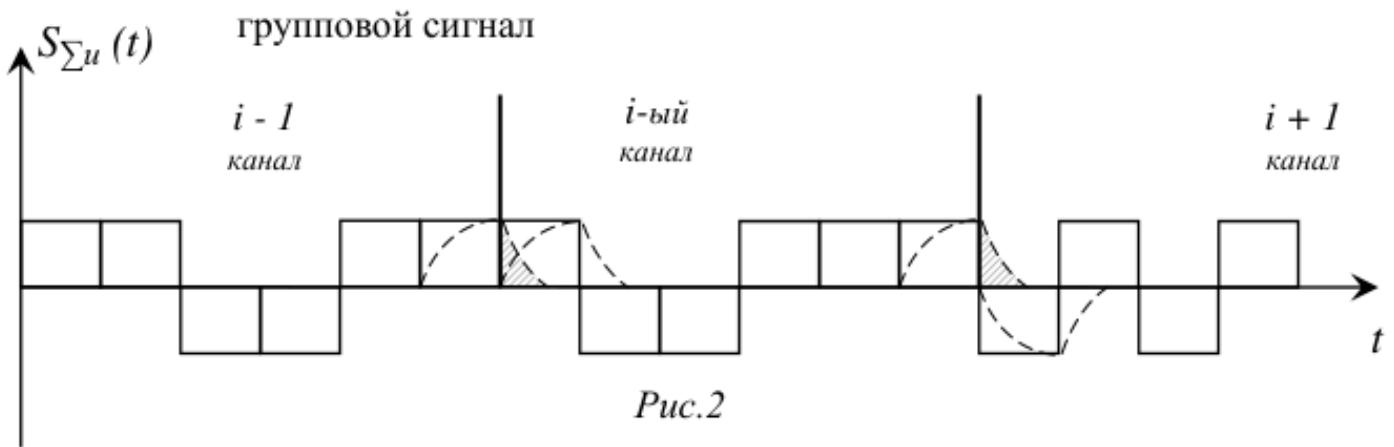


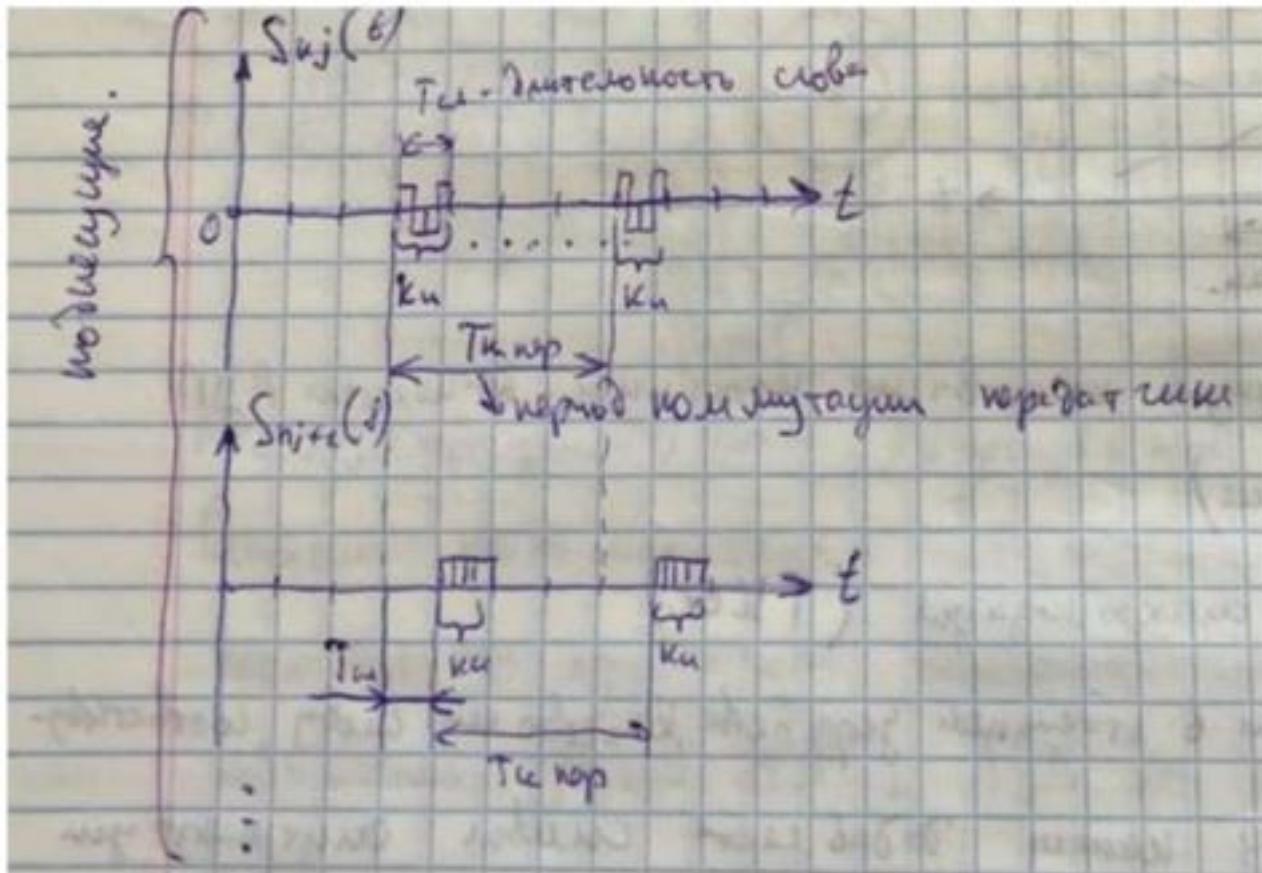
Рис.2

На границах между каналами происходит наложение импульса. (перекрытие каналов из-за инерционности)

Борьба с помехами: ввод защитных промежутков между каналами, использование поднесущих сигналов, спектры которых не перекрываются (частотное уплотнение), добавление восстановителей постоянной составляющей – выпрямители.

35. Какие поднесущие сигналы используются в системах с временным уплотнением каналов? Чем они отличаются?

В качестве поднесущих используются периодические последовательности кодовых слов одинаковой длительности, состоящие из одинакового количества простейших сигналов, представляющих символы (они отличаются друг от друга смещением во времени на интервал, кратный длительности кодового слова).



Тсл – длительность слова

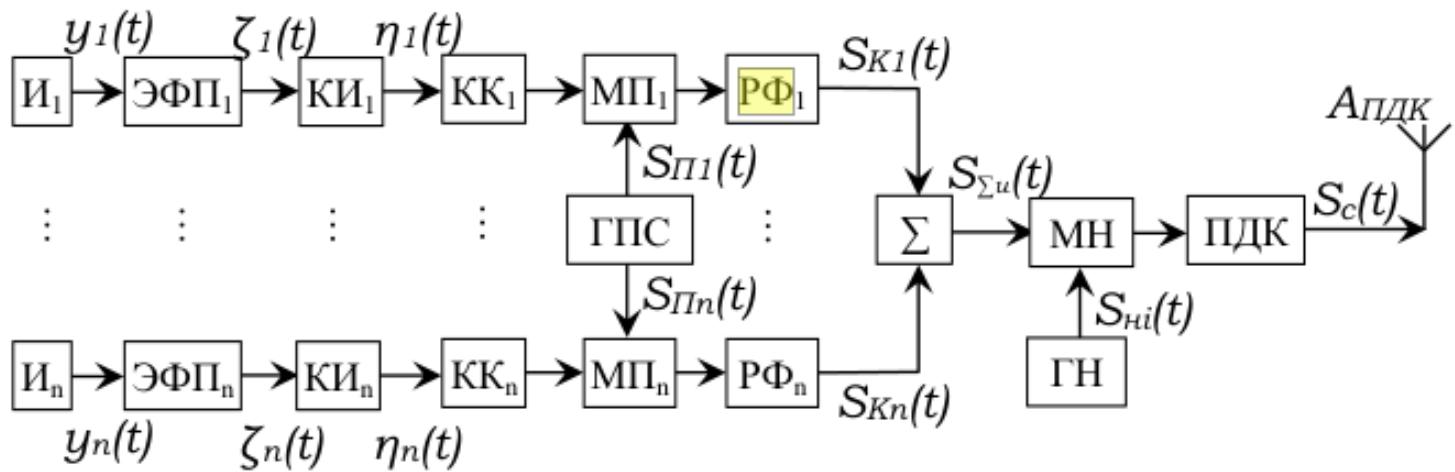
Тк пер – период коммутации передатчика

Добавляется кадровый синхросигнал в конце или начале сообщения, который задает начало отсчета времени. Обычно это кодовое слово в начале кадра такой же длительности что и информационное

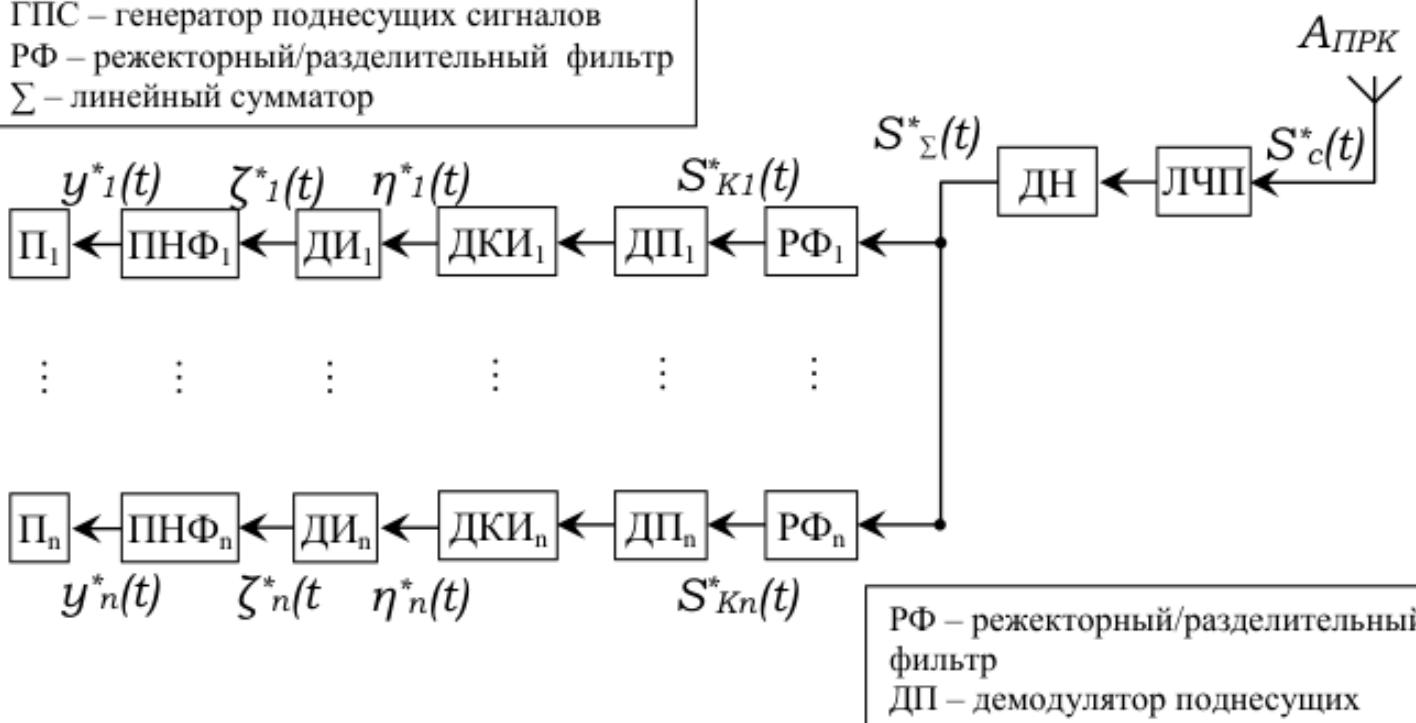
Добавляется словный синхросигнал (0 или 1 в начале или конце каждого кодового слова) для отметки границы кодового слова.

36. Какие поднесущие сигналы используются в СПД с частотным уплотнением каналов? Назначение режекторных фильтров. Как осуществляется разделение каналов в таких системах

Упрощённая функциональная схема

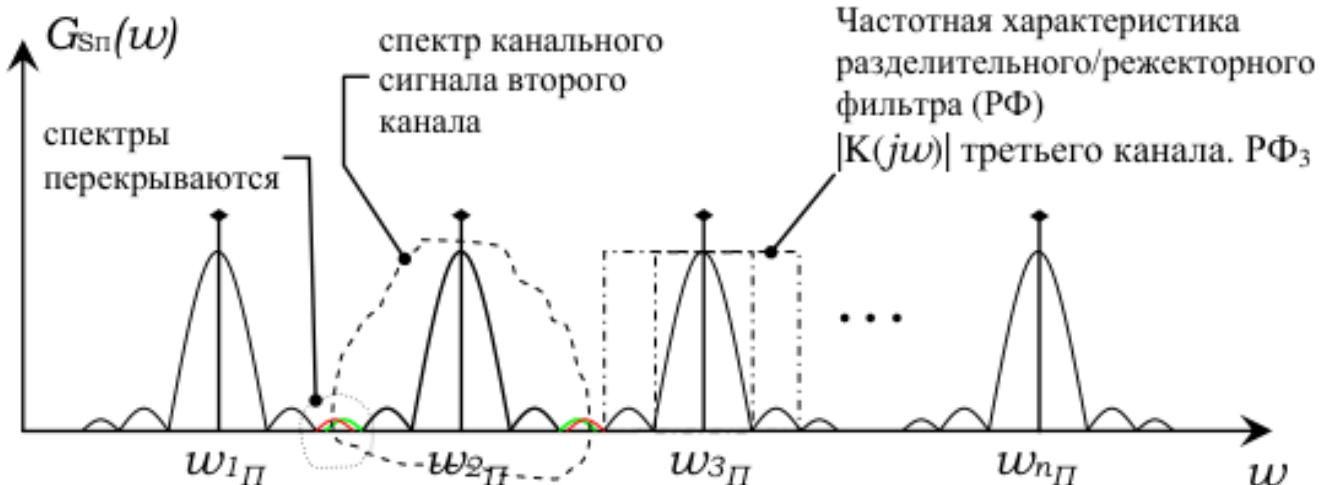


МП – модулятор поднесущих сигналов
ГПС – генератор поднесущих сигналов
РФ – режекторный/разделительный фильтр
 Σ – линейный сумматор



РФ – режекторный/разделительный фильтр
ДП – демодулятор поднесущих

Поднесущий сигнал – гармонический сигнал с определенной частотой



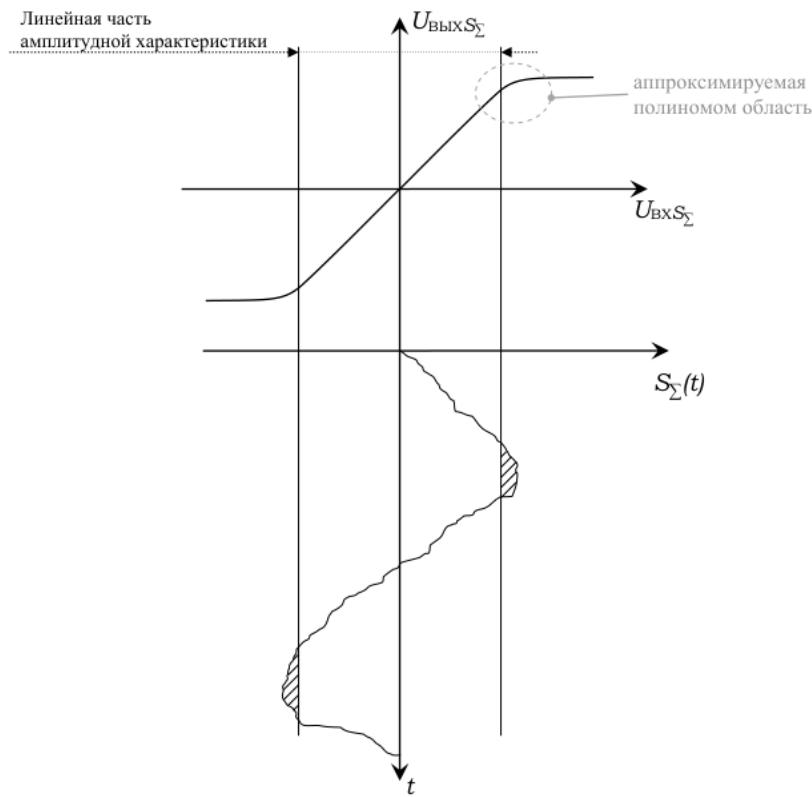
РФ передатчика подавляет (если не подавляет, то уменьшает влияние) маломощные боковые лепестки, создающие помехи.

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.

37. Причины междуканальных помех в СПД с частотным уплотнением каналов. Как уменьшить их уровень?

Перекрестная помеха - вызвана нелинейностью амплитудной характеристики тракта (канала) передачи группового сигнала

Амплитудная характеристика – зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала. (вх – вх МН, вых – вых ДН) канал передачи – четырехполюсник.



Групповой сигнал (сумма канальных сигналов) случаен – какая-то случайная функция времени. групповой сигнал выходит за пределы линейного участка, возникают нелинейные искажения.

Если нелинейность АХ квадратичная, то это эквивалентно тому что мы возводим групповой сигнал в квадрат -квадрат суммы косинусов = квадраты косинусов(удвоенная частота) и произведение косинусов(суммарная и разностная частота)

Все это попадает в другие каналы и все, пиздец. Чем выше нелинейность и больше канальных сигналов тем больше помехи, поэтому не используется если каналов больше 15, система сама себя подавляет.

Выход:

- Увеличение линейной области (сложно);
- Уменьшение амплитуды поднесущих.

Помеха по соседнему каналу:

Причина - неидеальность ЧХ РФ – перекрытие боковых лепестков соседних каналов

Борьба – построение группового сигнала, которая поместится в пределы линейной части АХ (через выбор поднесущих сигналов, но при уменьшении амплитуды падает помехоустойчивость) – поиск компромисса.

38. Основные классы сигналов, используемые в многоканальных СПД. Сравнение их свойств.

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.

$$B_c = \Delta F_c \cdot \tau_c$$

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:

$$B_c \approx 1$$

Сложные (составные) сигналы – сигналы, база которых существенно больше единицы.

$$B_c >> 1$$

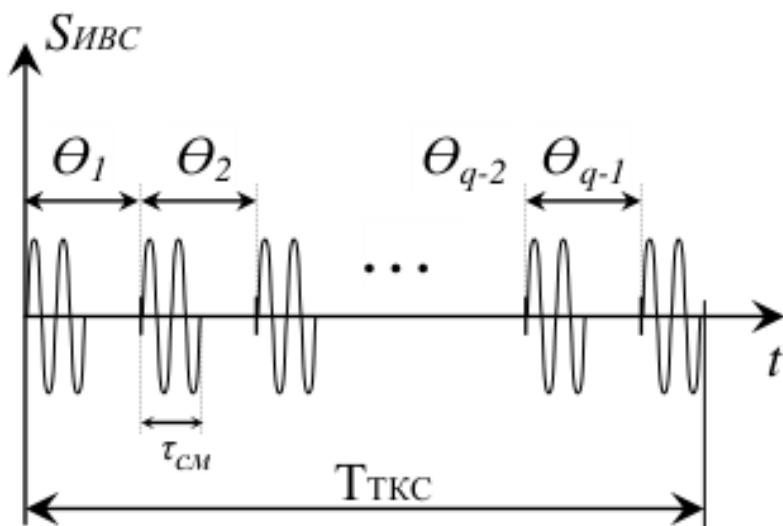
Чем меньше коэффициент взаимной корреляции, тем меньше будут мешать друг другу канальные сигналы, тем меньше будет уровень т.н. междуканальных помех.

Всё множество составных сигналов удобно представлять с помощью т.н. частотно-временной матрицы.

Примеры сложных сигналов:

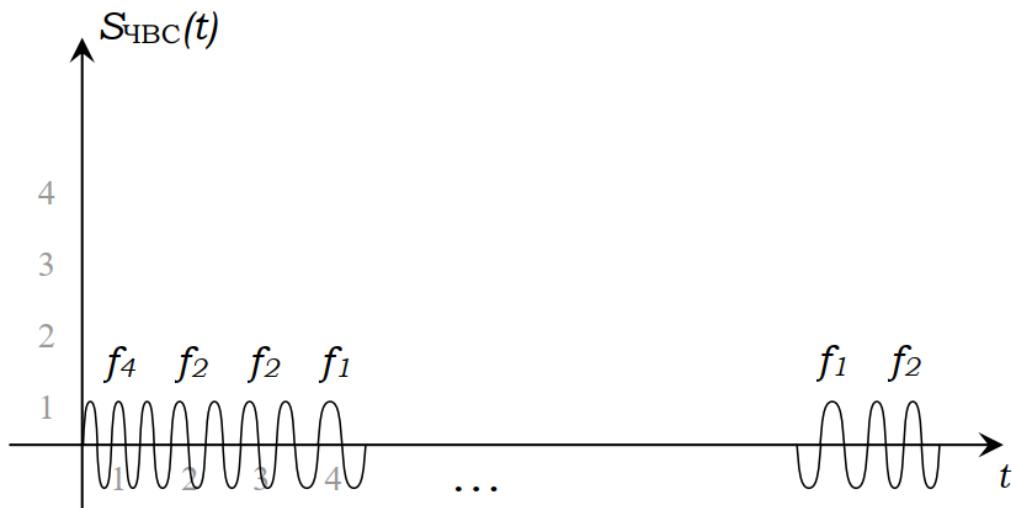
- **Импульсно-временные сигналы – (матрица-строка)**

Частота заполнения везде одинакова. Интервалы могут быть различны. недостаток – пассивная пауза между сигналами.



- Частотно временные сигналы

В одной паре сигналов на одной и той же временной позиции нет радиоимпульса одной и той же частоты.



- Сомкнутые ортогональные в точке составные сигналы (СОТС также представляются матрицей строкой)

При построении такого рода сигналов используют радиоимпульсы с двумя значениями фазы 0 и π радиан. Множество СОТС удобно представлять с помощью матрицы Адамара. Матрица Адамара – матричная конструкция, позволяющая рекуррентное увеличение размерности.

Матрица Адамара второго порядка.
Представляет собой 4 сигнала ортогональных в точке.

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

Сигналы в видео форме >>>

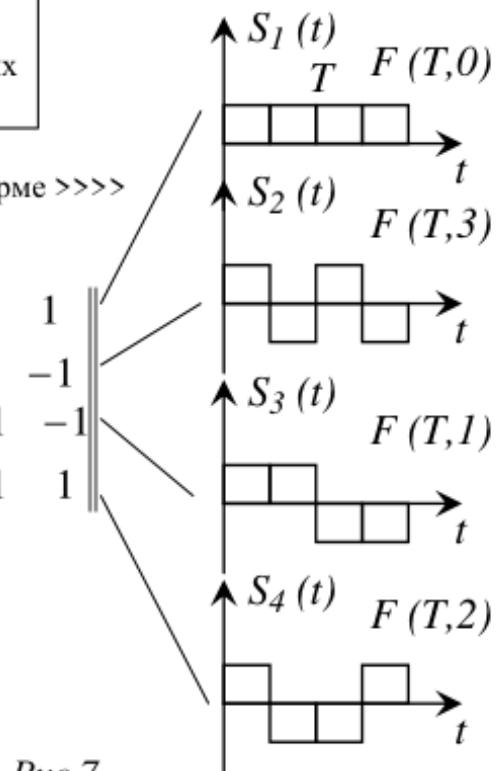
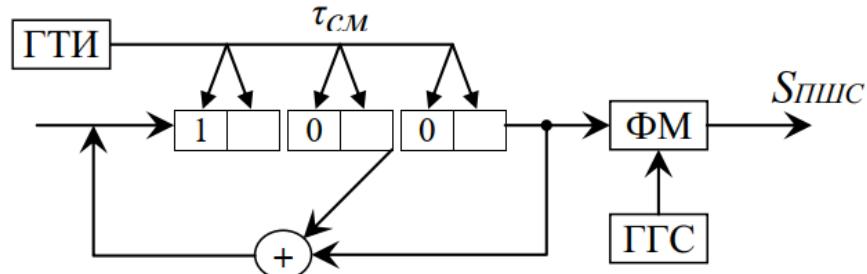


Рис. 7

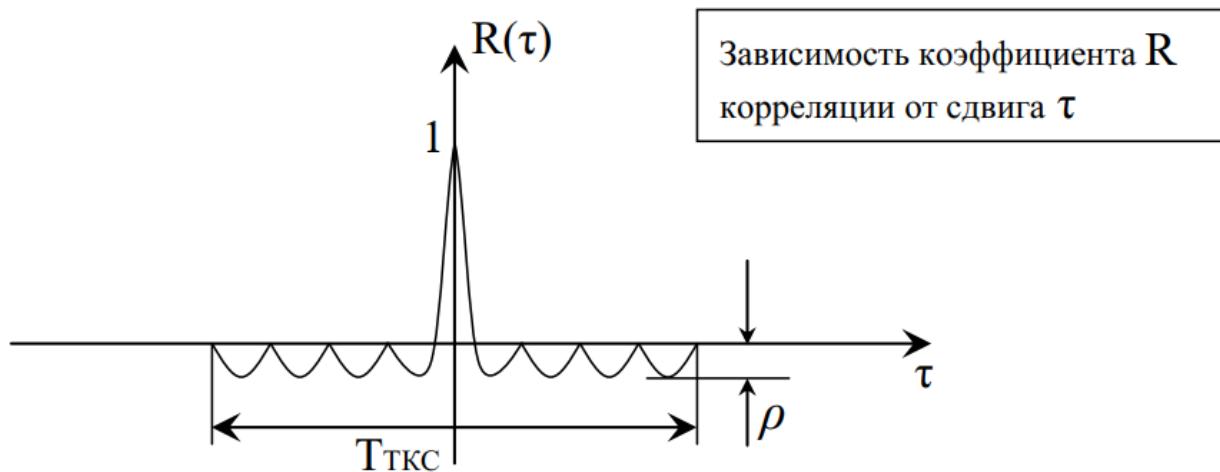
- Шумоподобные (Псевдошумовые) сигналы ПШС.

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.



Для того чтобы из M-последовательности получить ПШС нужно M-последовательностью промодулировать по фазе гармонический сигнал с изменением фазы на π радиан.



Дельта функция – корреляционная функция белого шума. Вот почему такие сигналы называют псевдошумовые.

Свойства сложных сигналов:

- У ИВС сигналов есть два крупных недостатка: пассивные паузы (ведет к уменьшению помехоустойчивости) и то что таких сигналов нельзя сделать слишком много, чтобы при этом сохранялась их ортогональность (т.е. чтобы не совпадали их интервалы).
- СОТС сигналы по своим свойствам лучше, чем ИВС: в частотно временной области таких сигналов можно построить гораздо больше, а также такие сигналы – сигналы с активной паузой, т.е. они гораздо более помехоустойчивые
- ПШС являются симплексными сигналами, т.е. обладают минимальным уровнем взаимной корреляции (уменьшение межканальных помех), ПШС являются также сигналами с активной паузой – нет интервалов между импульсами (увеличение помехоустойчивости).
- При построении ЧВС сигнала стремятся сделать наименьший коэффициент взаимной корреляции, что ведет к улучшению помехоустойчивости.

39. Основные классы сигналов, используемые в СПД. Области их применения.

Сигналы описаны в вопросе 37

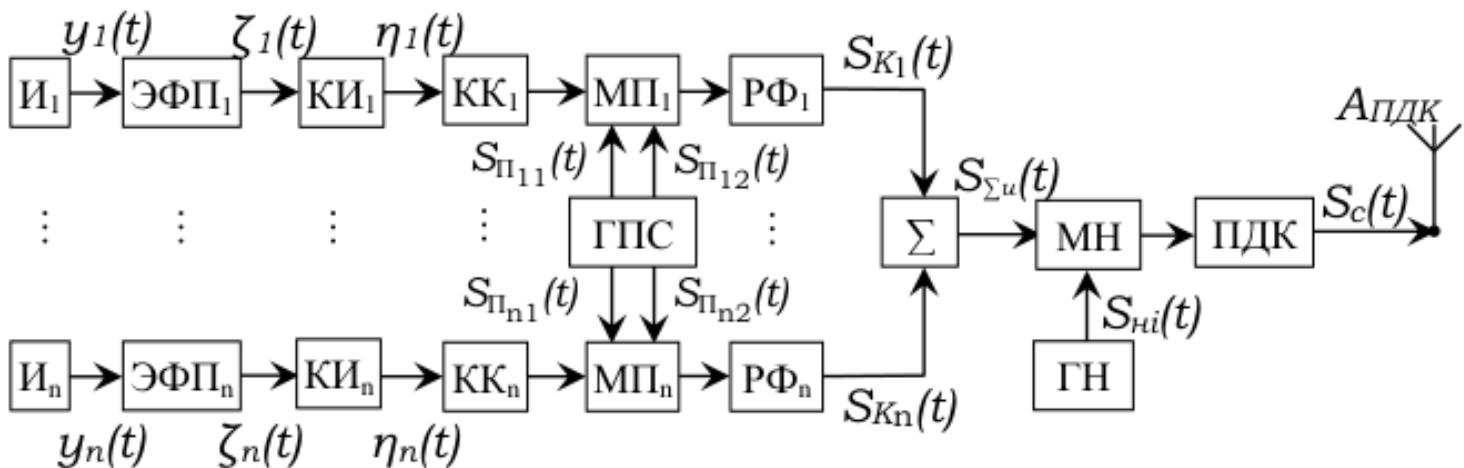
Области применения сигналов:

- 1) ИВС переносят команды от одного узла устройства к другому, излучаются и принимаются радиолокационными станциями, обеспечивают дистанционное радиоуправление, несут информацию в составе телевизионного сигнала, передают непрерывную информацию в системах импульсной связи и т. д.
- 2) ПШС сигналы наиболее распространены в ГНСС GPS и ГЛОНАСС.
- 3) СOTС сигналы получили широкое распространение в технологиях сотовой связи (CMDA) – каналы имеют общую полосу частот, но разные кодирующие последовательности.
- 4) ЧВС активно используются в радиолокации и радионавигации.

40. Какие поднесущие сигналы используются в СПД с уплотнением каналов по форме поднесущих сигналов? Как осуществляется разделение каналов в таких системах

В такой системе в каждом канале используется два поднесущих сигнала: $S_{\Pi 11}(t)$, $S_{\Pi 12}(t)$... $S_{\Pi n1}(t)$, $S_{\Pi n2}(t)$.

Функциональная схема телекоммуникационной системы с уплотнением/разделением каналов по форме поднесущих сигналов



$S_{\Pi 11}(t)$ – "поднесущий сигнал один один"

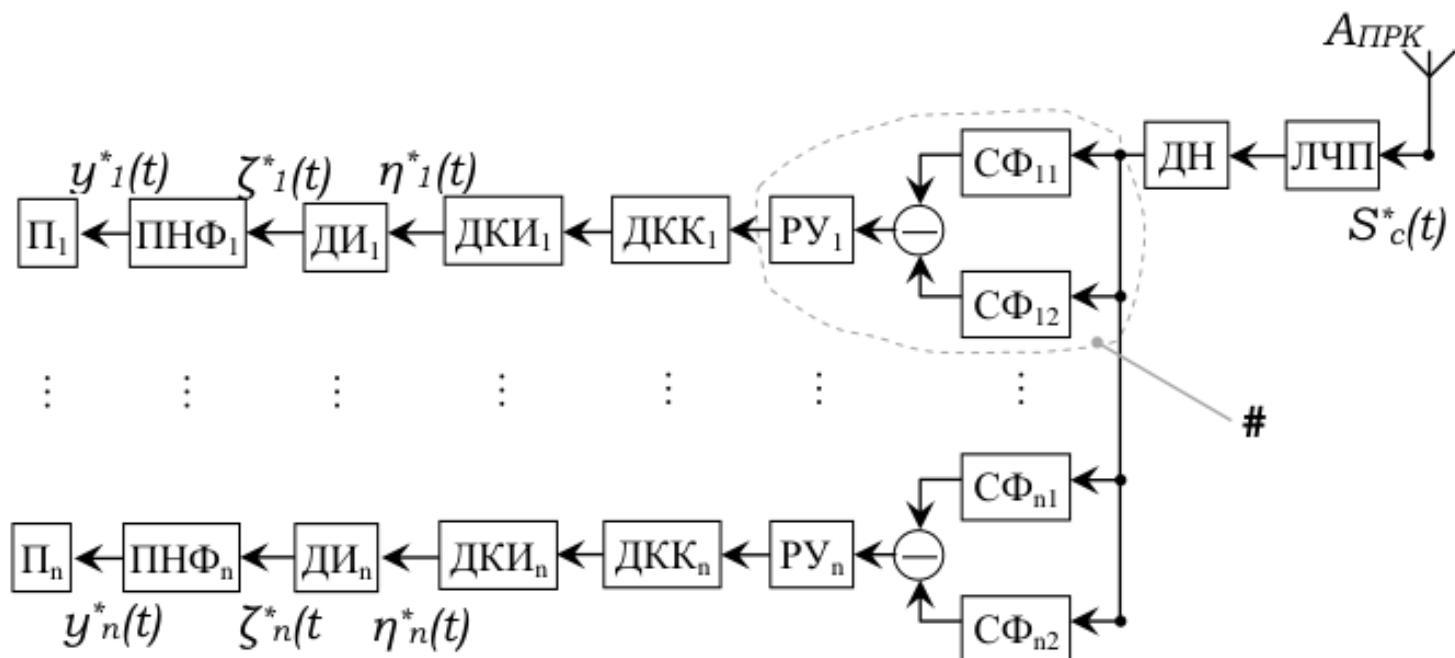


Рис.14

СФ – согласованный фильтр
РУ – решающее устройство
 (\ominus) – устройство сравнения

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).

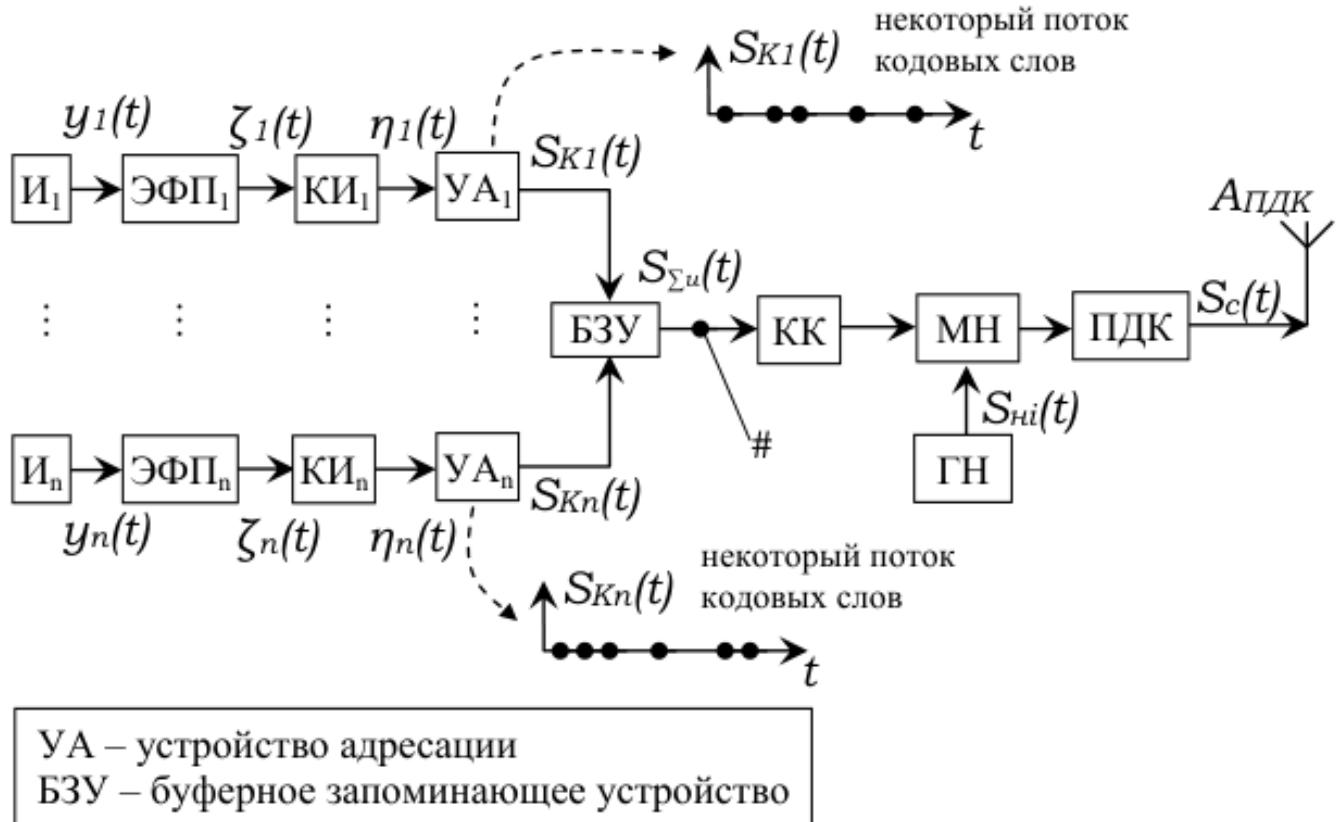
Модуляторы поднесущих сигналов по существу заменяют символы, представляющие "1" и "0" поступающие на вход, на соответствующие сложные сигналы. Т.е. поступает "1" на вход модулятора поднесущего сигнала – на выходе формируется сложный сигнал одной формы, поступает "0" – на выходе формируется сложный сигнал 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.

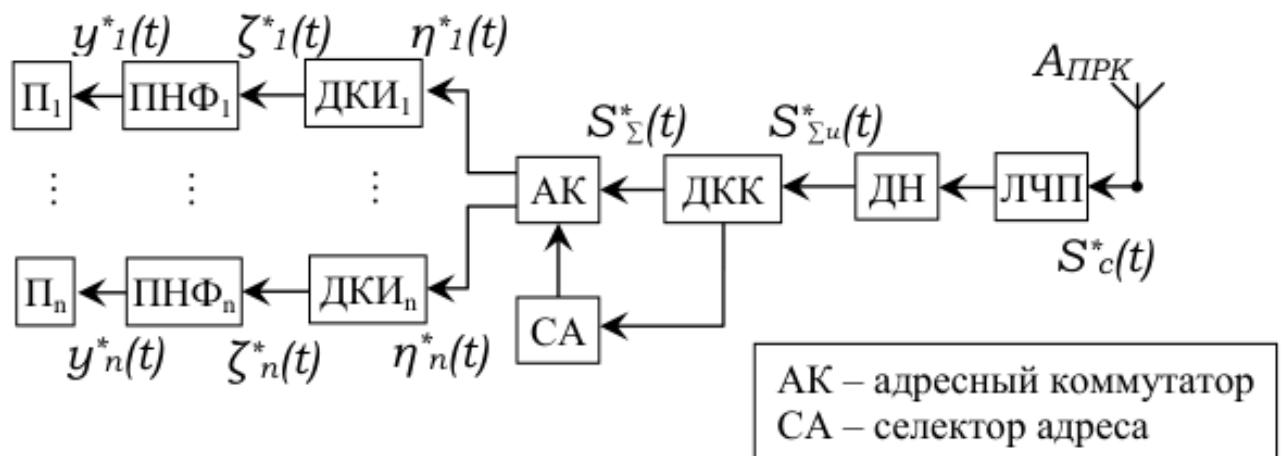
41. Разделение каналов в системах с незакрепленными каналами Причины междуканальных помех в системах с незакрепленными каналами.

Системы с незакреплёнными каналами, это такие системы, у которых поднесущий сигнал не закрепляется на все время работы системы и в этом плане эти системы более эффективны, чем системы с закреплёнными каналами, и адресация осуществляется цифровая.

Упрощённая функциональная схема телекоммуникационной системы ВРК-КП



УА – устройство адресации
БЗУ – буферное запоминающее устройство



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.

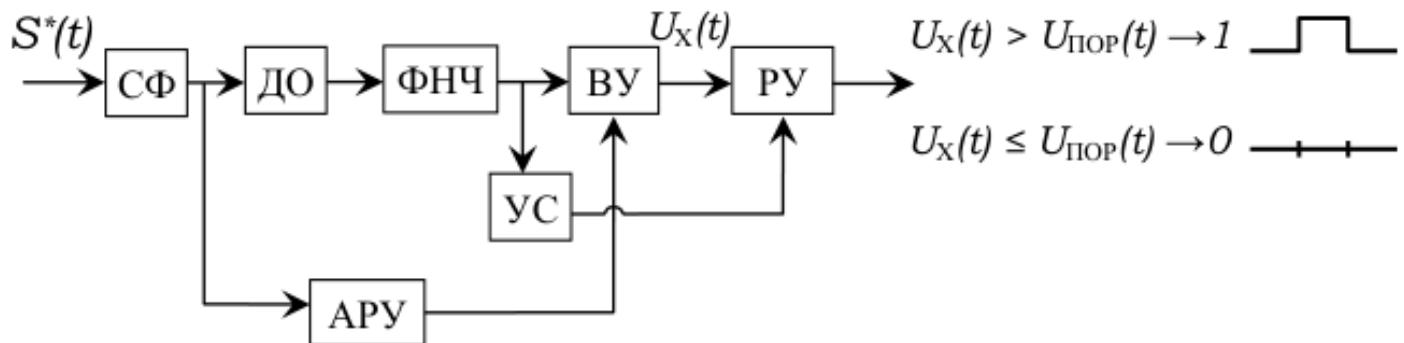
Помехи:

- 1) возникновения потерь из-за переполнения буфера (Величина вероятности потери будет зависеть от объема БЗУ (чем больше, тем вероятность меньше) и от интенсивности потоков)
- 2) В буфере формируется очередь на передачу, она порождает задержку и нарушение масштаба времени. (чем больше объем БЗУ, тем больше будет возможная длина очереди и тем больше будет величина задержки))
- 3) из-за искажения адресной части кодового слова под воздействием помех.

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.

42. Правило принятия решения в демодуляторе модема с АМн? От чего зависит вероятность ошибочной передачи символа при использовании модема с Амн? Назначение АРУ в таком модеме

Схема демодулятора



На вход демодулятора поступает радио сигнал с помехами. Как говорилось выше вначале идёт фильтрация от помех – СФ с радио импульсом длительностью 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:

$$P_{\text{ср.ош.симв}} \approx 0.5 \{ P(0/1) + P(1/0) \}$$

$P(0/1)$ – вероятность того, что смесь сигнала с помехой $\{ U_c + U_{\text{ш}} \text{ (огибающая)} \leq U_{\text{порога}} \}$

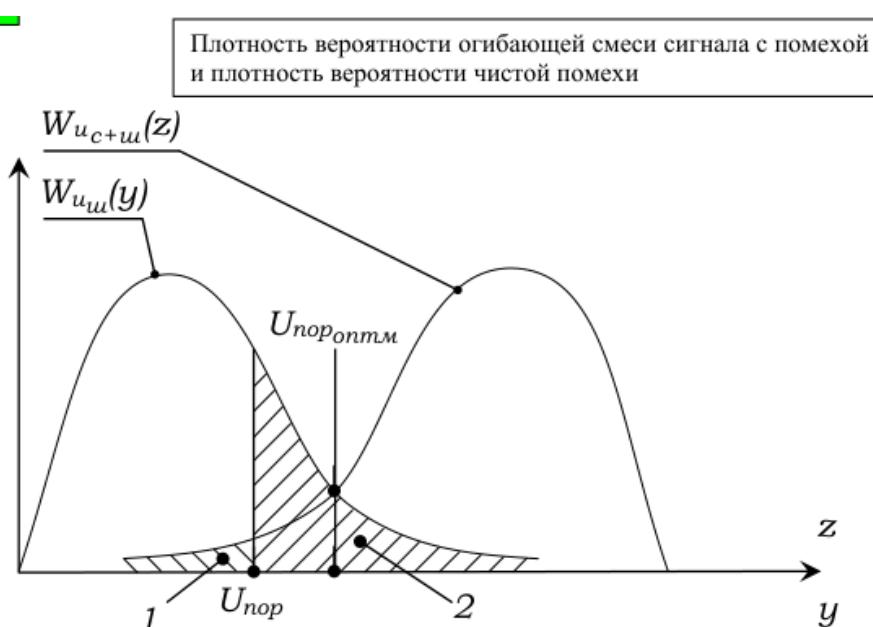
$P(1/0)$ – вероятность того, что смесь сигнала с помехой превысит $U_{\text{п}} \{ U_c + U_{\text{ш}} > U_{\text{порога}} \}$

Сигнал и помеха аддитивны и помеха Гауссова – для этого можем решить эту задачу:

$$P\{U_{c+\text{ш}} < U_{\text{пор}}\} = \int_0^{U_{\text{пор}}} W_{c+\text{ш}}(y) dy \text{ – обобщенный закон Релея;}$$

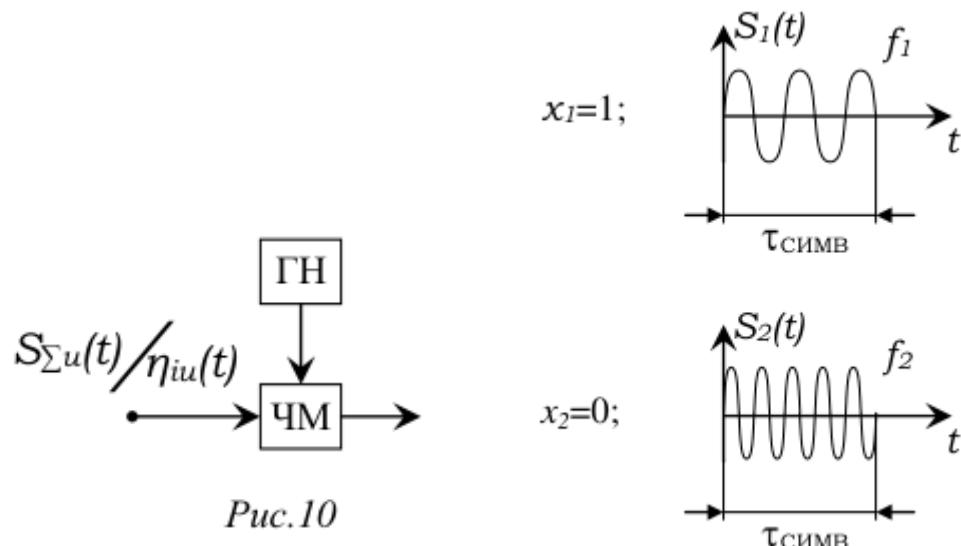
$$P\{U_{c+\text{ш}} \geq U_{\text{пор}}\} = \int_0^{U_{\text{пор}}} W_{\text{ш}}(z) dz \text{ – обобщенный Релея.}$$

$$P_{\text{ср.ош.симв}} = f\{P_c/P_{\text{ш}}, U_{\text{пор}}\}$$

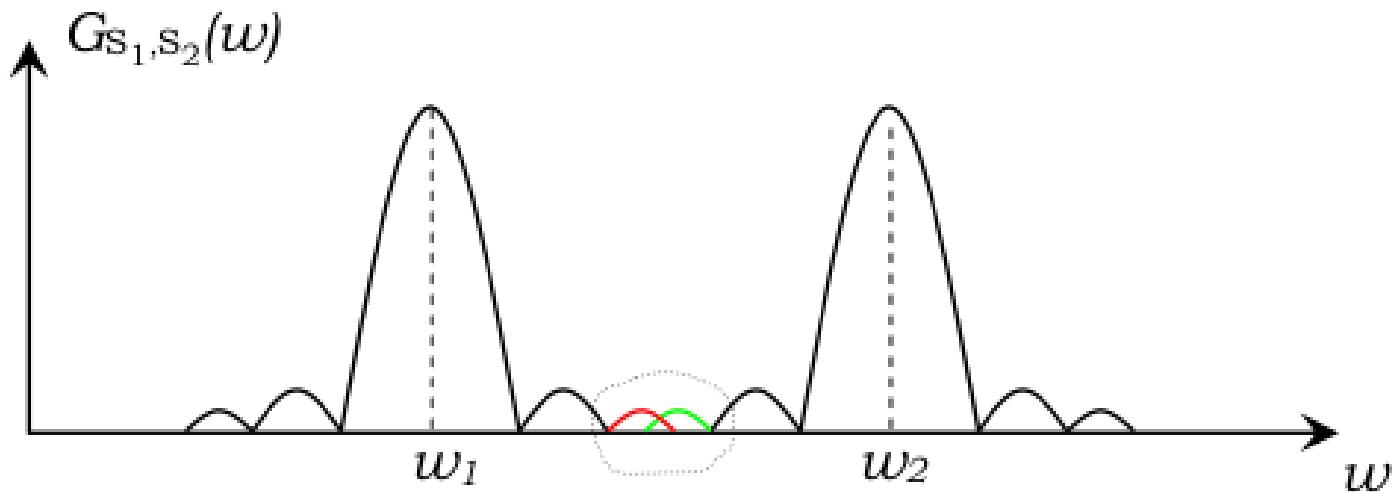


43. Правило принятия решения в демодуляторе модема с ЧМн? От чего зависит вероятность ошибочной передачи символа при использовании такого модема

Когда передается символ «1», формируется радиоимпульс на частоте f_1 . «0» - на частоте f_2 .



Спектры этих сигналов будут выглядеть

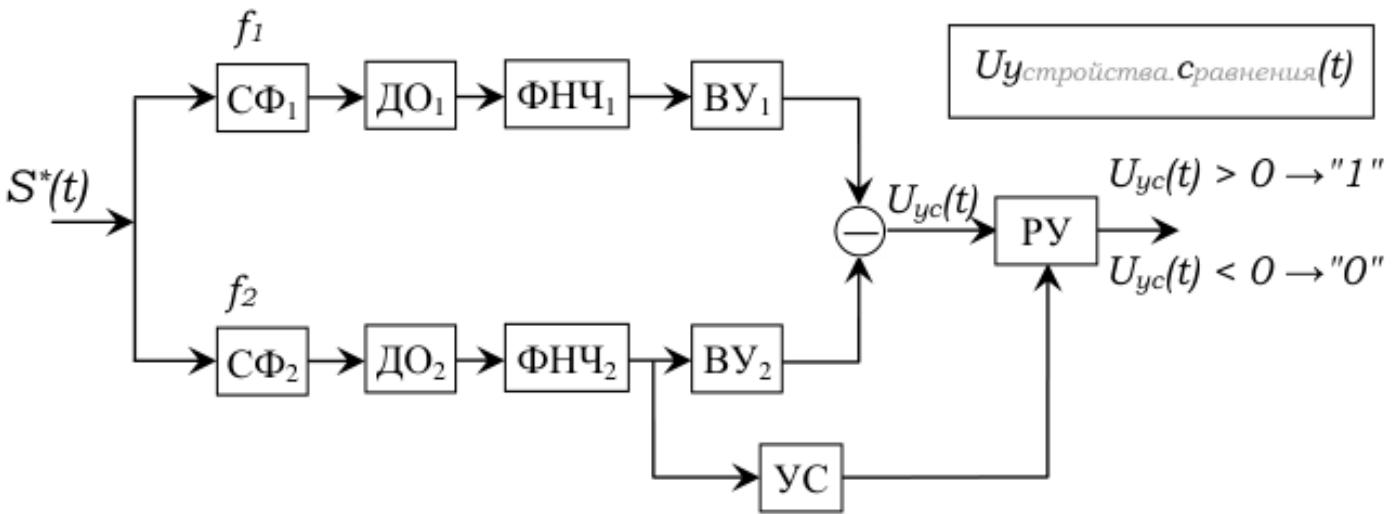


Ширина лепестков спектров будет одинакова, поскольку одинакова длительность символа
перекрытия = ошибки демодуляции, больше разностная частота – меньше ошибка но
больше полоса частот – ищем компромисс

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 (-), решающее устройство (РУ).



Согласованные фильтры согласованы соответственно с радиоимпульсами частоты f_1 и f_2 соответственно.

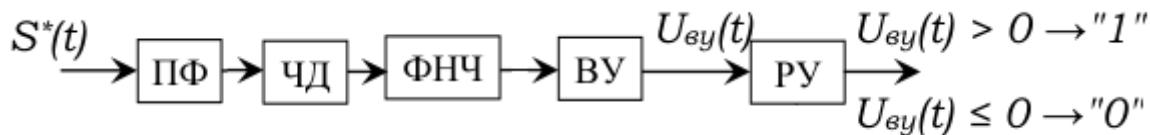
УС – система синхронизации, определяющая момент отсчёта.

Если выходит из строя один из каналов, демодулятор продолжает работать, но с худшими характеристиками

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.

Возможна схема с нелинейным вариантом построения демодулятора, но она хуже по помехоустойчивости и надежности, однако проще.

Нелинейный вариант построения демодулятора



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 фильтрах в линейных демодуляторах.

ЧД – также нелинейный элемент.

Вторая фильтрация помех осуществляется в ФНЧ.

$$P_{\text{ср.ош.симв}} \approx 0.5 \{ P(0/1) + P(1/0) \}$$

$P(0/1)$ – вероятность того, что смесь сигнала с помехой $\{ U_c + U_{\text{ш}} \text{ (огибающая)} \leq U_{\text{порога}} \}$

$P(1/0)$ – вероятность того, что смесь сигнала с помехой превысит $U_{\text{п}} \{ U_c + U_{\text{ш}} > U_{\text{порога}} \}$

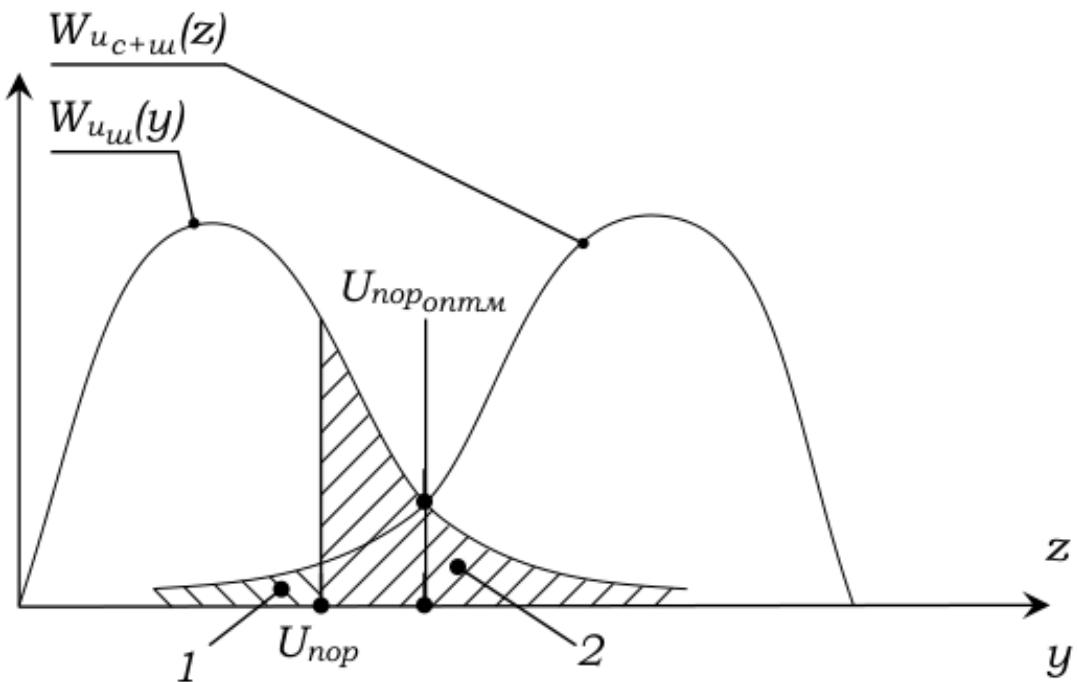
Сигнал и помеха аддитивны и помеха Гауссова – для этого можем решить эту задачу:

$$P\{U_{c+\text{п}} < U_{\text{пор}}\} = \int_0^{U_{\text{пор}}} W_{c+\text{ш}}(y) dy - \text{обобщенный закон Релея};$$

$P\{U_{c+\text{ш}} \geq U_{\text{пор}}\} = \int_0^{U_{\text{пор}}} W_{\text{ш}}(z) dz$ – обобщенный Релея.

$P_{\text{ср.ош.симв}} = f\{P_c/P_{\text{ш}}, U_{\text{пор}}\}$

Плотность вероятности огибающей смеси сигнала с помехой и плотность вероятности чистой помехи



Предположим, что $U_{\text{ш}} = z$ и посчитаем, что $P\{U_{c+\text{ш}} \leq U_{\text{порога}}\} = \int_0^{U_{\text{порога}}} W_{c+\text{ш}}(y) dy :$

$$P_{\text{ср.ош.симв}} = \int_0^{\infty} W_{\text{ш}}(z) \int_0^z W_{c+\text{ш}}(y) dy dz$$

44. Алгоритм функционирования модема с ЧМи

Алгоритм функционирования модулятора - при частотной манипуляции сигналов одному символу соответствует радиоимпульс одной частоты, другому символу, соответственно, радиоимпульс другой частоты, т.е. если на вход модулятора поступает в составе цифрового представления группового сигнала простейший элементарный сигнал, представляющий “1”, то модулятор несущего сигнала сформирует радиоимпульс с одной несущей частотой:

$$s^{(1)}(t) = \alpha_1(t) \cos(\omega_{n1}(t) + \varphi_1)$$

Если на вход модулятора поступает в составе цифрового представления группового сигнала простейший элементарный сигнал, представляющий “0”, то модулятор несущего сигнала сформирует радиоимпульс с другой несущей частотой:

$$s^{(0)}(t) = \alpha_2(t) \cos(\omega_{n2}(t) + \varphi_2),$$

а) Для нелинейного варианта демодулятора, демодулятора с одним каналом, основная структура схемы и алгоритм работы состоит из:

- Ограничитель - ограничитель снимает паразитную симплексную модуляцию.
- УВЧ - такой полосой фильтр, чтобы пропустить спектры двух вариантов сигнала.
- ЧД - частотный дискриминатор, устройство, уровень сигнала на выходе которого зависит от частоты: если на входе частотного дискриминатора радиоимпульс частоты (омега несущей) ω_{n1} , то на выходе формируется положительный импульс, если (омега несущей) ω_{n2} , то отрицательный.

(Ограничитель - УВЧ - ЧД - ФНЧ (фильтр нижних частот) - ВУ (видеоусилитель) - РУ + символьная синхронизация).

б) А для линейного варианта демодулятора, демодулятора с двумя каналами, структура схемы и алгоритма работы состоит из:

- УВЧ - такой полосой фильтр, чтобы пропустить спектры двух вариантов сигнала.
- УВЧ с СФ (согласованным фильтром).
- ФНЧ - фильтрует, согласован с радиоимпульсом длительностью тао символов.
- ВУ - усиливает видеоимпульс. Символьная синхронизация определяет момент

принятия решения в РУ. (УВЧ - УВЧ1 и УВЧ2 с СФ (ω_{n1} и ω_{n2}) - ФНЧ (2 шт)-ВУ (2 шт)-РУ+символьная синхронизация)

- а) Нелинейный вариант: В нелинейном демодуляторе один канал, который состоит из полосового фильтра (так как на полосу 2-х частот, устранение помех), ограничитель (подавляет амп. модуляцию от помех), частотный дискриминатор (определяет частоту), ФНЧ (фильтрует остатки демодуляции), видеоусилитель, решающее устройство.
- б) Линейный вариант: В линейном демодуляторе 2 канала, в каждом линейный фильтр (с каждой частотой), ограничитель (для снятия паразитной амплитудной модуляции), частотный дискриминатор (определяет частоту), фильтр низких частот (фильтрация остатков), видеоусилитель (усиливает видеоимпульсы) и решающее устройство (U_x – коэф. взаимной корреляции).

45/46. Алгоритм функционирования модема с ФМн.

Модем с фазовой манипуляцией сигналов (ФМ)

$$x_1 = 1 - S_1(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_1)$$

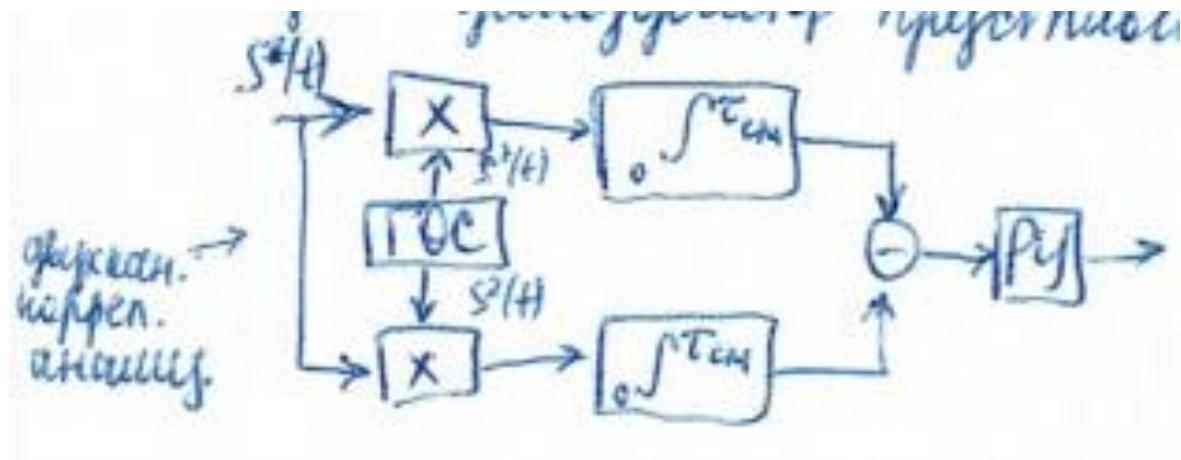
$$x_2 = 0 - S_2(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_2)$$

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: $\varphi_2 = \pi$.

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.

Фазовый демодулятор представляет собой оптимальный посимвольный демодулятор, состоящий из генератора образующего или опорного сигнала, интегратора, фазового дискриминатора и решающего устройства.



Алгоритм работы ФМ модулятора - если в качестве образца сигналов взять один из поступающих на вход сигналов, то если на вход придет радиосигнал с фазой, соответствующий первому сигналу (в этом случае $U_x(t)$ больше 0), то на выходе корреляционного анализатора будет положительный видеоимпульс (соответствующий "1"). Если поступил радиоимпульс, соответствующий "0", ($U_x(t)$ меньше или равно 0) то на выходе будет отрицательный видеоимпульс, (соответствующий "0").

Из курса лекций, для примера был приведен 2-канальный корреляционный анализатор, но в реальном фазовом модуляторе убирают один из этих каналов.

Кроме этого, в качестве генератора опорного сигнала можно использовать селектор сигнала со спектральной составляющей несущей частоты. Фазовый демодулятор со спектральной составляющей несущей частоты, работает следующим образом - сигнал на выходе фазового демодулятора пропорционален разности фаз радиосигнала принятого на вход фазового демодулятора и опорного сигнала. Для того чтобы учитывать эффект Доплера используется селектор символного синхросигнала. Также в данном

демодуляторе имеется генератор образцовых сигналов, который является селектором специальных составляющих несущего сигнала. (обозначается как ССНЧ).

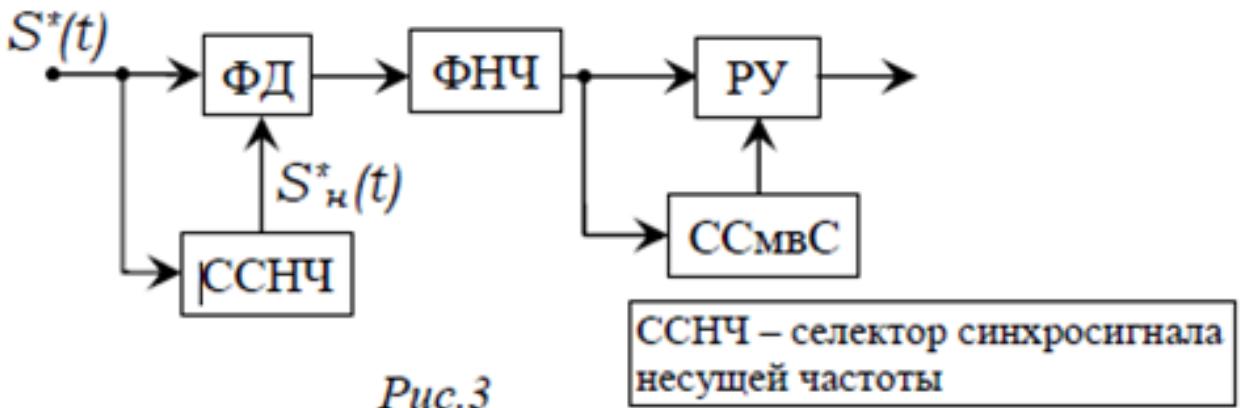


Рис.3

Упрощённая функциональная схема фазового демодулятора

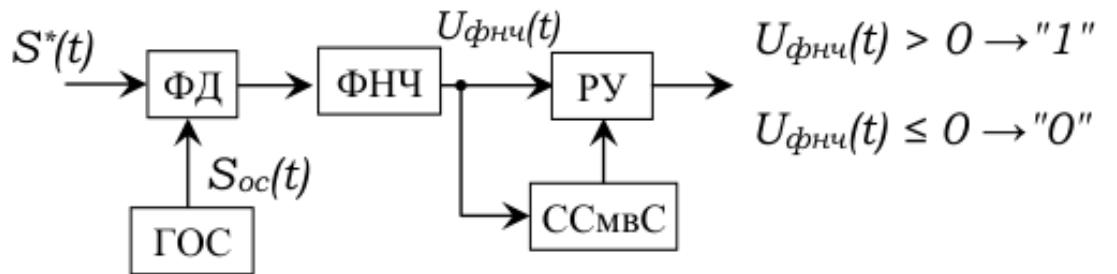


Рис.2

ФД – фазовый дискриминатор

ФНЧ – фильтр низких частот

РУ – решающее устройство

ССМВС – селектор символического синхросигнала

ГОС – генератор опорного сигнала

$$S_{\text{ос}}(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (3)$$

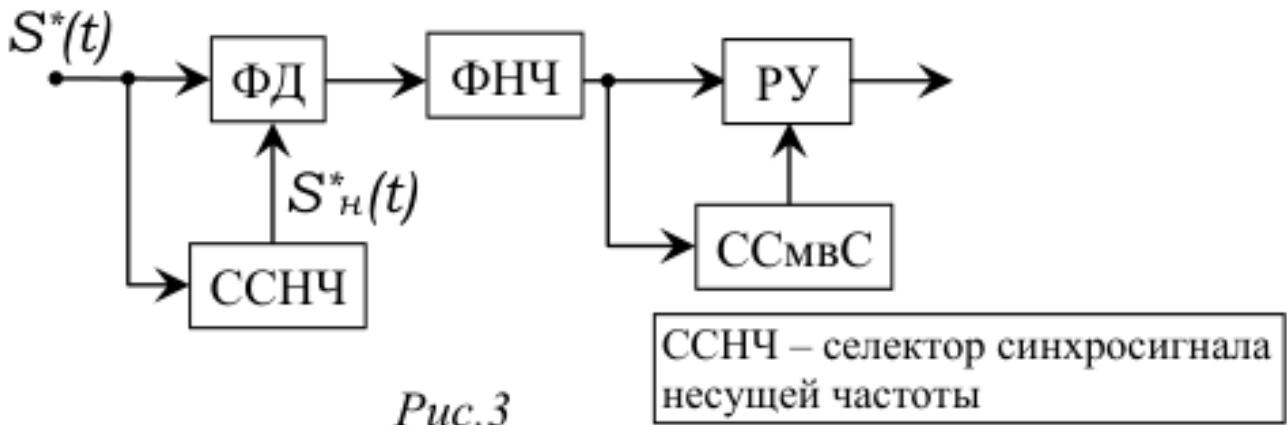
Не трудно заметить, что если $S_{\text{ос}}(t)$ совпадает с сигналом несущим (3), то в этом случае РУ принимает решение по принципу указанному на рис.2.

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.



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

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 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.

Дополнительный материал к вопросу:

На модуляторе происходит замена импульсов на соответствующие им противоположные радиосигналы.

На демодуляторе происходит сравнение поступившего сигнала с сигналами, использующимися в модуляторе, и вычисляется коэф. и взаимной корреляции.

В оптимальном модеме у *несущего сигнала амплитуда и частота константы, а фаза отличается на πi .*

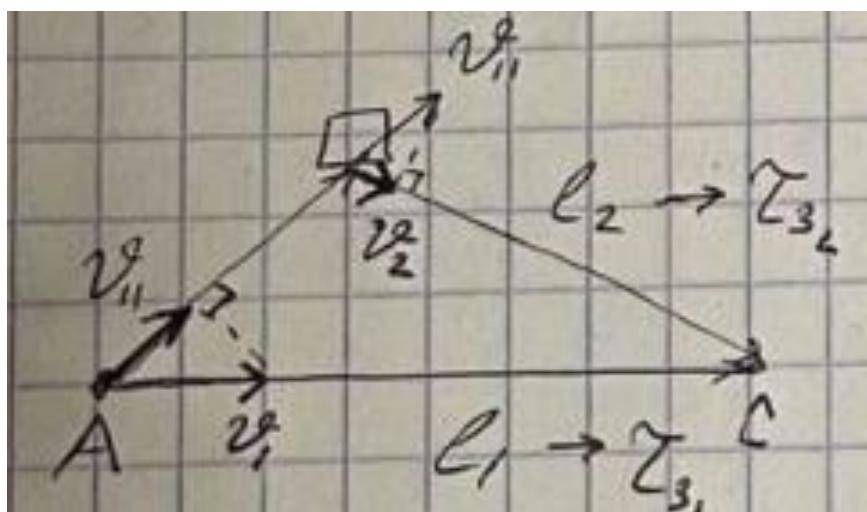
47. Виды и причины изменения характеристик сигналов, передающих символы при их многолучевом распространении

Видами изменения характеристик сигналов, передающих символы при их многолучевом распространении, являются время задержки и эффект Доплера.

а) Причиной возникновения времени задержки является то, что при многолучевом распространении происходит многолучевое отражение от разных объектов окружающего мира. Т.е. в результате с каждой траектории сигнал придет с разной задержкой по времени (и в разных фазах из-за этого), т.е. для каждой длины траектории будет существовать свое время задержки.

б) Причиной возникновения эффекта Доплера является то, что передатчик и приемник перемещаются друг относительно друга, вследствие этого меняются фазы, временные соотношения и частоты передаваемых сигналов (изменение частоты пропорционально скорости).

- Замирание – когда приходят 2 сигнала противоположных по фазам и подавляют друг друга



Дополнительный материал по вопросу:

Относительная скорость передатчика зависит от формы траектории. Доплеровское смещение частоты на траектории пропорционально скорости, для других траекторий надо находить проекции скоростей. Результирующий сигнал - сумма копий сигналов с разными временными

задержками и с разными изменениями, возникающими в результате воздействий эффекта Доплера.

В результате на приемную часть антенны поступит радиоимпульс с разными временными сдвигами, а энергия в результате эффекта Доплера будет распределяться в большем диапазоне частот и в других временных границах. Возникает межсимвольная интерференция (когда энергия одного символа накладывается на энергию другого).

Задержки приводят к изменению длительности символа за счет этого возрастает ошибка демодуляции.

48. Назначение модема с ОФМн. Алгоритм функционирования модема с ОФМн, его отличие от модема с ФМн

ОФМн позволяет избавиться от эффекта обратной работы. При возникновении ошибки в фазе на π радиан в синхросигнале несущей частоты в силу специфики ОФМн ошибка в демодуляции возникает либо в одном символе, если перескок фазы опорного сигнала (синхросигнала несущей частоты) во временных границах символа, либо в двух символах, если перескок фазы произошел на границе символов (а не как в ФМн – весь дальнейший код ошибки)

Как и при абсолютной на вход поступает цифровое представление группового сигнала, генератор генерирует несущий сигнал, а вот алгоритм работы модулятора усложняется.

Вместо абсолютной фазовой модуляции (фаза радиоимпульса меняется относительно фазы несущего сигнала в зависимости от передаваемого символа) используется ОФМн.

Фаза меняется по отношению к фазе предшествующего переданного радиоимпульса (обозначили его как $S_{k-1}(t)$), чтобы модулятор мог менять фазу по отношению к этому сигналу, это сигнал нужно запомнить (ЯП - ячейка памяти). Модулятор сопоставляет фазу того, что нужно сформировать на k -том шаге с фазой, которая следует отсюда: $S_{k-1}(t)$ из ячейки памяти, и с тем, что поступает на вход. Если на вход поступает простейший сигнал, $S_1(t)$, соответствующий 1, то на выходе формируется следующий сигнал $S_k(t)$:

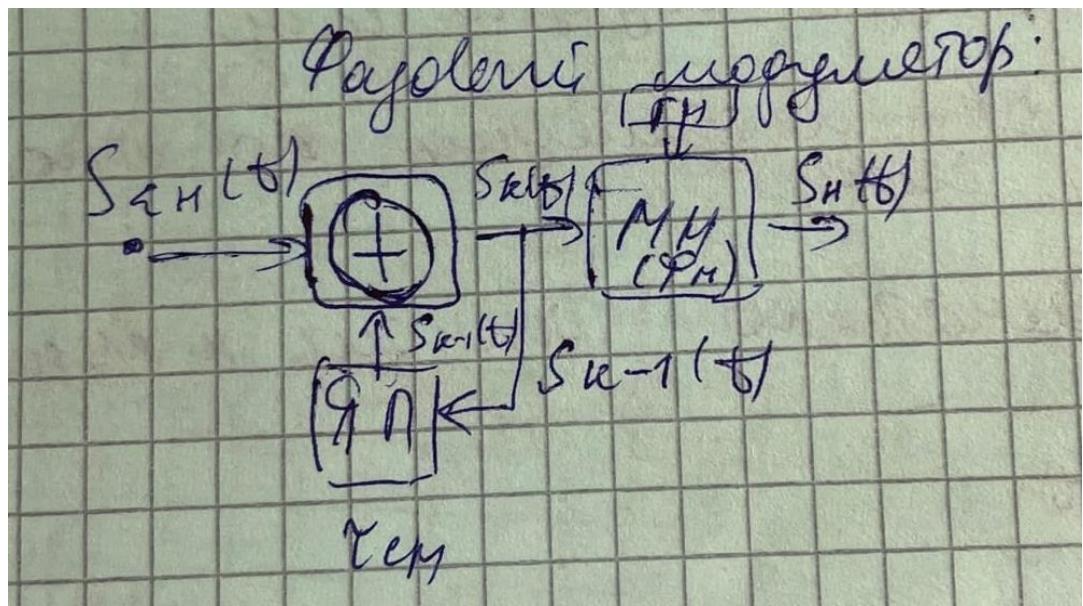
$$1) \quad S_1(t) \rightarrow 1 \rightarrow S_k(t) = a_n(t) \cdot \cos\{\omega_n t + \varphi_k\}, \quad 0 \leq t \leq \tau_{\text{симв}} \\ \underline{\varphi_k = \varphi_{k-1}}$$

То есть фаза не изменяется по отношению к фазе предшествующего сигнала. Если поступает в составе группового избыточного сигнала $S_2(t)$, соответствующий 0, то $S_k(t)$ такое же. За исключением того, что фаза отличается на Пи радиан ($\varphi_k = \varphi_{k-1} + \pi$):

$$2) \quad S_2(t) \rightarrow 0 \rightarrow S_k(t) = a_n(t) \cdot \cos\{\omega_n t + \varphi_k\}, \quad 0 \leq t \leq \tau_{\text{симв}} \\ \underline{\varphi_k = \varphi_{k-1} + \pi}$$

Проблема в элементе ЯП. Нужно запомнить на время $\tau_{\text{симв}}$ (коротенько). Нужны сверхвысокие частоты. На сверхвысоких частотах требуется чрезмерно высокая добротность объемного резонатора (в ячейке памяти, которая является резонансным контуром, резонансная часть которого равна резонансной частоте запоминания радиоимпульса) \rightarrow реализация модулятора очень сложна – этот процесс называется процессом предварительного перекодирования сигналов, то есть фазовую манипуляцию осуществляют на цифровом уровне

Модулятор теперь будет таким:



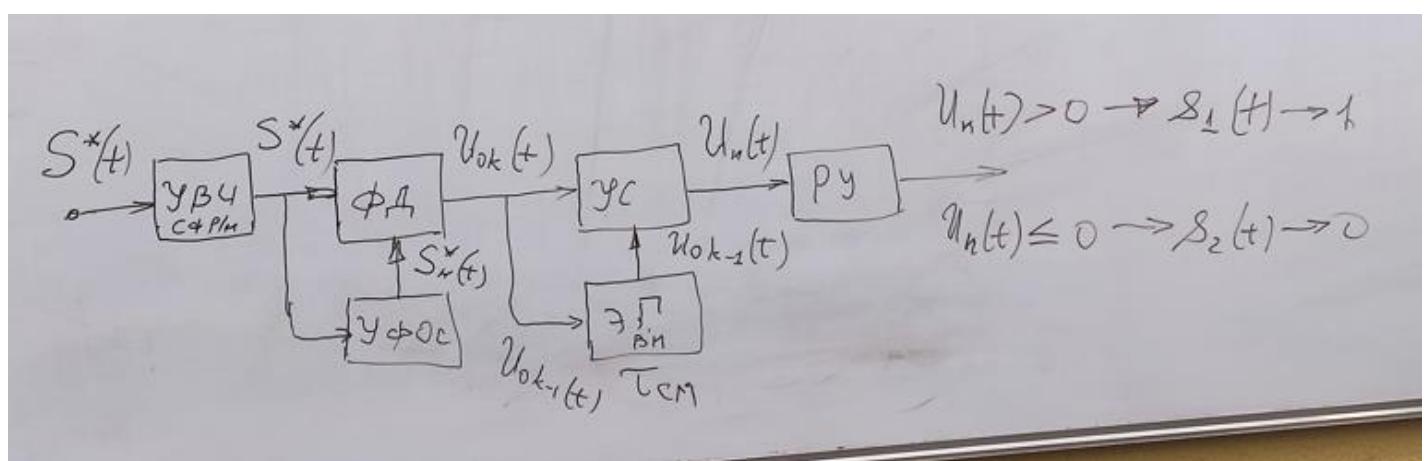
На вход сумматора по модулю два поступает цифровой сигнал и предшествующий из ячейки памяти. Перекодированный сигнал поступает на вход ФМ и модулируется с несущим сигналом. На выходе получится сигнал с ОФМ.

Идея проще, но за нее тоже придется платить - схемами демодулятора.

Схем демодулятора может быть две:

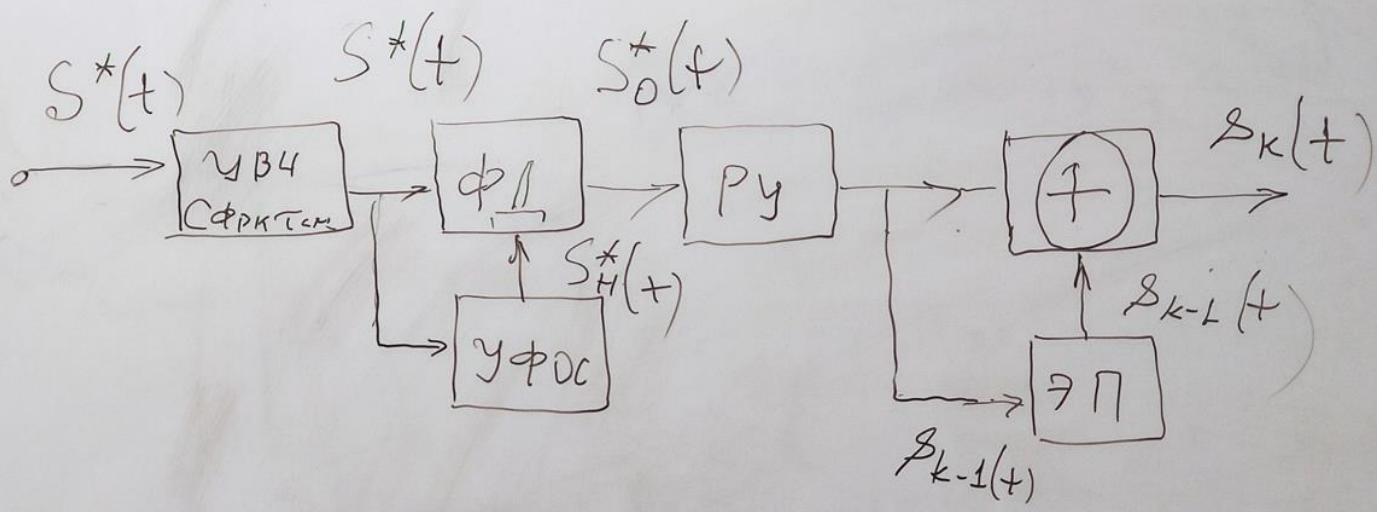
Без перекодирования.

Процесс демодуляции осуществляется на уровне формирования выходного символа и решение принимается решающим устройством после сравнения огибающих предшествующего и текущего импульсов.



С перекодированием.

Решение принимается по закодированному импульсу, а окончательное решение принимается после перекодирования.

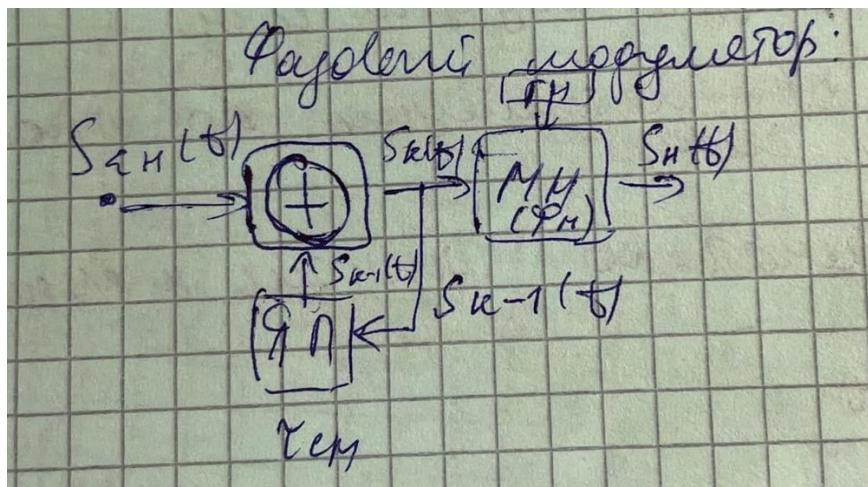


Модем с ОФМ является наиболее высокопомехоустойчивым. Но платой за помехоустойчивость является существенное расширение полосы частот.

49. Назначение и алгоритм дополнительного кодирования символов в модеме с ОФМн. От чего зависит вероятность ошибочной передачи символа при использовании модема с ОФМн

Проблема в элементе ЯП. Нужно запомнить на время $\tau_{\text{чмв}}$ (коротенькое). Нужны сверхвысокие частоты. На сверхвысоких частотах требуется чрезмерно высокая добротность объемного резонатора (в ячейке памяти, которая является резонансным контуром, резонансная часть которого равна резонансной частоте запоминания радиоимпульса) -> реализация модулятора очень сложна – этот процесс называется процессом предварительного перекодирования сигналов, то есть фазовую манипуляцию осуществляют на цифровом уровне

Модулятор теперь будет таким:

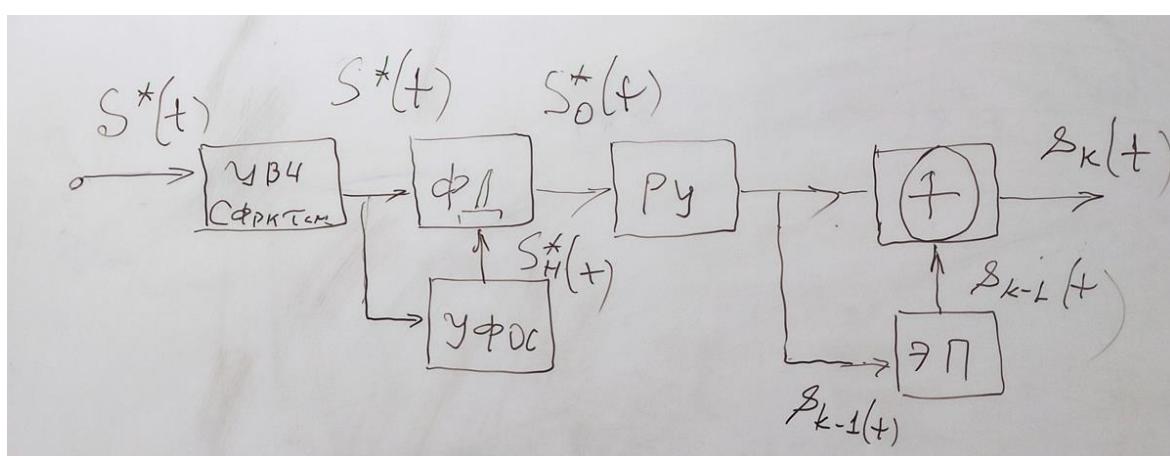


На вход сумматора по модулю два поступает цифровой сигнал и предшествующий из ячейки памяти. Перекодированный сигнал поступает на вход ФМ и модулируется с несущим сигналом. На выходе получится сигнал с ОФМ.

Идея проще, но за нее тоже придется платить - схемами демодулятора.

Схема демодулятора с перекодированием.

Решение принимается по закодированному импульсу, а окончательное решение принимается после перекодирования.



УВЧ - согласованный фильтр с радиоимпульсом. Ставим фазовый дискриминатор (работает по стандарту абсолютной ФМн, меняется фаза по отношению к фазе несущего сигнала, одноканальный). Далее устройство формирования образцового сигнала (УФОС).

РУ – решающее устройство. После РУ стоит схема перекодирования. Элемент памяти на видеоимпульс (или нагибающую радиоимпульса) – ЭП.

Есть еще корреляционный вариант демодулятора. Используется редко на низких частотах.

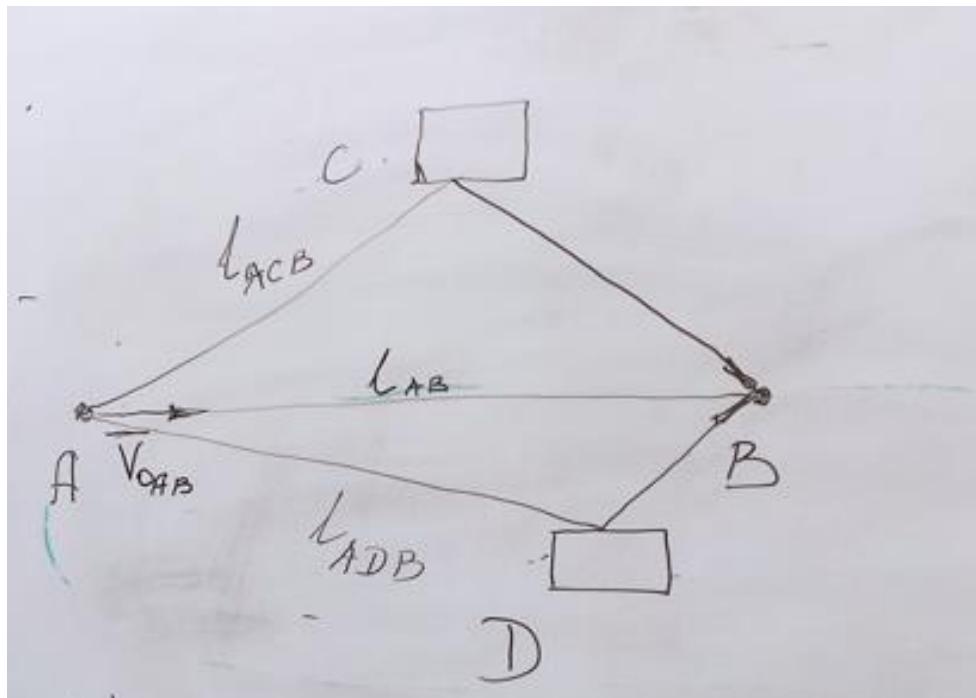
Фаза и здесь может прыгнуть на Пи радиан, но если у абсолютной ФМн после скачка фазы на Пи радиан, под воздействием помех, мы получали хвост в виде негатива, то здесь мы получаем ошибку либо в одном, либо в двух символах, в зависимости от того когда произошел скачок фазы (когда произошла ошибка фазы), если ошибка в фазе возникла во время (в промежутке) существования символа, то будет 1 ошибка, а если скачок произошел на стыке, то получим 2 ошибки. Вместо хвоста негатива, мы получаем либо одну, либо две ошибки с вероятностью скачка фазы. Вероятность скачка фазы относительно невелика, потому что научились хорошо строить.

Нельзя говорить что абсолютная ФМн неприменима, иногда применима, но она более чувствительна чем ОФМн и при той же вероятности скачка фазы приводит к намного более плохим последствиям.

Модем с ОФМ высокопомехоустойчив, но платой является расширение полосы частот.

50. Виды и причины изменения характеристик сигналов, передающих символы при их многолучевом распространении.

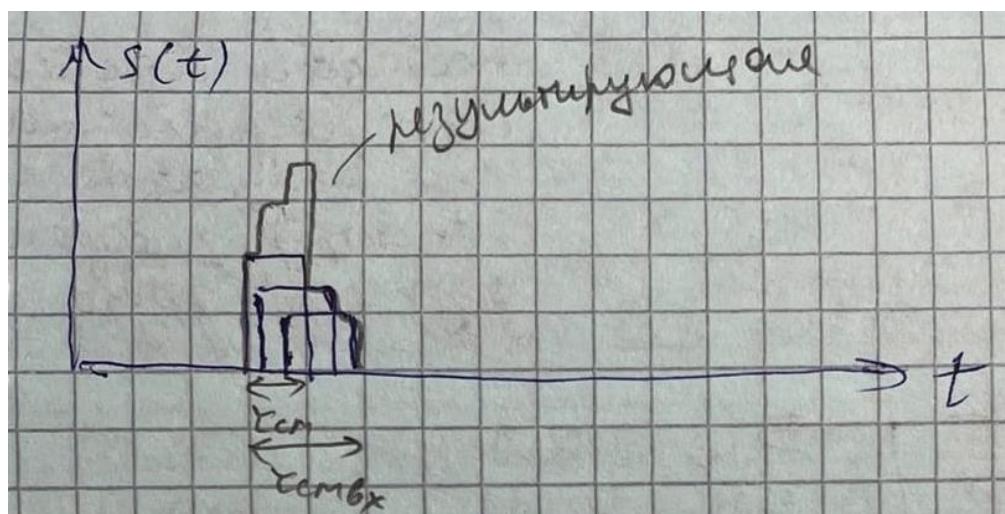
В результате многолучевого распространения сигнала энергия сигнала **распределяется** на входе приемной части системы **на более длительном интервале времени** и в пределах более широкой полосы частот. Частоты и фазы отличаются вследствие различного влияния эффекта Доплера. Плюс к этому фаза еще отличается за счет задержек. Все эти изменения случайны, и в этом состоит проблема передачи информации при многолучевом распространении. Эта приводит к тому, что расширяется импульс символа, а он передается в кодовом слове -> он попадает в пределы, которые принадлежат другим импульсам.



$\tau_{ACB} > \tau_{ADB} > \tau_{AB}$. Приходят с разными опозданиями. На входе антенны приемной мы будем иметь три копии одного и того же сигнала содержащие одни и те же сведения для потребителя.

$$\varphi_{ACB} > \varphi_{ADB} > \varphi_{AB}$$

Но, поскольку фазы разные, то суммирование будет не прямым, Эти сигналы будут объединяться векторно (с учетом их уровней и сдвига по фазе). В каком-то моменте может оказаться что эта векторная сумма будет нулевой. Это явление называется явлением замирания.



Результирующий сигнал – сумма копий сигналов с разными временными задержками и с разными изменениями, возникающими в результате воздействия эффекта Доплера.

В точке приема будет радиоимпульс с разными временными сдвигами, а энергия будет распределяться в большем диапазоне частот и в других временных границах (Энергия сигнала была сосредоточена в пределах $\tau_{\text{имп}}$. Длительность символа расширяется за счет запаздывания, поэтому энергия сигнала распределилась на более широком интервале). Возникает межсимвольная интерференция (когда энергия одного символа накладывается на энергию другого). А если так, то создают друг другу дополнительные мешающие воздействия и тем самым увеличивают вероятность ошибочного приема символа

Аналогично в частотной области. Часть энергии одного импульса попадет в полосу пропускания другого импульса.

Решением данной данной проблемы может стать увеличение мощности или разнесенный прием - решение о форме исходного сигнала принимается на основе анализа многочисленных независимых копий искаженного помехами сигнала. Если копии сигнала будут статистически независимыми, то и искажения тоже будут независимыми. Вероятность искажения всех копий крайне мала, вероятность принятия правильного решения будет возрастать

51. Принцип построения модема для СПД с многолучевостью

Общая идея построения модема заключается в том, что энергию всех копий сигналов, поступающих на вход приемной антенны, надо объединить и разместить в пределах общих временных границ и в пределах общей полосы частот, т.е. устраниТЬ различие между копиями каналов.

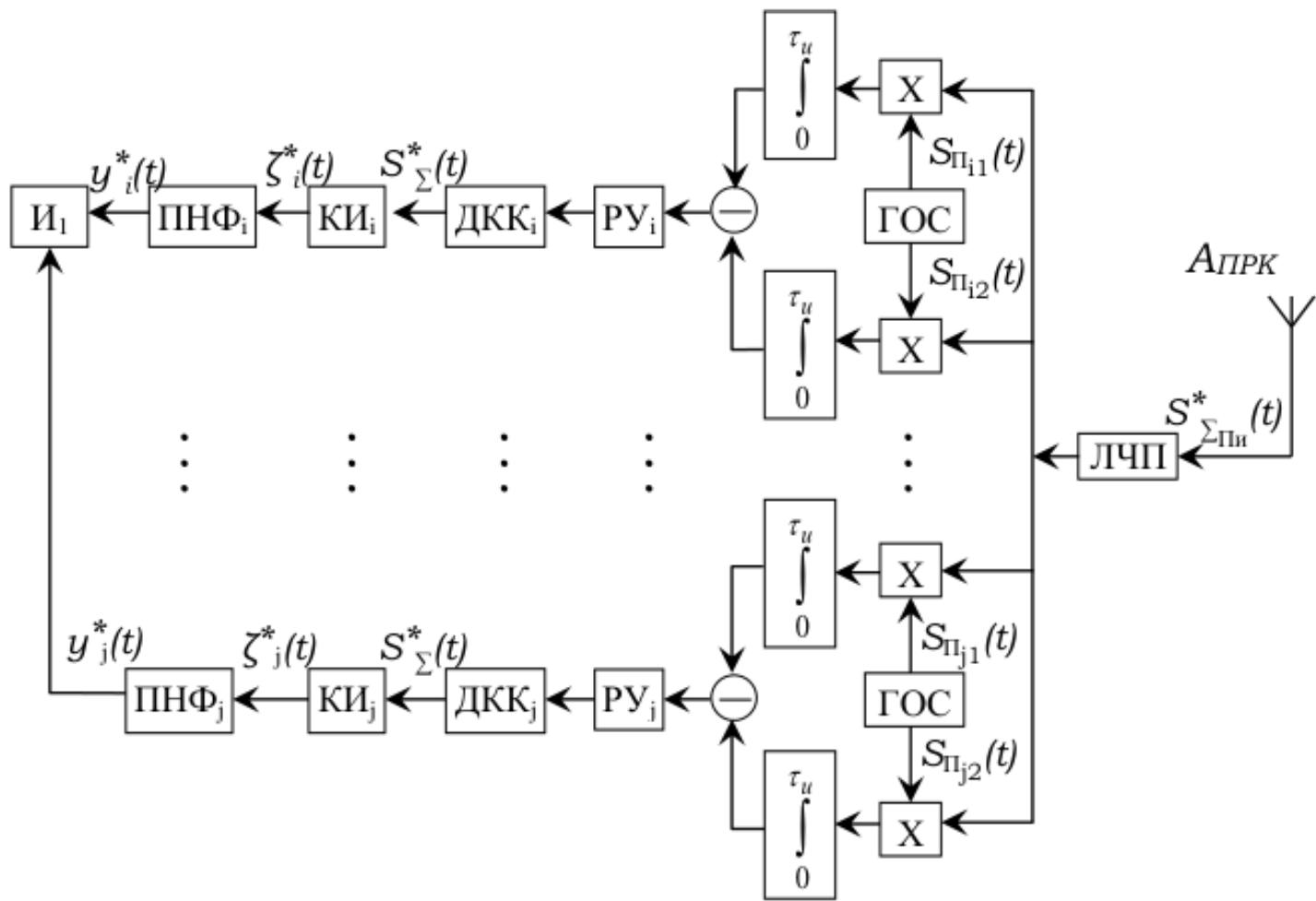
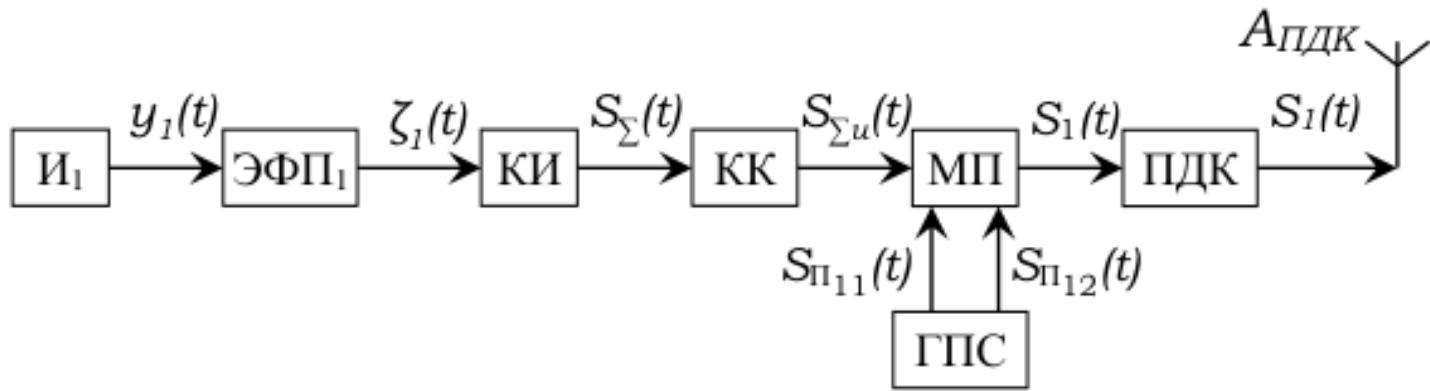
- a) Один из методов - использование широкополосных сигналов. Т.к. сигнал широкополосный, можно использовать согласованные фильтры. В результате свертки широкополосного сигнала с помощью согласованного фильтра пики концентрации энергии оказываются смещенными друг относительно друга. А во временной области энергий копии каналов разделяются, значит эту разделенную энергию можно просуммировать в пределах временных границ, которые удобны с точки зрения работы системы.
- б) Универсальный способ объединения энергий копий сигналов в пределах общих временных границ - способ разнесенного приема. Общей идеей является прогнозируемое время расположения энергии сигнала в точке приема разделяется на подинтервалы и осуществляется прием сигналов в этих подинтервалах. Прием в этих интервалах называют ветвями. Результаты приема в этих подинтервалах объединяют, в каждом из подинтервалов в силу эффекта Доплера получаются сигналы разных частот.

В устройстве объединения с помощью устройства фазовой автоподстройки частоты сигналы приводят к одной частоте и фазе. Это додетекторное объединение (объединение до демодулятора). Последетекторные объединения появляются, когда решения по символам принимаются в каждой ветви раздельно, получится множество различных решений.

52. Принцип построения многоканальных СПД с радиодоступом

Вариант системы на рисунке используется в случае, если источники и потребители локализованы.

Сущность радио доступа состоит в том, что каналы работают не зависимо друг от друга.



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 изображено для двух абонентов i -го и j -го, а таких множество.

При организации радио доступа уплотнение каналов происходит в электромагнитном поле свободного пространства – формируется групповой сигнал на входе приёмной антенны.

Но все 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.

53. Распространение информации в ЭМ поле

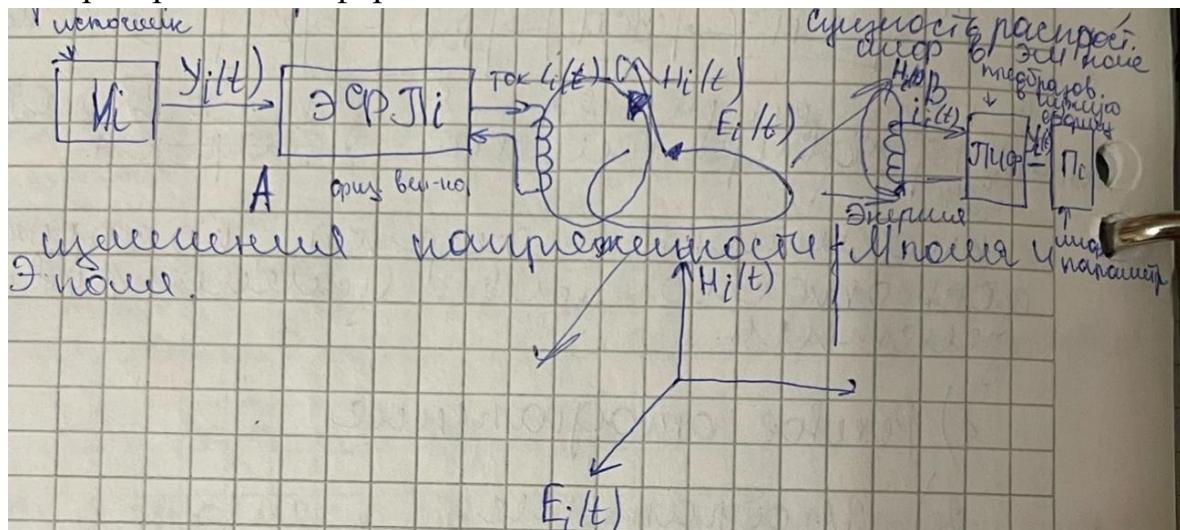
Среды передачи информации:

- 1) Э/м поле;
- 2) Акустическое поле;
- 3) Жидкостная среда;
- 4) Атмосферная среда;
- 5) Гравитационное поле;
- 6) Биополе;

Информационный параметр – это физический параметр (давление, температура, речь), который надо определить с помощью э/м поля. Используем расширенную теорию индукции Максвелла.

Для передачи информации нужно:

- 1) Распространение информации в э/м поле



И – источник;

ЭФП – электрофизический преобразователь;

ПНФ – преобразователь в нужную форму;

П – потребитель;

Распространение информации осуществляется в разных направлениях, если нет препятствий.

Роспись от первой группы:

Передача информации

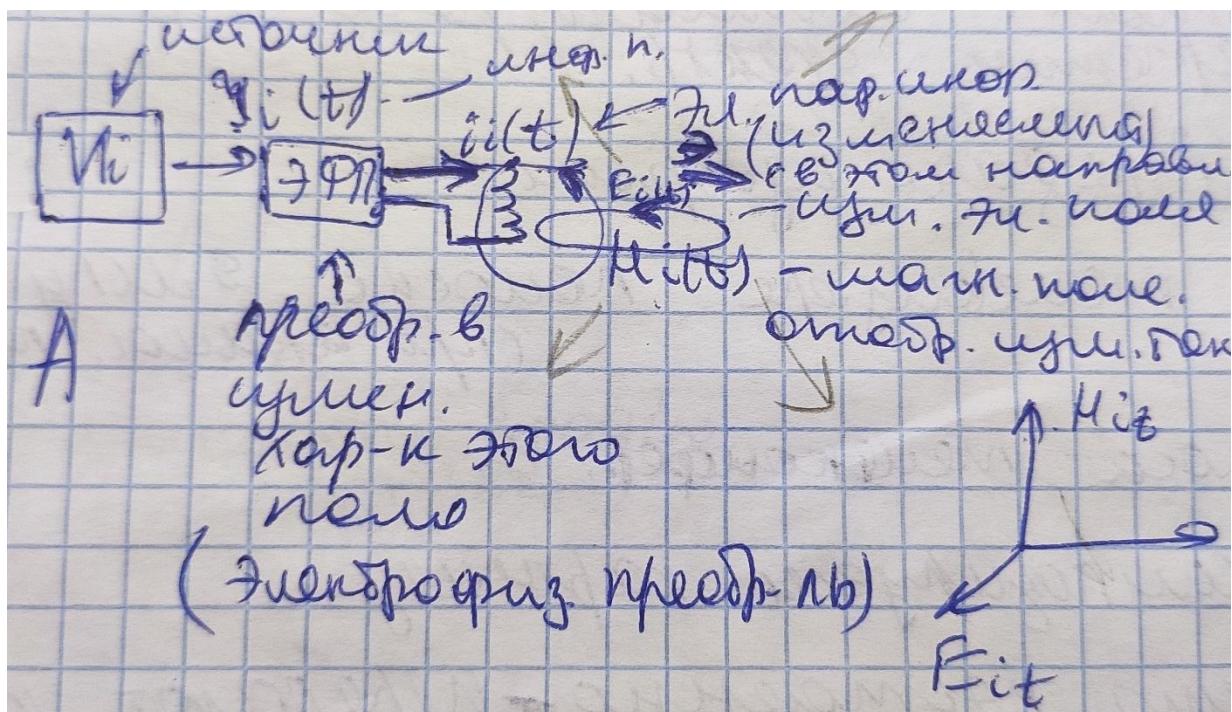
Имеется ввиду на расстояние, из пункта А в пункт В. Для передачи нужна среда. Среды в основном следующие: ЭМП, акустическое поле, гравитационное поле, биополе (это гипотеза, которая держится экспериментальных данных, например, 2 брата передавали друг другу информацию мысленно). Принципы построения систем передачи информации в этих средах очень близки.

Информационный параметр – это физический параметр. Для передачи информации нужно отобразить параметр из ЭМП. Для этого используем расширенную теорию электромагнитной индукции, основателем которой был Фарадей, а довел ее до ума Максвелл.

Речь идет о том, что индуцируются электромагнитные волны, которые позволяют осуществить первую часть передачи информации.

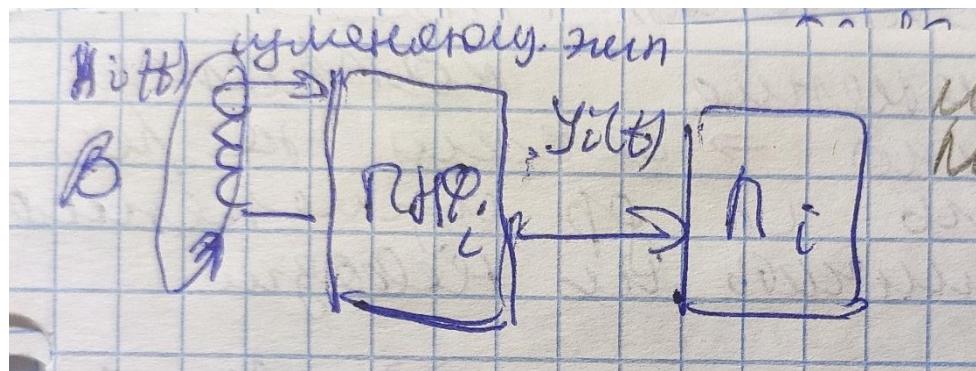
Передача информации состоит из двух частей:

- Распространение информации в ЭМП
- Селекция информации



У нас есть источник, на выходе имеется информационный параметр, далее ставим электрофизический преобразователь и таким образом преобразуем изменение информационного параметра в изменение характеристик ЭМП. На выходе есть ток, переменный информационный параметр, т.к. изменяется в зависимости от аргумента, в простейшем случае – времени, который нужно отразить для передатчика во временные координаты, а потом преобразуем ток, который отображает изменение информационного параметра. Этот ток преобразуется в магнитное поле. А изменение магнитного поля порождает изменение электрического. И эти изменения распространяются. Изменения вызывают изменения напряженности электрических и магнитных полей. По стрелке распространяется энергия. А с ней распространяется информация.

Таким образом распространение энергии – изменение напряжённости ЭМП. А изменения напряженности ЭМП отображают через ток, который образуется в электрофизическом преобразователи, отображает информационный параметр. Если нет препятствий, то распространение осуществляется в разных направлениях. А дальше в ЭМП.



Ток индуцируется и поступает на вход преобразователя в нужную форму, это может быть тот же информационный параметр.

Схема, не работающая фактически, а формально работающая. Для того, чтобы работала, нужно, чтобы изменялся во времени ток на выходе ЭФП, а информационный параметр чтобы изменялся либо в зависимости от какого-то внешнего воздействия, либо изменялся во времени. Если изменяется, то будет изменяться ток, будет изменяться напряженность, и будет распространение информации, а в точки В будет осуществляться селекция из ЭМП.

Почему схема примитивная и неработающая – потому что кроме источника, который генерирует сведения потребителю, в ЭМП полно других источников. Это мешающие воздействия.

54. Селекция информации электромагнитного поля

1) Селекция информации (из э/м поля)

Мешающие воздействия:

I класс - мешающие воздействия э/м совместимости. Э/м воздействия порождаемые другими системами.

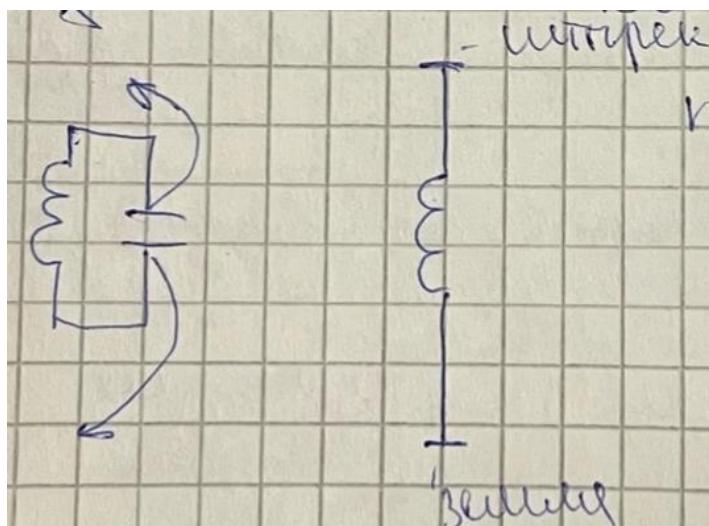
II класс – производственные помехи – генераторы, электродвигатели и т.д.

III класс – атмосферные помехи (атмосферное электричество)

IV класс – космическое воздействие (солнечное излучение, излучение Луны и т.д.)

Из – за этих воздействий прибегаем к дополнительным способам селекции:

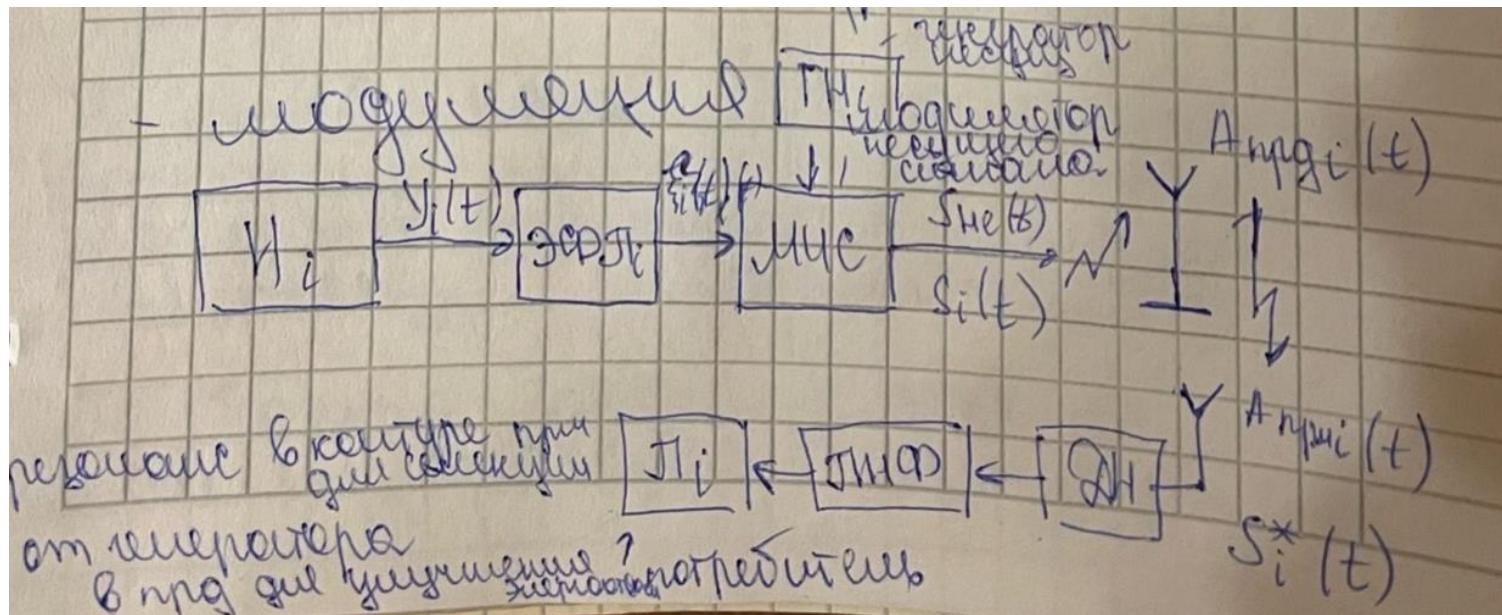
2.1) **Сформировать отличия** – такие, чтобы элемент, который будет селектировать чувствует эти отличия (в соответствии с формой сигнала). Элементом селекции выбирают резонансный контур, а сигнал должен быть гармоническим.



(Примечание к рисунку: тут он за резонансный контур принимает простейшую антенну, тут еще дед просит вспомнить какой контур используется на половине волны, какой на четверти, вроде как резонансный параллельный на половине, на четверти - последовательный).

Сочетание резонанса с гармоническими изменениями э/м поля приводит к изменению информации.

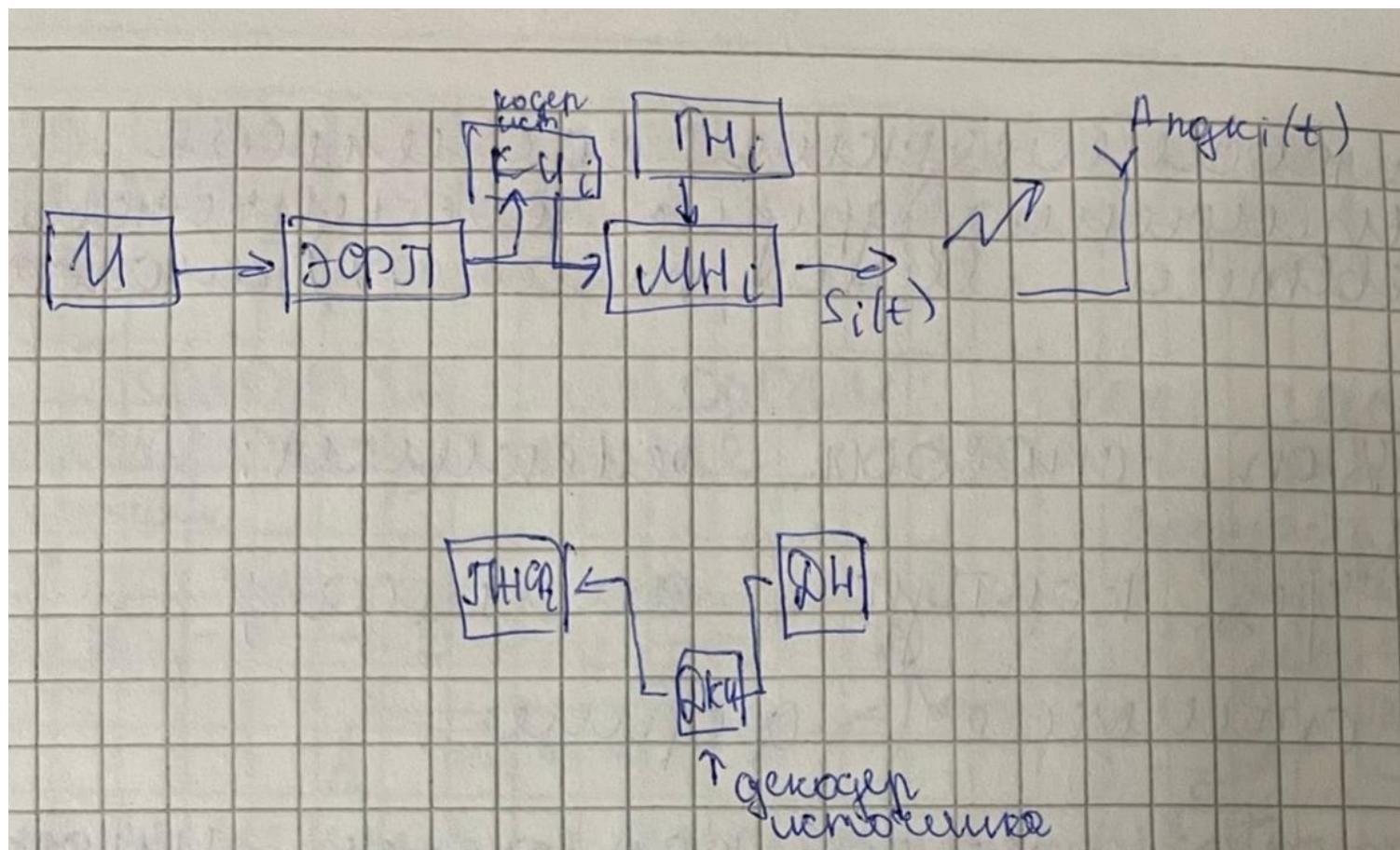
2.2) Процесс модуляции



МН – модулятор несущей, ГН – генератор несущей.

ДН – демодулятор несущей.

На картинке выше форма первичного сигнала такая же как и информационный параметр.



Роспись от первой группы:

Первый класс мешающих воздействий – мешающие воздействия электромагнитной совместимости. Из-за нее происходит дележ полоски. Это изменение напряженности ЭМП, порождаемое другими радиоэлектронными системами. Т.е. из-за того, что источников много. Существуют пути решения, но, если кто-то захочет работать на несогласованной полосе, он будет мешать другому.

Второй класс мешающих воздействий – производственные помехи. Например, генераторы, электродвигатели, трамваи, электромобили, припроизводственная сварка.

Третий класс мешающих воздействий – мешающие воздействия естественного происхождения. Например, ионосфера, стратосфера, огромный массив заряженных частиц

Четвертый класс мешающих воздействий – космическое мешающее воздействия. Например, излучения солнца, приближение луны, галактика создает помехи.

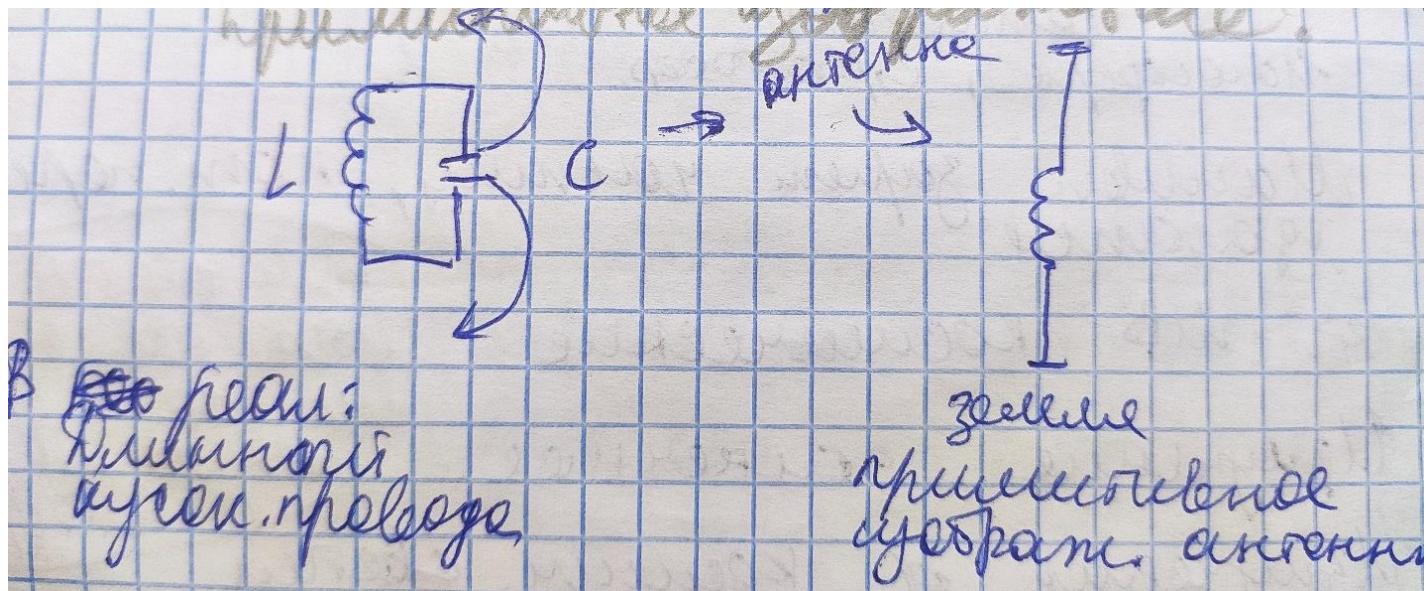
Все эти воздействия, если нарисовать графики, т.е. зависимости изменения напряженности ЭМП во времени, то они ничем существенно не будут отличаться от информационного параметра. В этом и заключается причина неработоспособности схемы выше. Выделить изменения напряженности невозможно, потому что в сигнале содержатся помехи, поэтому прибегаем к дополнительным способам селекции.

Дополнительные способы селекции

Чтобы фильтровать нужно, чтобы было отличие того, что фильтруется от того, что отфильтровывается.

Первоначальный фильтр – антенна. А с точки зрения цепей, антенна – это резонансный контур. Для того, чтобы отфильтровать, нужно чтобы были различия между теми изменениями напряженности ЭМП в которых содержится информация и теми изменениями, которые содержатся вокруг (мешающие воздействия). Т.е. первым делом должны сформировать отличия. Отличия должны быть такими, чтобы тот элемент, который будет фильтровать, выделять, селектировать изменения напряженности ЭМП, содержащие информацию, чувствовал эти отличия. Какие отличия – отличия в соответствии с формой сигнала, в соответствии с формой изменения напряженности ЭМП. Они почти примитивные. Заключаются в том, что используется гармонический сигнал, который перетаскивает информацию. Гармонический сигнал потому, что элементом селекции является резонансный контур.

Для того, чтобы реально осуществить передачу информации, нужны 2 вещи. Нужно, чтобы изменения, содержащие информацию, $Hi(t)$, были гармоническими или синусоидальными. Это первое. Второе – чтобы катушка на схеме представляла собой резонансный контур.

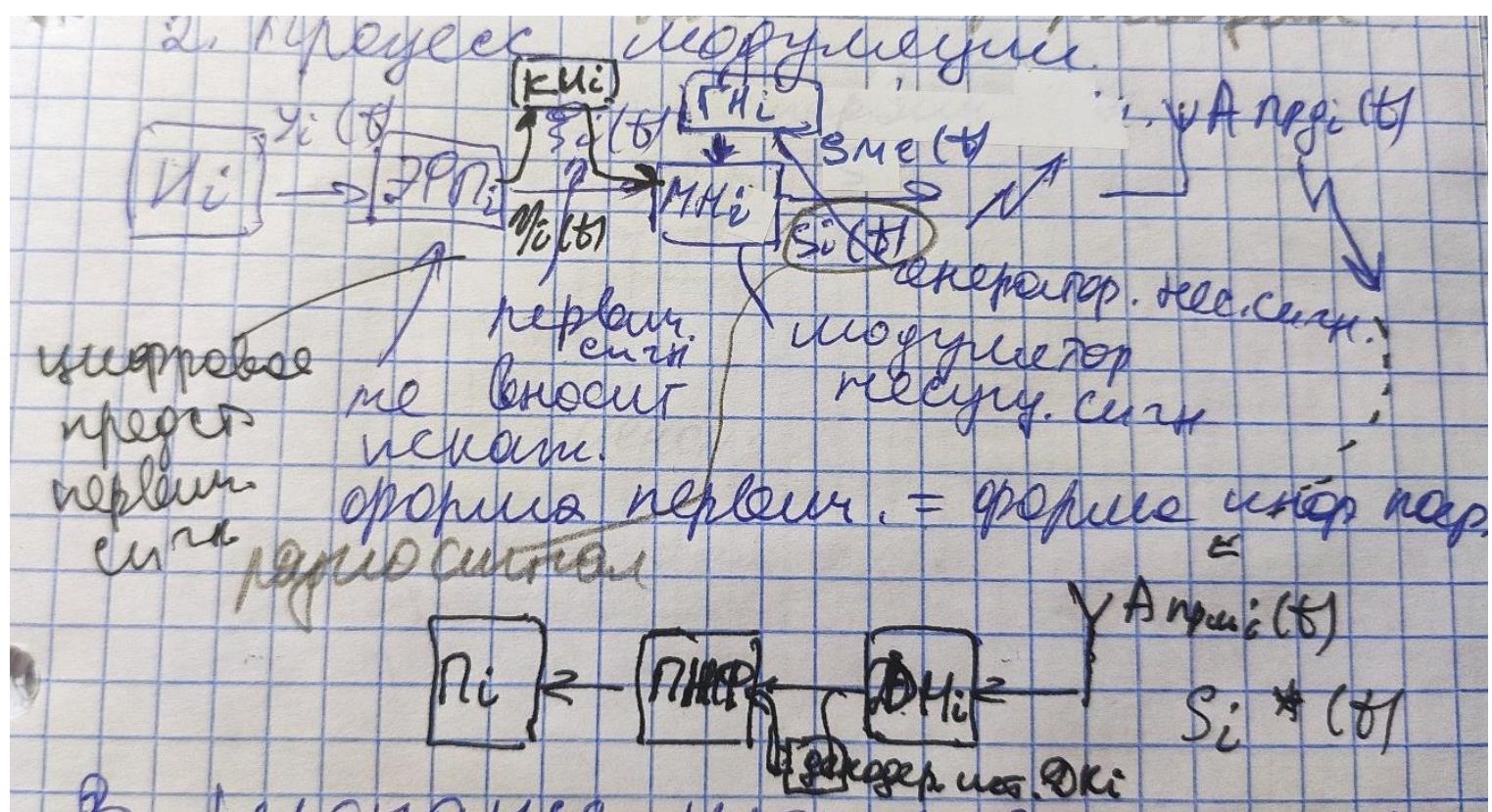


Пластинка внизу – земля, наверху – штырек. Это примитивное изображение антенны. А реальное – кусок провода – длинная линия. Емкости и индуктивности распределены, но резонансные свойства сохраняются. При определенной длине отрезка длинной линии сохраняются резонансные свойства. Длина должна быть четверть волновой, $1/4\lambda$, и полуволновой, $1/2\lambda$.

Сочетание резонансного контура с гармоническим изменением напряженности ЭМП позволяет приблизиться к реализуемой системе передачи информации.

Как в гармоническом сигнале содержится информация? Сам по себе он информацию не содержит, чтобы была информация, нужно осуществить процесс модуляции.

Модуляция



То, что получается на выходе электрофизического преобразователя, будем называть первичным сигналом.

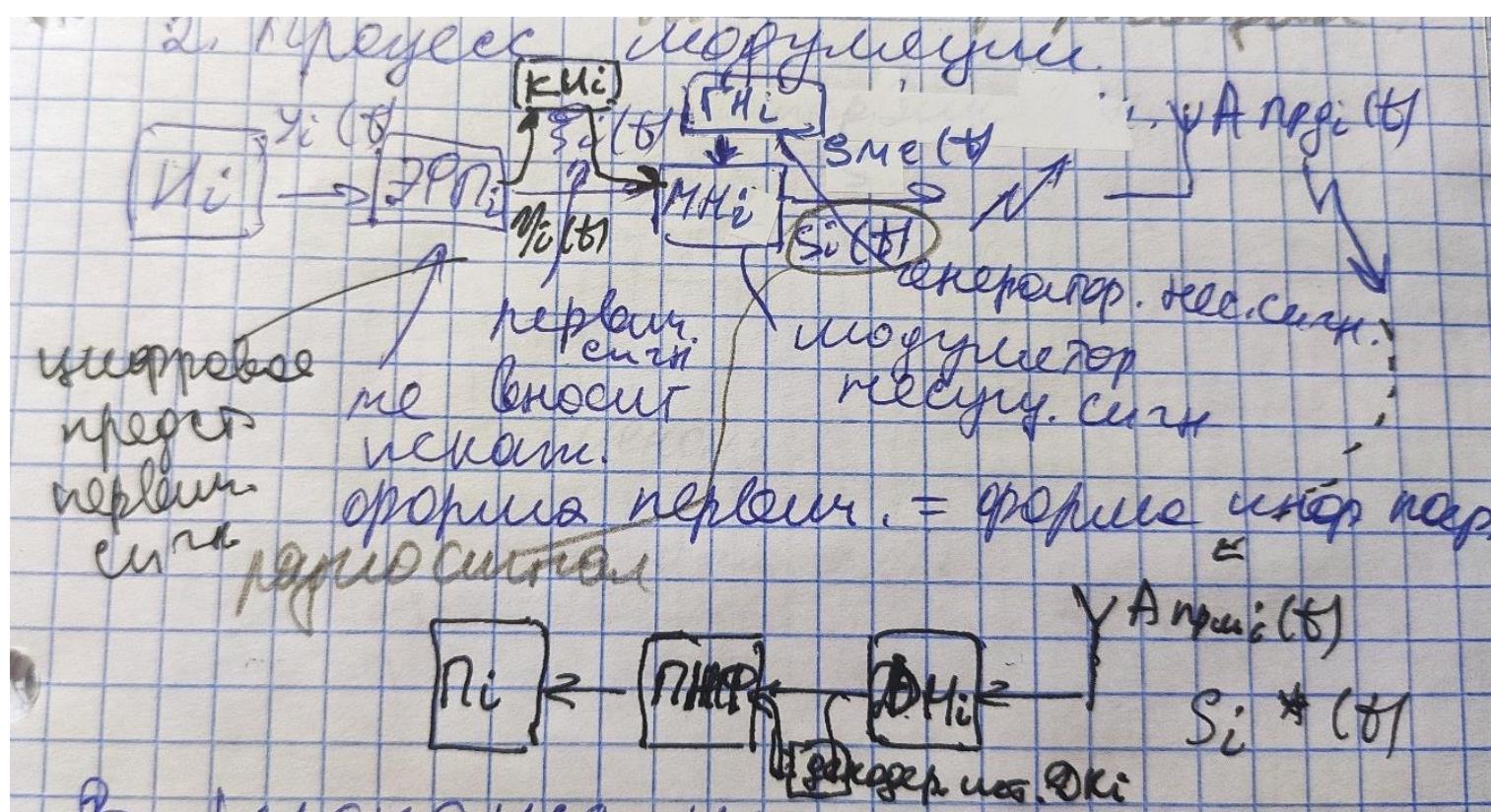
Будем считать, что ЭФП не вносит искажений. Это означает, что форма первичного сигнала совпадает с информационным параметром. Информация сохраняется. На выходе получаем модулированный или радиосигнал.

В точке приема стоит антенна приемника, за ней демодулятор несущего сигнала, преобразователь в нужную форму и потребитель.

Антенна передатчика такая же, как и у приемника. Почему? Резонансный контур в приемнике нужен для селекции, для отделения сигнала, содержащего информацию от мешающих воздействий. А в передатчике для улучшения энергоотдачи в резонансе.

Для помехоустойчивости лучше подходит фазовая модуляция. Что является фазой – ширина спектра, а, следовательно, полоса пропускания.

Информационный параметр – аналоговая функция. Непрерывный случайная функция времени, передавать которую нет большого смысла. Надо поставить кодер источника.



Ставим кодер источника (черный). На входе у него первичный сигнал. На выходе – цифровое представление первичного сигнала.

А в приемнике ставим декодер источника.