

# 1. Основы теории информации. Непрерывный источник (НИ) информации. Энтропия НИ. Условная энтропия НИ.

## Основы теории информации.

Теория информации - математическая дисциплина. Предмет изучения – характеристики и передача информации. В теории информации (ТИ) рассматриваются понятия: объем данных, скорость передачи, пропускная способность канала, источник информации, энтропия источника, эффективное и помехоустойчивое кодирование.

ТИ, созданная математиком Клодом Элвудом Шенноном в 1948 г, первоначально применялась в области связи. Сейчас она применяется и в других областях, например, в вычислительной технике. На рисунке 4.1 показана упрощенная структурная схема системы передачи и приема информации.

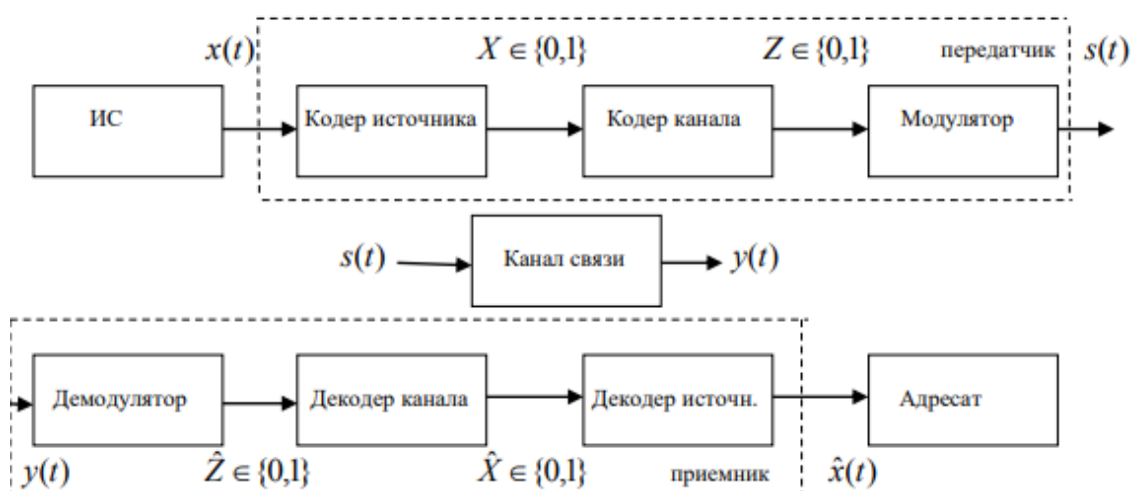
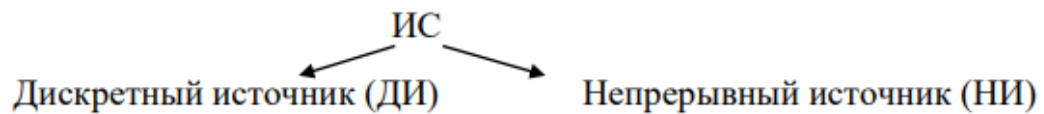


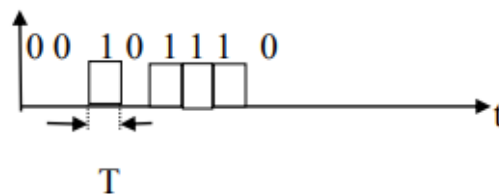
Рисунок 4.1. Обобщенная структурная схема системы передачи и приема сообщений.

1) ИС – источник сообщений. На его выходе – аналоговый  $x(t)$  или цифровой сигнал  $x_i, i = 1, 2, 3, \dots$ .



На выходе ДИ информации – дискретные случайные последовательности сообщений (символов), на выходе НИ – непрерывный случайный процесс.

2) Кодер источника – устройство, преобразующее передаваемое сообщение в последовательность двоичных символов  $X \in \{0, 1\}$ . Например, 00101110..... – кодовое слово длины  $k$  ( $k$  – количество символов «0» и «1» в кодовом слове).



Символы «0» и «1» называются **битом**.  $T$  – длительность одного бита. Тогда говорят, что двоичные символы следуют со скоростью

$$R = \frac{1}{T} \text{ (бит/с)}$$

Кодер источника осуществляет сжатие данных с помощью **эффективного кодирования**. Цель – избавиться от избыточности, которой обладают реальные источники информации, для эффективного использования канала связи при передаче сообщений.

3) Кодер канала – устройство, преобразующее кодовые слова с выхода кодера источника в **помехоустойчивые (корректирующие) коды**  $Z$ , которые позволяют обнаруживать и исправлять ошибки в приемнике.

4) Модулятор преобразует последовательность  $Z \in \{0,1\}$  в передаваемый по каналу сигнал, соответствующий передаваемому сообщению. Некоторые виды цифровой модуляции рассмотрены в главе 3.

5) Канал связи – техническое устройство или физическая среда распространения сигналов. Например, провода, коаксиальный кабель, волоконно - оптический кабель (ВОК), радиоканал. В канале происходит искажение сигнала из-за помех и шумов. Модели каналов рассмотрены в главе 1.

6) Демодулятор преобразует искаженный каналом сигнал в последовательность двоичных символов, т.е. оценивает помехоустойчивый код  $\hat{Z}$ . Алгоритмы демодуляции (алгоритмы различения сигналов) рассмотрены в главе 2.

7) Декодер канала восстанавливает первоначальную последовательность по полученному помехоустойчивому коду, т.е. оценивает эффективный код  $\hat{X}$ .

8) Декодер источника – устройство, преобразующее последовательность двоичных символов  $\hat{X} \in \{0,1\}$  в сообщение  $\hat{x}(t)$  ( $\hat{x}_i, i = 1, 2, 3, \dots$ ).

9) Адресат – лицо или устройство, которому предназначено переданное сообщение.

### *Непрерывный источник (НИ).*

Непрерывный (аналоговый) источник выдает непрерывный сигнал  $x(t)$ , который является некоторой реализацией случайного процесса  $\zeta(t)$ .

### Теорема отсчетов для детерминированных функций.

**Если спектр функции  $x(t)$  заключен в интервале частот  $-F_a < f < F_a$ , то она может быть представлена в виде:**

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{k}{2F_a}\right) \frac{\sin(\pi(2F_a t - k))}{\pi(2F_a t - k)} \quad (4.19)$$

Здесь  $x\left(\frac{k}{2F_a}\right) = x_k$  - отсчеты функции  $x(t)$ , взятые через интервал времени  $\Delta t = \frac{1}{2F_a}$ ,  $F_a$  - верхняя частота спектра.

### **Обобщение теоремы отсчетов.**

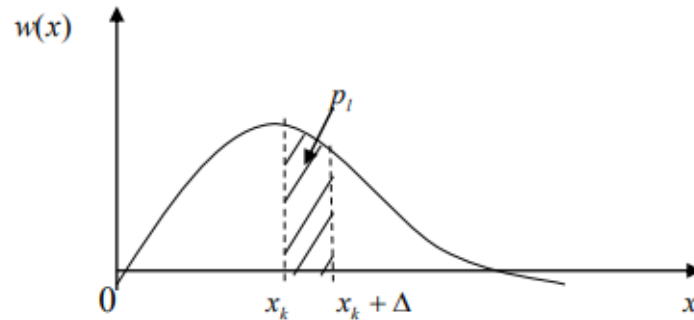
Теорема отсчетов применима

- 1) если отсчеты взяты через интервал времени  $\Delta t \leq \frac{1}{2F_a}$ , т.е. частота дискретизации  $f_d \geq 2F_a$ ,
- 2) к непрерывным случайным стационарным процессам с ограниченной по частоте спектральной плотностью мощности (СПМ)  $G_x(\omega)$ .

### Мера информации непрерывного источника.

Н.И в последовательные моменты времени  $t_k, k=1,2,\dots,n$  вырабатывает сообщения  $x_k$ . Случайный вектор  $(x_1,\dots,x_n)$  характеризуется многомерной функцией плотности распределения вероятности  $w_n(x_1,\dots,x_n,t_1,\dots,t_n)$ . Если величины  $x_k$  независимы и процесс на выходе Н.И стационарный, то источник описывается одномерной ФПВ  $w(x)$ . Марковский Н.И характеризуется следующей ФПВ :  $w(x_k, x_{k-1}) = w(x_{k-1})w(x_k / x_{k-1})$ . Формулы для энтропии непрерывного источника получаются путем обобщения формул для энтропии Д.И.

Пусть Н.И вырабатывает сообщение  $x(t)$ . Переходя от непрерывно процесса к дискретному путем процедур дискретизации и квантования, получим:  $\tilde{x}_k = l\Delta$ , где  $l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ,  $\Delta$  - шаг квантования,  $\tilde{x}_k$  - квантованный отсчет, появляющийся с вероятностью  $p_l = P\{\tilde{x}_k = l\Delta\}$ . Предположим, что источник описывается одномерной ФПВ. Тогда  $p_l \cong w(\tilde{x}_k)\Delta$ .



Тогда на основе формулы для энтропии ДИ получим:

$$H(x, \Delta) = -\sum_l p_l \log_2(p_l) = -\sum_l p_l \log_2(w(\tilde{x}_k)\Delta) = -\sum_l p_l \log_2(w(\tilde{x}_k)) - \sum_l p_l \log_2(\Delta) = \\ = -\sum_l w(\tilde{x}_k) \log_2(w(\tilde{x}_k))\Delta - \log_2(\Delta), \text{ т.к. } \sum_l p_l = 1. \text{ Переходя к пределу при } \Delta \rightarrow 0,$$

$$H(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} w(x) \log_2(x) dx - \lim_{\Delta \rightarrow 0} \log_2(\Delta).$$

Первое слагаемое – **дифференциальная энтропия**, второе – величина бесконечно большая (конечна она только при конечном интервале квантования  $\Delta$ ), она часто исключается из рассмотрения, т.к. при передаче сообщения по каналу связи важна дифференциальная энтропия

$$H_d(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} w(x) \log_2(x) dx \quad (4.33)$$

Пределы интегрирования определяются диапазоном изменения сообщения  $x(t)$ .



### Свойства дифференциальной энтропии.

1)  $-\infty < H_d(x) < \infty$ .

2)  $H_d(x) = H_{d\max}$ , если ФПВ источника гауссовская:  $w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}}$ , т.е. если  $x(t)$  - гауссовский стационарный случайный процесс.

$$H_{d\max} = \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_x^2) \quad (4.34)$$

3) Дифференциальная энтропия совместного наступления событий  $x_1, \dots, x_n$  определяется по формуле

$$H_d(x_1, \dots, x_n) = \sum_{k=1}^n H_d(x_k)$$

4) Если сообщения  $x_k, x_{k-1}$  зависимы, то вводится условная энтропия

$$H(x_k / x_{k-1}) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w(x_k, x_{k-1}) \log_2(w(x_k / x_{k-1})) dx_k dx_{k-1}. \quad (4.35)$$

Тогда совместная дифференциальная энтропия определяется по формуле

$$H_d(x_k, x_{k-1}) = H_d(x_{k-1}) + H(x_k / x_{k-1}) \quad (4.36)$$

## 2. Многоканальные системы связи. Системы с временным разделением каналов.

В ее лекциях этого нет, так что из других источников:

**Многоканальная связь**, система электросвязи, обеспечивающая одновременную и независимую передачу сообщений от нескольких отправителей к такому же числу получателей. М. с. применяется для передачи по кабельным, радиорелейным и спутниковым линиям связи телефонных и телеграфных сообщений, данных телеметрии и команд телеуправления, телевизионных и факсимильных изображений, информации для ЭВМ, в автоматических системах управления и т. д. Системы М. с. в сочетании с коммутационными системами являются важнейшими составными частями единой автоматизированной системы связи.

Основное достоинство систем М. с. с частотным уплотнением и однополосной модуляцией — экономное использование спектра частот; существенные недостатки — накопление помех, возникающих на промежуточных усилительных пунктах, и, как следствие, сравнительно невысокая помехоустойчивость.

Многоканальные системы- по общей линии передается большое число сигналов индивидуальных каналов. Этим обеспечивается повышение эффективности использования пропускной способности линии. Разумеется, многоканальная передача возможна в тех случаях, когда пропускная способность линии  $C$  не меньше суммарной производительности независимых источников информации:

$$C \geq \sum_{k=1}^N H'_k, \text{ где } H'_k$$

- производительность  $k$ -го источника, а  $N$  - число источников (каналов), называемое также кратностью системы.

Для унификации многоканальных систем связи за основной или стандартный канал принимают канал тональной частоты (канал ТЧ), обеспечивающий передачу сообщений с эффективно передаваемой полосой частот 300 ...3400 Гц, соответствующей основному спектру телефонного сигнала.

Многоканальные системы образуются путем объединения каналов ТЧ в группы, обычно кратные 12 каналам. В свою очередь, часто используют "вторичное уплотнение" каналов ТЧ телеграфными каналами и каналами передачи цифровой информации (каналами передачи данных).

На рис. 9.1 приведена структурная схема наиболее распространенных систем многоканальной связи. Реализация сообщений каждого источника  $a_1(t)$ ,  $a_2(t)$ , ...,  $a_N(t)$  с помощью индивидуальных передатчиков (модуляторов)  $M_1$ ,  $M_2$ , ...,  $M_N$  преобразуются в соответствующие канальные сигналы  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ , ...,  $s_N(t)$ . Совокупность канальных сигналов на выходе суммирующего устройства  $\Sigma$  образует групповой сигнал  $s(t)$ . Наконец, в групповом передатчике  $M$  сигнал  $s(t)$  преобразуется в линейный сигнал  $s_{\text{л}}(t)$  который и поступает в направляющую систему (линию связи ЛС). Допустим, что линия пропускает сигнал без искажений и не вносит шумов. Тогда на приемном конце линии связи линейный сигнал  $\hat{s}_{\text{л}}(t)$  с помощью группового приемника  $\Pi$  может быть вновь преобразован в групповой сигнал  $s(t)$ . Канальными или индивидуальными приемниками  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$ , ...,  $\Pi_N$  из группового сигнала  $s(t)$  выделяются соответствующие канальные сигналы  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ , ...,  $s_N(t)$  и затем преобразуются в предназначенные получателям сообщения  $\hat{a}_1(t)$ ,  $\hat{a}_2(t)$ , ...,  $\hat{a}_N(t)$ .

Канальные передатчики вместе с суммирующим устройством образуют аппаратуру объединения. Групповой передатчик  $M$ , линия связи ЛС и групповой приемник  $\Pi$  составляют групповой канал связи (тракт передачи), который вместе с аппаратурой объединения и индивидуальными приемниками составляет систему многоканальной связи.

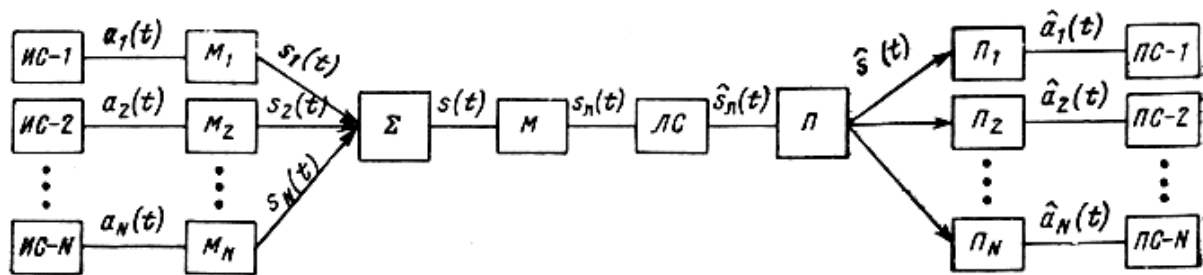


Рис. 9.1. Структурная схема **много**канальной системы связи

Индивидуальные приемники системы многоканальной связи  $\Pi_k$  наряду с выполнением обычной операции преобразования сигналов  $s_k(t)$  в соответствующие сообщения  $a_k(t)$  должны обеспечить выделение сигналов  $s_k(t)$  из группового сигнала  $s(t)$ . Иначе говоря, в составе технических устройств на передающей стороне многоканальной системы должна быть предусмотрена аппаратура объединения, а на приемной стороне - аппаратура разделения.

В общем случае групповой сигнал может формироваться не только простейшим суммированием канальных сигналов, но также и определенной логической обработкой, в результате которой каждый элемент группового сигнала несет информацию о сообщениях источников. Это так называемые системы с комбинационным разделением, которые будут рассмотрены в § 9.5.

Перейдем теперь к вопросу об общих свойствах сигналов, пригодных для одновременной и независимой передачи в системах многоканальной связи. Чтобы разделяющие устройства были в состоянии различать сигналы отдельных каналов, должны существовать определенные признаки, присущие только данному сигналу. Такими признаками в общем случае могут быть параметры переносчика, например амплитуда, частота или фаза в случае непрерывной модуляции синусоидального переносчика. При дискретных видах модуляции различающим признаком может служить и форма сигналов. Соответственно различаются и способы разделения сигналов: частотный, временной, фазовый и др.

Пусть, например, необходимо организовать одновременную работу  $N$  индивидуальных каналов по общему групповому каналу. Будем считать, что групповой канал пригоден для передачи сигналов любого  $k$ -го канала  $s_k(t)$ . Предположим, что сигнал  $k$ -го канала

$$s_k(t) = C_k \psi_k(t), \quad (9.1)$$

где  $\psi_k$  - функция переносчика;  $C_k$  - некоторый коэффициент, отображающий передаваемое сообщение (при непрерывных сообщениях он означает мгновенное значение функции сообщения; при дискретной передаче это некоторое число, соответствующее передаваемому символу).



Для суммы всех канальных сигналов (группового сигнала)

$$s(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t) = \sum_{k=1}^N C_k \psi_k(t) . \quad (9.2)$$

Групповой сигнал затем преобразуют в линейный  $s_l(t)$ , который и передается в линию связи. На приемном конце линейный сигнал  $s_l(t)$  вновь преобразуется в групповой, т. е. преобразуется к виду  $s(t)$ , удобному для выполнения операции разделения сигналов.

Для разделения  $N$  канальных сигналов на приемной стороне группового канала необходимо иметь  $N$  разделяющих устройств, причем каждое  $k$ -е разделяющее устройство должно выполнять операцию выделения  $k$ -го сигнала. Действие приемного устройства, в результате которого происходит выделение сигналов определенного  $k$ -го канала, будем для краткости условно обозначать оператором разделения  $\pi_k$ . Приемное устройство, описываемое этим оператором, только тогда полностью выделит сигнал  $s_k(t)$ , когда оно совершенно не будет реагировать на сигналы других каналов. Другими словами, идеальное  $k$ -е приемное устройство должно реагировать ("откликаться") только на сигнал  $s_k(t)$  и не должно откликаться на остальные сигналы. Наложим на оператор дополнительное условие, потребовав, чтобы он был линейным. Это значит, что он должен удовлетворять принципу суперпозиции.

Теперь легко сформулировать операцию разделения сигналов в математическом виде. Обозначим через  $\hat{s}_k(t)$  отклик, т. е. результат воздействия оператора  $\pi_k$  приемного устройства  $k$ -го канала на групповой сигнал  $s(t)$ , т. е.  $\pi_k\{s(t)\} = s_k(t)$ .

На входе каждого  $k$ -го приемного устройства многоканальной системы действует сумма сигналов всех  $N$  каналов. Чтобы приемное устройство  $\Pi_k$  было "чувствительным" только по отношению к сигналам  $s_k(t)$ , необходимо, чтобы его отклики на все другие сигналы были равны нулю:

На входе каждого  $k$ -го приемного устройства многоканальной системы действует сумма сигналов всех  $N$  каналов. Чтобы приемное устройство  $\Pi_k$  было "чувствительным" только по отношению к сигналам  $s_k(t)$ , необходимо, чтобы его отклики на все другие сигналы были равны нулю:

$$u_k(t) = \pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N s_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \pi_k \{s_i(t)\} = s_k(t).$$

Здесь второе равенство вытекает из линейности оператора  $\pi_k$ .

Очевидно, что для этого достаточно выполнить для всех  $i$  и  $k$  условие

$$\pi_k \{s_i(t)\} = \begin{cases} s_k(t) & i = k; \\ 0 & i \neq k. \end{cases} \quad (9.4)$$

Подставляя (9.1) в (9.4), получим

$$\pi_k \{C_i \psi_i(t)\} = \begin{cases} C_k \psi_k(t) & i = k; \\ 0 & i \neq k, \end{cases}$$

Полученные результаты могут быть обобщены также на случай, когда отклик разделяющего устройства на сигнал  $s_k(t)$  будет иметь иную форму; важно лишь, чтобы величина отклика была однозначно связана с передаваемым сигналом. В частном случае откликом на сигнал  $s_k(t)$  может быть просто некоторое число  $\gamma_k$ , однозначно связанное с коэффициентом  $C_k$ , например ему пропорциональное:

$$\hat{s}_k = \pi_k \{s(t)\} = \pi_k \left\{ \sum_{i=1}^N C_i \psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \pi_k \{C_i \psi_i(t)\} = \gamma_k \quad (9.5)$$

или

$$\pi_k \{C_i \psi_i(t)\} = \begin{cases} \gamma_k & i = k; \\ 0 & i \neq k. \end{cases}$$

Физический смысл полученных выражений (9.4) и (9.5) сводится к тому, что приемное устройство  $\Pi_k$  выделяет только "свой" сигналы  $s_k(t)$  и не реагирует на сигналы всех других каналов, т. е. приемник  $\Pi_k$  обладает избирательными свойствами по отношению к сигналам  $s_k(t)$ . Поскольку действие приемников  $\pi_k$  в (9.4) - (9.6) описывается линейным оператором, то и соответствующие устройства разделения называются линейными. Напомним, что здесь рассматривался случай идеального разделения, когда отклик  $k$ -го разделяющего устройства на сигналы всех других каналов равен нулю. В реальных условиях при разделении сигналов возникают переходные помехи.

Есть также на сайте:

<https://siblec.ru/telekommunikatsii/osnovy-postroeniya-telekommunikatsionnykh-sistem-i-setej/4-printsipy-mnogokanalnoj-peredachi>

## Временное разделение каналов

<https://siblec.ru/telekommunikatsii/osnovy-postroeniya-telekommunikatsionnykh-sistem-i-setej/4-printsipy-mnogokanalnoj-peredachi/4-4-vremennoe-razdelenie-kanalov-vrk-analogovye-metody-peredachi>

Формирование сигнала линейного тракта систем передачи при ВРК и аналоговых методах передачи. При ВРК на передающей стороне непрерывные сигналы от абонентов передаются поочередно (рисунок 4.9)

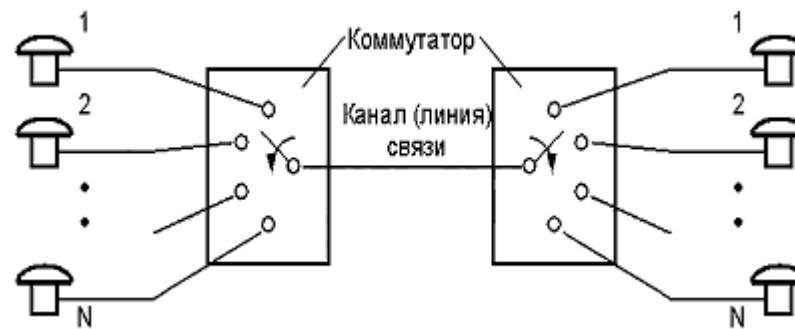


Рисунок 4.9. Принцип временного разделения каналов

Для этого эти сигналы преобразуются в ряд дискретных значений, периодически повторяющихся через определённые интервалы времени  $T_d$ , которые называются периодом дискретизации (смотри рисунок 4.10). Согласно теореме В.А. Котельникова период дискретизации непрерывного, ограниченного по спектру сигнала с верхней частотой  $F_v \gg F_n$  должен быть равен

$$T_d = 1/F_d, F_d \geq 2F_v, (4.8)$$

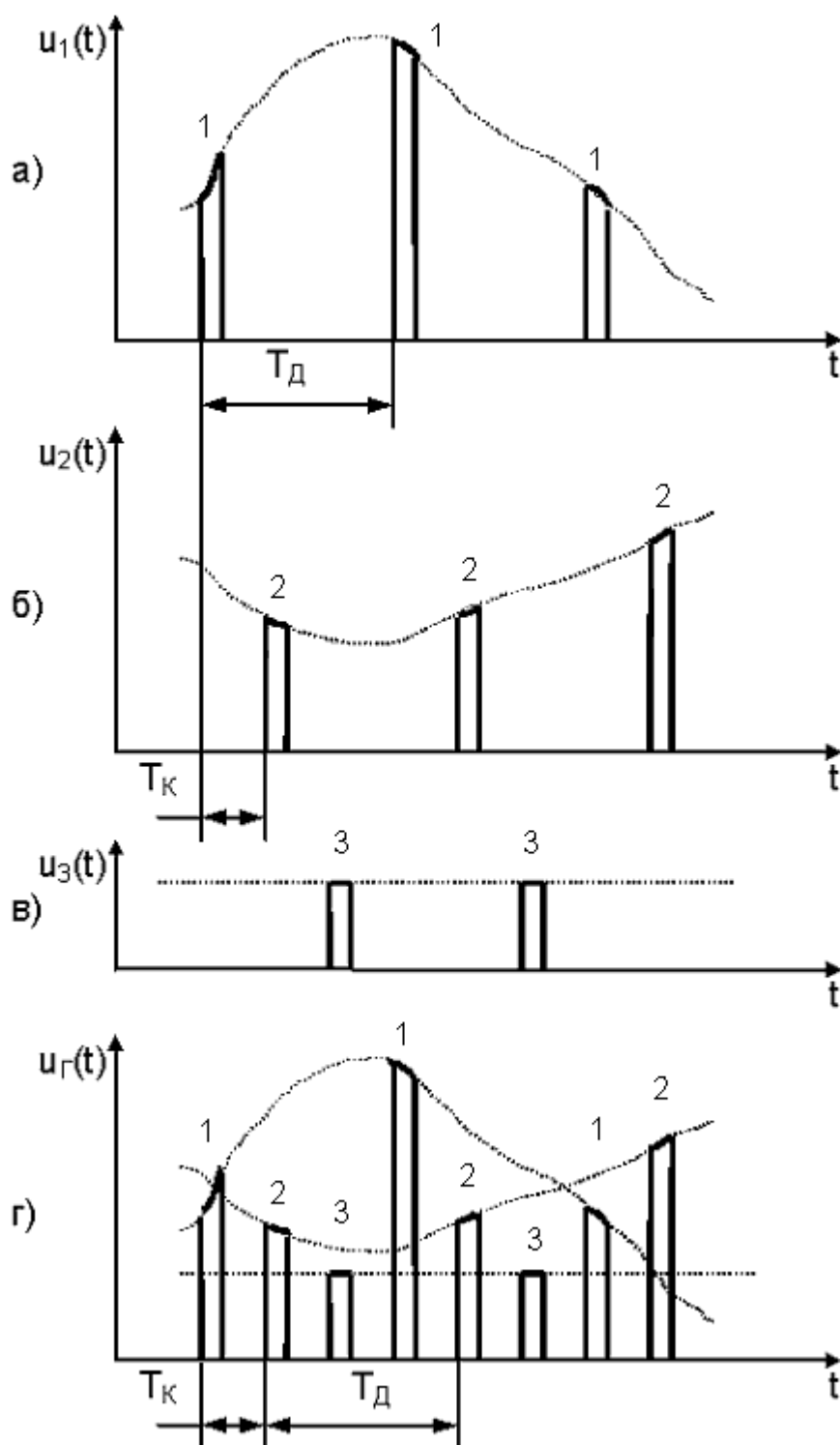


Рисунок 4.10. Преобразование сигналов при ВРК

Интервал времени между ближайшими импульсами группового сигнала  $T_к$  называется канальным интервалом или тайм-слотом (Time Slot).

Из принципа временного объединения сигналов следует, что передача в таких системах осуществляется циклами, то есть периодически в виде групп из  $N_{гр} = N + n$  импульсов, где  $N$  – количество информационных сигналов,  $n$  – количество служебных сигналов (импульсов синхронизации – ИС, служебной связи, управления и вызовов). Тогда величина канального интервала  $\Delta t_к = T_д / N_{гр}$ .

Таким образом, при ВРК сообщения от  $N$  абонентов и дополнительных устройств передаются по общему каналу связи в виде последовательности импульсов, длительность каждого из которых  $\tau_{\text{и}} < \Delta t_{\text{к}}$  (смотри рисунок 4.10 и 4.11) [1].

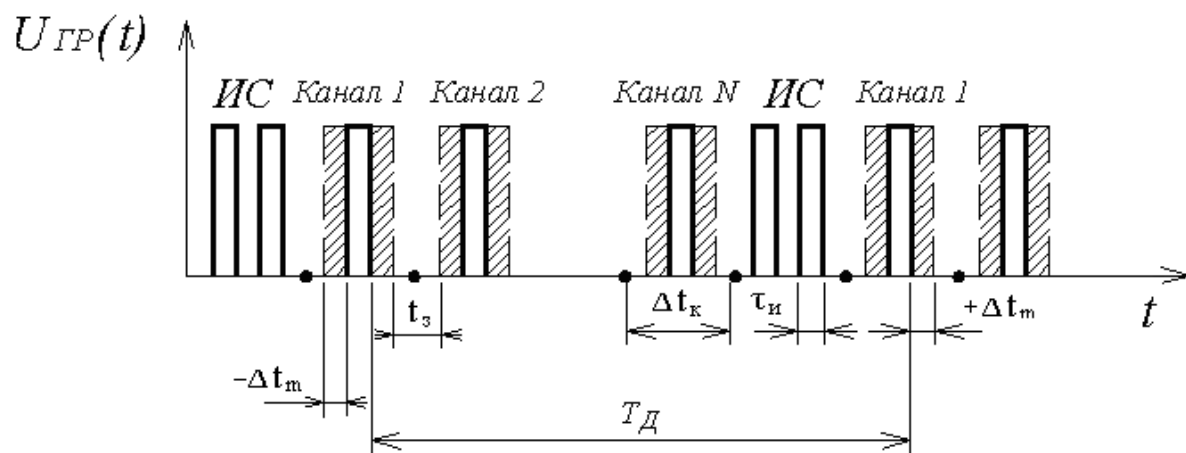


Рисунок 4.11. Групповой сигнал при ВРК с ФИМ

При временном разделении каналов возможны следующие виды импульсной модуляции (рисунок 4.12): АИМ – амплитудно-импульсная модуляция; ШИМ – широтно-импульсная модуляция; ФИМ – фазоимпульсная модуляция.

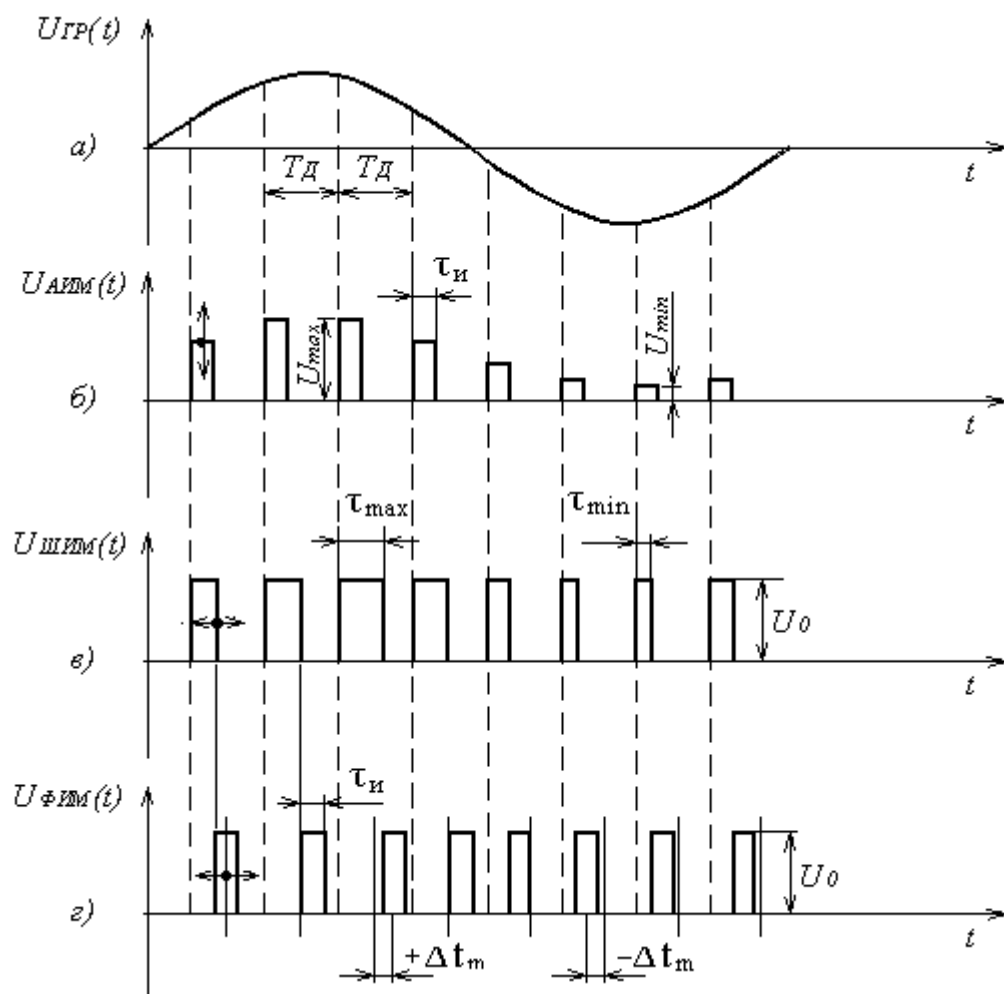


Рисунок 4.12. Модуляция канальных импульсов при ВРК: а) непрерывное сообщение; б) АИМ; в) ШИМ; г) ФИМ



Каждый из перечисленных методов импульсной модуляции имеет свои достоинства и недостатки. АИМ – проста в реализации, но плохая помехоустойчивость. Используется как промежуточный вид модуляции при преобразовании аналогового сигнала в цифровой [1], [6].

При ШИМ спектр сигнала меняется в зависимости от длительности импульса. Минимальному уровню сигнала соответствует минимальная длительность импульса и, соответственно, максимальный спектр сигнала. При ограниченной полосе канала такие импульсы сильно искажаются.

В аппаратуре с ВРК и аналоговыми методами модуляции наибольшее применение получила ФИМ, так как при её использовании можно уменьшить мешающее действие аддитивных шумов и помех путём двухстороннего ограничения импульсов по амплитуде, а также оптимальным образом согласовать неизменную длительность импульсов с полосой пропускания канала. Поэтому в системах передачи с ВРК используется, в основном, ФИМ.

Характерной особенностью спектров сигналов при импульсной модуляции является наличие составляющих с частотами  $\Omega_n \dots \Omega_B$  передаваемого сообщения  $u_k(t)$  (рисунок 4.3). Эта особенность спектра указывает на возможность демодуляции АИМ и ШИМ фильтром нижних частот (ФНЧ) с частотой среза, равной  $\Omega_B$ . Демодуляция не будет сопровождаться искажениями, если в полосу пропускания ФНЧ не попадут составляющие нижней боковой полосы  $(\omega_d - \Omega_B) \dots (\omega_d - \Omega_n)$ , а это условие будет выполняться, если выбрать

$$F_d > 2F_B ,$$

что соответствует условию (4.11). Обычно принимают  $\omega_d = (2.3 \dots 2.4)\Omega_B$  и при дискретизации телефонного сообщения с полосой частот  $0.3 \dots 3.4$  кГц частоту дискретизации  $F_d = \omega_d/2\pi$  выбирают равной 8 кГц, а период дискретизации  $T_d = 1/F_d = 125$  мкс.

При ФИМ составляющие спектра модулирующего сообщения  $(\Omega_n \dots \Omega_B)$  зависят от его частоты и имеют малую амплитуду, поэтому демодуляция ФИМ производится только путём преобразования в АИМ или ШИМ с последующей фильтрацией в ФНЧ.

**Задача.** Эргодический дискретный по уровню случайный сигнал принимает значения:  $x_0 = -5$ ,  $x_1 = -2$ ,  $x_2 = 2$ ,  $x_3 = 3$  с вероятностями  $p_0 = 0.1$ ,  $p_1 = 0.3$ ,  $p_2 = 0.5$ ,  $p_3 = 0.1$ . Определите математическое ожидание, дисперсию и среднюю мощность на единичном сопротивлении. Построить одну из возможных его реализаций на фиксированном интервале  $T_n$ .

$$\begin{array}{lll}
 X_0 = -5 & p_0 = 0,1 & m_x = -5 \cdot 0,1 + (-2) \cdot 0,3 + 2 \cdot 0,5 + 3 \cdot 0,1 = \\
 X_1 = -2 & p_1 = 0,3 & = 0,2 \\
 X_2 = 2 & p_2 = 0,5 & P_x = m_2 = \sum_0^n x_n^2 p_n = 25 \cdot 0,1 + 4 \cdot 0,3 + 4 \cdot 0,5 \\
 X_3 = 3 & p_3 = 0,1 & + 9 \cdot 0,1 = 6,6 \\
 & & R_x = m_2 - m_x^2 = 6,6 - 0,2^2 = 6,56
 \end{array}$$

**Немного теории на всякий случай:**

*Эргодические случайные процессы.*

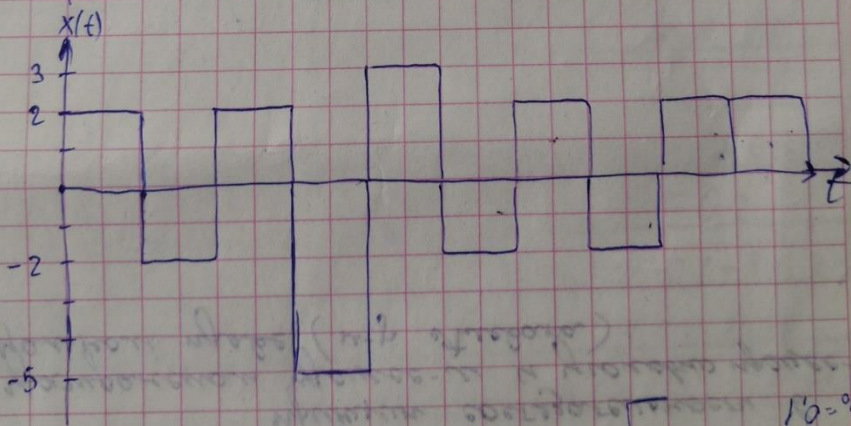
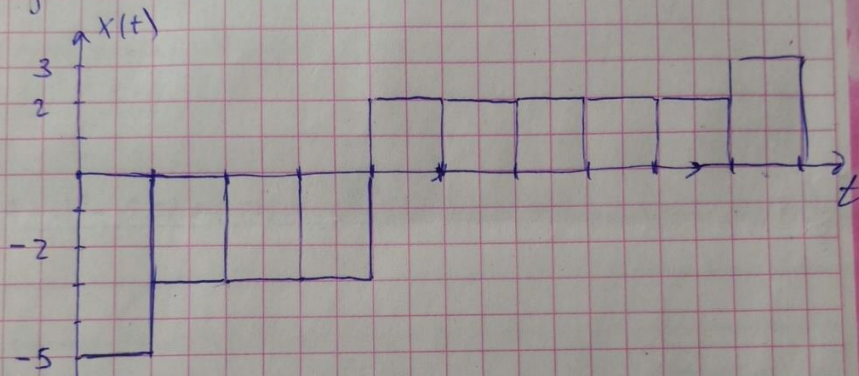
Стационарный СП называется **эргодическим**, если при нахождении любых вероятностных характеристик, усреднение по множеству реализаций может быть заменено усреднением по времени:

$$\begin{aligned}
 m_x &= \lim_{T_H \rightarrow \infty} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} x^{(k)}(t) dt, \\
 \sigma_x^2 &= \lim_{T_H} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} (x^{(k)}(t) - m_x)^2 dt, \\
 m_{2x} &= \lim_{T_H} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} (x^{(k)}(t))^2 dt, \\
 R_x(\tau) &= \lim_{T_H \rightarrow \infty} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} x^{(k)}(t) x^{(k)}(t + \tau) dt,
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

где  $x^{(k)}(t)$  -  $k$ -ая реализация случайного процесса  $\zeta(t)$ ,  $T_H$  - ее длительность. Здесь  $m_x$  можно рассматривать как постоянную составляющую реализации  $x^{(k)}(t)$ , а  $m_{2x}$  как среднюю мощность сигнала.

**Сделала две реализации, выбери понравившуюся:**

$x(t)$	-5	-2	2	3
$p$	0,1	0,3	0,5	0,1



10-01