Приложение к практической работе №2

Пояснение Задания №2. Порядок выполнения:

Шаг №1. Запустить программную среду MathCAD.

Шаг№2. Импортируйте в MathCAD любую картинку по вкусу (смотрите файлы формата *.jpg в папке Файлы практики _2). Для импортирования в MathCAD картинки используйте функцию READRGB. Картинка – это двумерный сигнал.

Для построения в MathCAD картинки используйте сочетание клавиш ctrl+T или значок на панели инструментов Matrix.

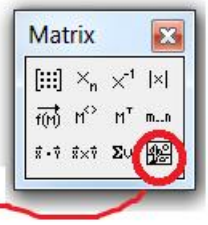
$$I := \mathrm{READRGB}(\text{"D:\start.jpeg"})$$

$$G := \frac{\mathrm{cols}(I)}{3}$$

$$I_R := \mathrm{submatrix}(I, 0, \mathrm{rows}(I) - 1, 0, G - 1)$$

$$I_G := \mathrm{submatrix}(I, 0, \mathrm{rows}(I) - 1, G, 2G - 1)$$

$$I_B := \mathrm{submatrix}(I, 0, \mathrm{rows}(I) - 1, 2G, 3G - 1)$$

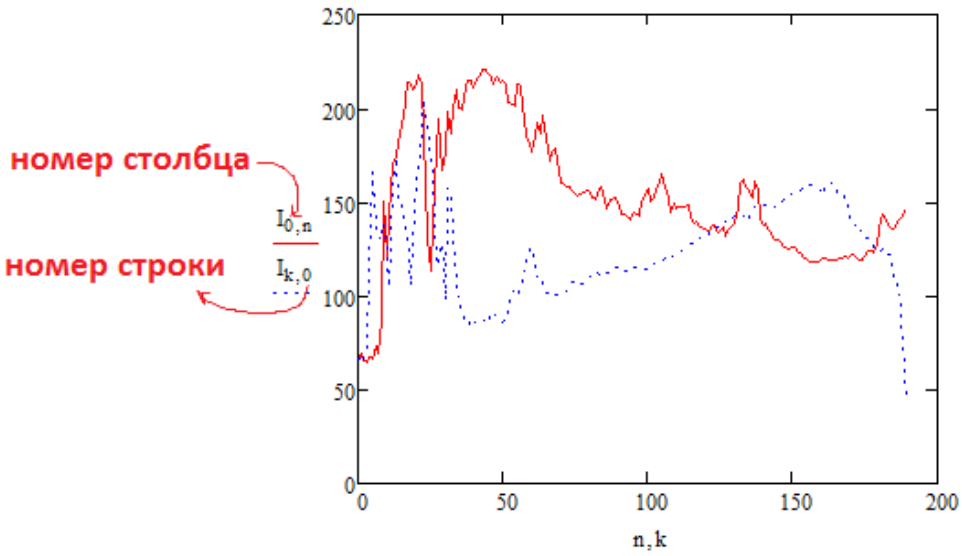


I_R,I_G,I_B

Шаг№3. Постройте два графика одномерного сигнала для 10 строки картинки и 25 столбца.

Примечание. Если построить график зависимости уровней яркости пикселей картинки от номера пикселя, например в строке, то это будет одномерный сигнал (см. рис ниже).

$n := 0..\,rows(I) - 1$ $\qquad$ $k := 0..\,cols(I) - 1$



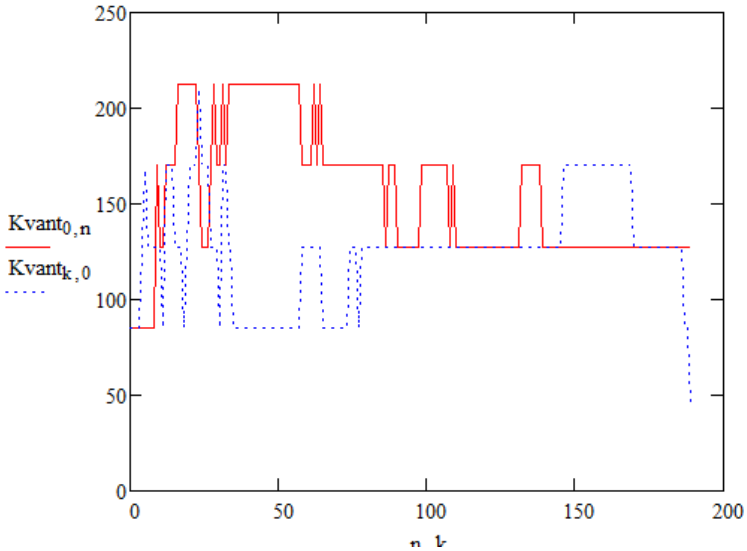
Шаг№4. Произведите квантование двумерного сигнала – картинки. Постройте график квантованных одномерных сигналов (полученных на предыдущем шаге) и график квантованного двумерного сигнала-картинки. Оцените степень искажения сигнала при различных значениях разрядности (при различном числе уровней квантования).

$Kvant := quantize(I, 7)$

$I_R := submatrix(Kvant, 0, rows(I) - 1, 0, G - 1)$

$I_G := submatrix(Kvant, 0, rows(I) - 1, G, 2G - 1)$

$I_B := submatrix(Kvant, 0, rows(I) - 1, 2G, 3G - 1)$



I_R, I_G, I_B

Шаг№5. Импортируйте в MathCAD аудио-сигнал. Определите его частоту дискретизации, разрядность и число уровней квантования. Постройте график сигнала.

Signal := READWAV("D:\Desktop\na_fig2.wav")

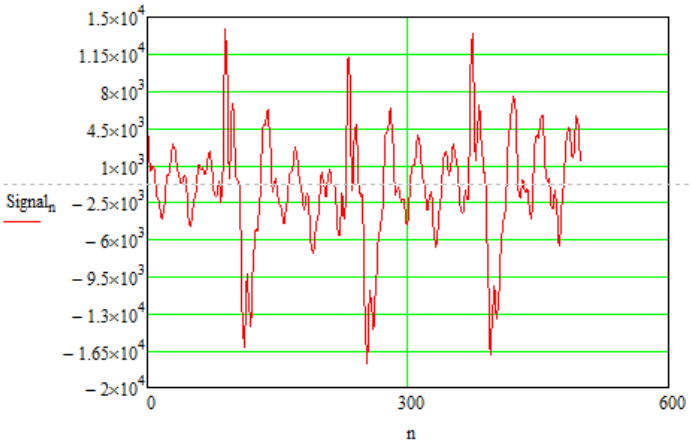
$N := \mathrm{length}(\mathrm{Signal}^{\langle 0 \rangle})$

$\begin{pmatrix} \mathrm{NumCh} \\ \mathrm{Fd} \\ R \\ A \end{pmatrix} :=$ GETWAVINFO("D:\Desktop\na_fig2.wav")

R = 16 разрядность

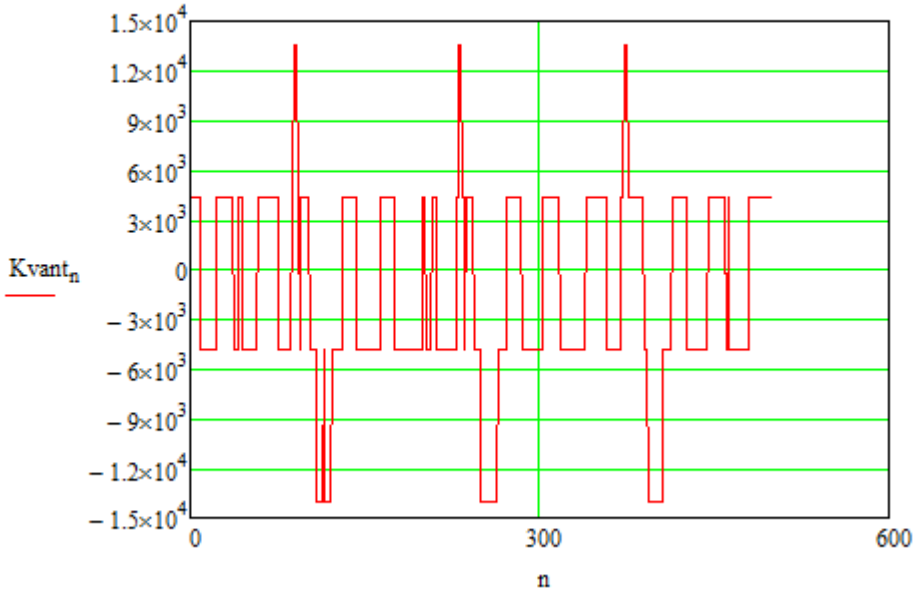
$\mathrm{Fd} = 4.41 \times 10^4$ частота дискреизации

n := 1.. 500



Шаг№6. Произведите квантование аудио сигнала. Постройте график квантованного сигнала.

Kvant := quantize(Signal, 8)



Шаг№7. Вычислите отношение средней амплитуды сигнала к среднеквадратической ошибке квантования.

$$Ps := \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left(Signal_{i,0}\right)^2 = 40.469 \times 10^6$$

$$Pnoise := \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left(Signal_{i,0} - Kvant_{i,0}\right)^2 = 7.1 \times 10^6$$

$$A := 10 \cdot \log\left(\frac{Ps}{Pnoise}\right) = 7.559 \qquad дБ$$

WRITEWAV("D:\Desktop\Signal_kvant.wav" ,44100,16) := Kvant

Шаг№8. Сохранить полученный искаженный речевой сигнал (из-за уменьшения уровней квантования) в файл формата WAV. Прослушайте получившийся сигнал и оцените степень его искажения при различных значениях разрядности (при различном числе уровней квантования).

Шаг№9. Сохранить речевой сигнал с частотой дискретизации 8000 Гц в файл формата WAV. Прослушайте получившийся сигнал сделайте вывод по полученному результату.

Материал для следующих заданий (не в маткаде)

2.1 Дискретизация

Сигнал с ограниченным спектром полностью определяется своими значениями, следующими с частотой, в два и более раз превышающими верхнюю частоту сигнала. Рис.1-2-1 иллюстрирует эту теорему. Здесь исходный сигнал имеет ограниченный спектр от ***Fмин*** до ***Fмакс***. Этот сигнал полностью определяется отдельными точками (обозначенными на рисунке синим цветом), если частота их выборки больше ***2*Fмакс***.

Осуществить подобную операцию можно при помощи простого устройства, схема которого приведена на рис. 1-2-1. В основе схемы находится амплитудно-импульсный модулятор (АИМ), работающий под управлением генератора импульсов дискретизации (ГИД). В результате работы такой схемы получается амплитудно-импульсный сигнал первого рода (АИМ-1), представляющий собой серию коротких амплитудно-модулированных импульсов, следующих с частотой ***Fд***. В ряде случаев применяется амплитудно-импульсная модуляция второго рода (АИМ-2). При

этом схема дополняется устройством выборки-хранения (УВХ), в котором дискретные значения запоминаются на период дискретизации ***Тд***. Такой подход увеличивает время для дальнейшей обработки сигналов.

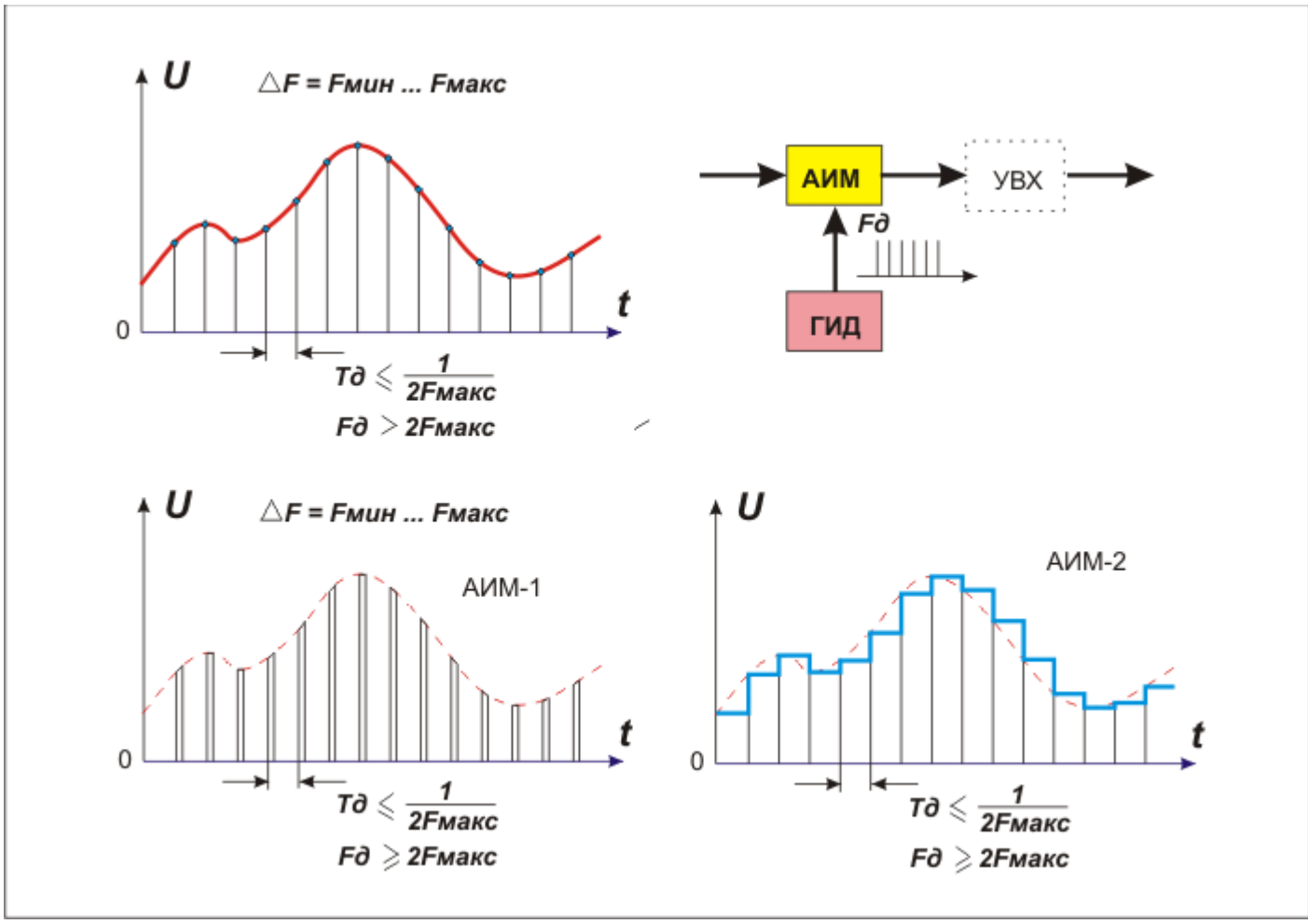
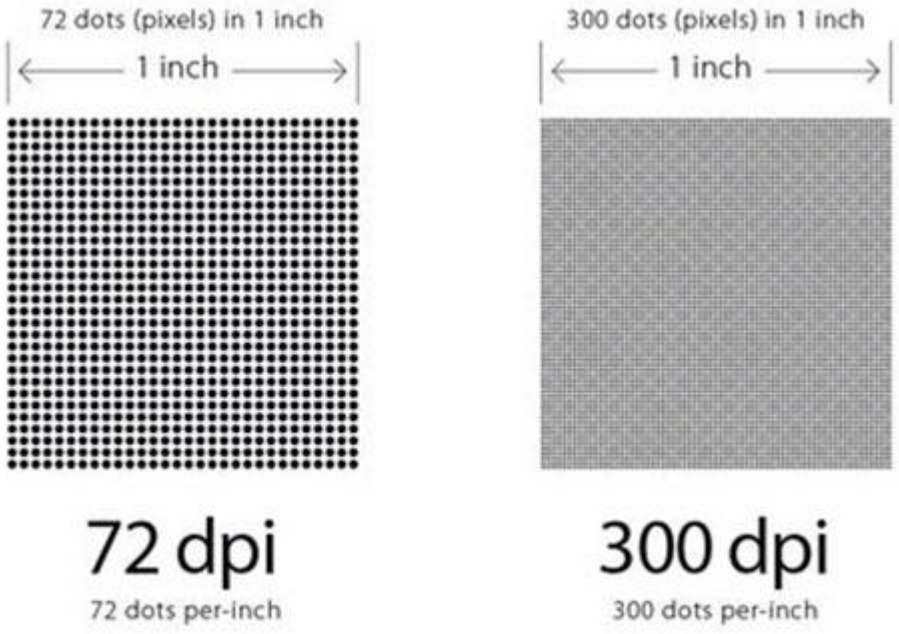
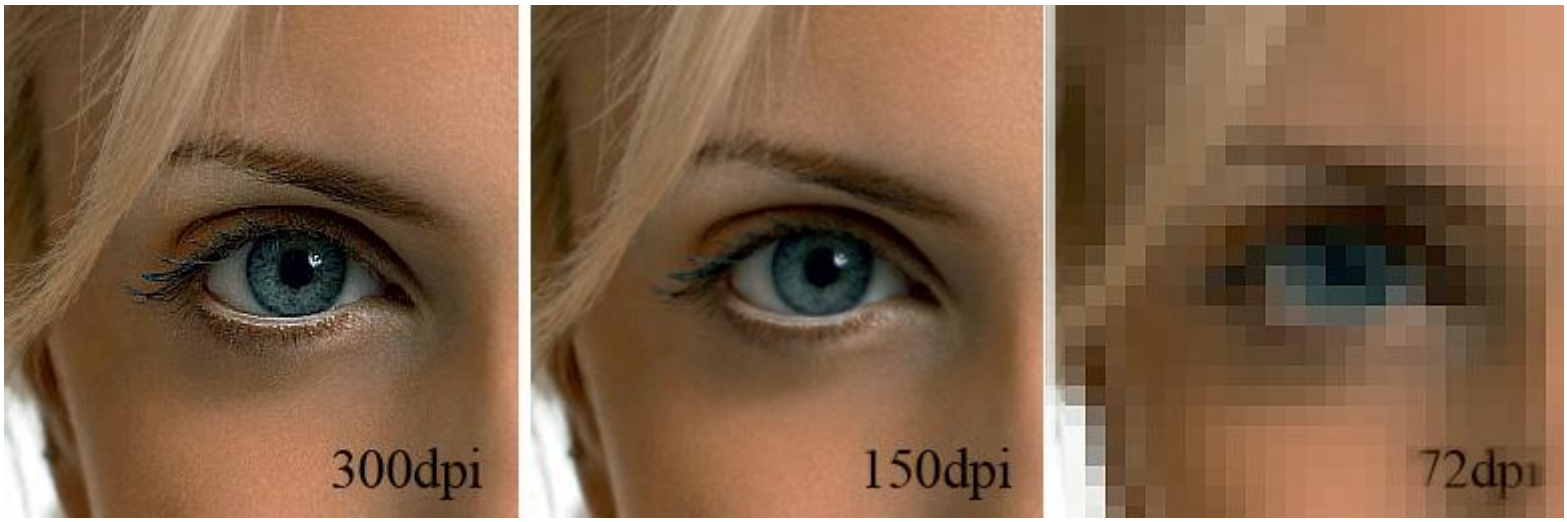


Рис. 1-2-1

К примеру, для стандартного телефонного сигнала с полосой частот 0.3- 3.4 кГц частота дискретизации равна 8 кГц, а для видеоканала отечественного стандарта с полосой до 6 МГц - 13.5 МГц. При этом между спектрами исходного и дискретизированного сигналов появляется промежуток, достаточный для последующего разделения.

Примеры дискретизации двумерных сигналов - изображений





2.2 Квантование и Кодирование

Следующая операция - квантование проиллюстрирована на рис.1-2-3. Все допустимые значения амплитуд исходного сигнала разбиваются на отдельные квантованные уровни, отличающиеся на величину шага квантования, и каждому уровню присваивается свой код в двоичной системе исчисления.

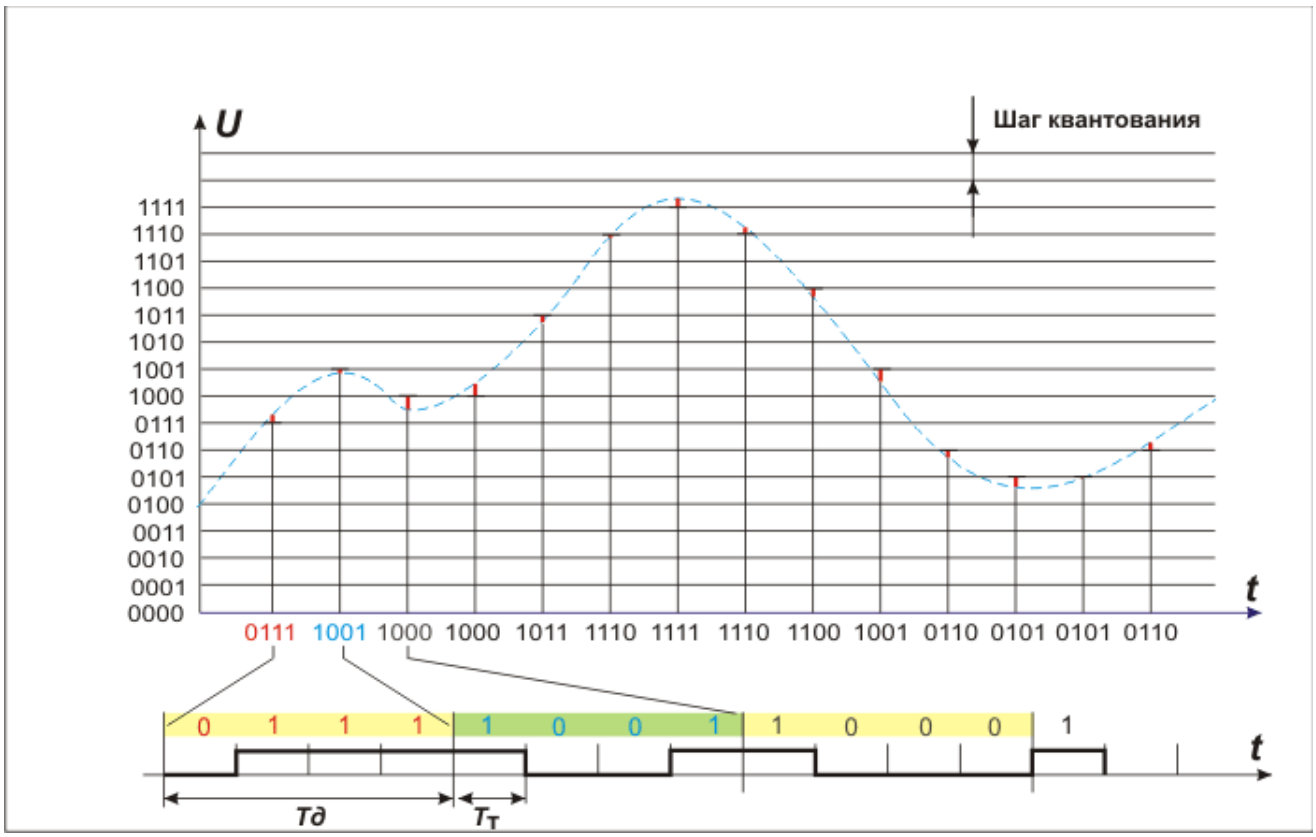


Рис.1-2-3

Само квантование заключается в том, что вместо истинных значений амплитуд дискретных сигналов передается значение ближайшего квантованного уровня. Так на рис. 1-2-3 первое дискретное значение исходного сигнала соответствует квантованному уровню с кодом 0111, второе значение - 1001 и т.д. Несоответствие истинного значения исходного сигнала и квантованного уровня, обозначенные красным цветом на рисунке называются шумы квантования. Очевидно, что для уменьшения шумов квантования нужно уменьшить шаг квантования (или, другими словами- увеличить количество уровней. На рис.1-2-4 показаны примеры изображения, полученные при разных количествах уровней квантования.

8 уровней (3 разряда)

32 уровня (5 разрядов)

64 уровня (6 разрядов)

128 уровней (7 разрядов)

Рис 1-2-4

Видно, что при увеличении уровней качество картинки существенно улучшается. Во многих случаях число уровней квантования выбирается равным 256.

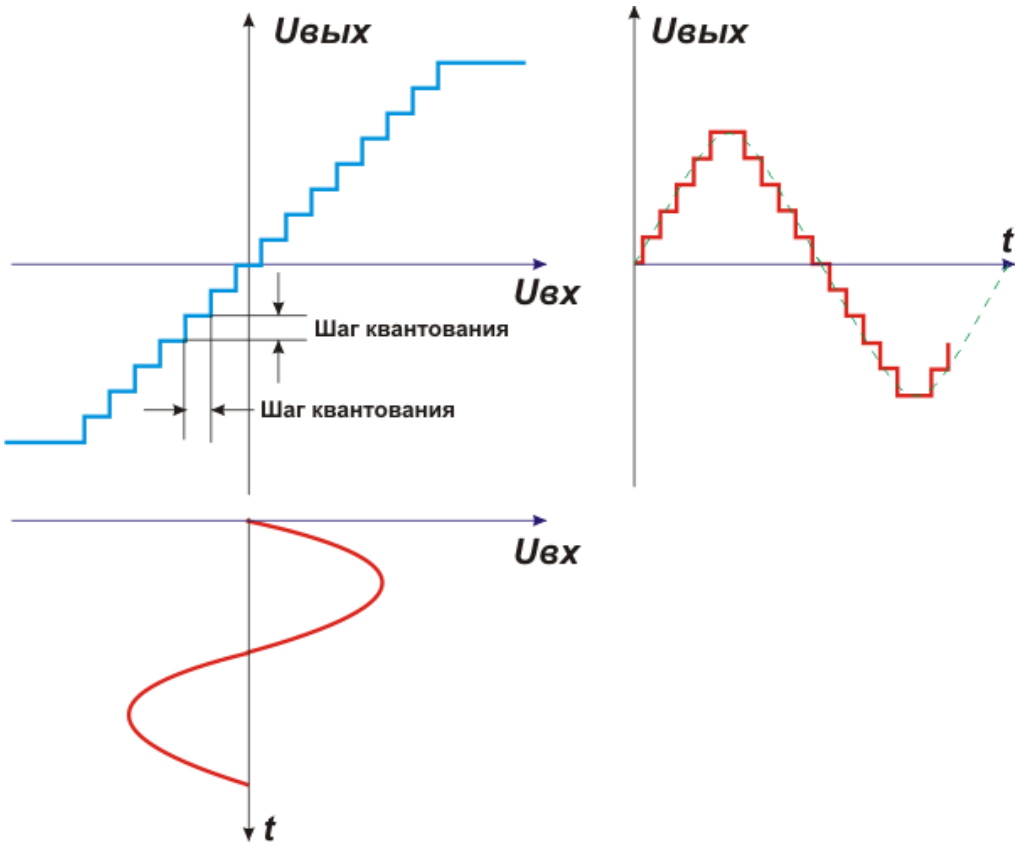


Рис 1-2-5

Описанные принципы относятся к т.н. равномерному квантованию. При этом для сигналов с разными уровнями отношение к шумам квантования будет существенно различным. Если для больших уровней шумы квантования будут практически незаметны, то для малых - весьма существенны. Чтобы получить для сигналов с малой амплитудой такое же отношение сигнала к шуму, как для сигнала с большой амплитудой, необходим квантователь с разными шагами квантования (неравномерный квантователь).

В таблице ниже показаны основные результаты преобразования аналоговых сигналов в цифровой вид. Частота дискретизации в стандартном телефонном канале выбирается равной 8 кГц. При этом за период дискретизации ***1/Fд = 125 мкс*** передается 8-ми разрядный код (256 уровней квантования). Значит, частота следования тактовых импульсов будет составлять 64 кГц. Помехоустойчивость такого сигнала будет очень высокой, поскольку занимаемая полоса частот в цифровом представлении увеличивается практически в 20 раз!

Для телевизионного видеосигнала это соотношение еще больше. При частоте дискретизации 13.5 МГц и 8-ми разрядном кодировании получается тактовая частота следования импульсов 324 МГц, если учесть, что изображение состоит из пикселей, каждый из которых несет информацию о яркости и о двух сигналах цветности (красном и синем). Другими словами телевизионное изображение складывается из трех матриц. - яркостной, красной и синей. В случае, если размеры всех матриц одинаковы, телевизионный стандарт обозначается 4*4*4. Однако на практике матрицы

цветности делаются в 2 или 4 раза меньше по сравнению с яркостной матрицей. Это почти незаметно для восприятия изображения из-за особенностей человеческого зрения, т.к. мы плохо различаем цвета в мелких деталях изображения. Телевизионные стандарты с уменьшенными матрицами цветности обозначаются 4*2*2 и 4*2*0. В этом случае в классической цифровой работе тактовую частоту можно уменьшить до величин 140 - 150 Мб/с.

Таблица 1 – Параметры оцифровки некоторых реальных сигналов

Название формата	Квантование, бит	Частота дискретизации, кГц	Скорость потока данных, кбит/с
CD	16	44,1	1411,2
Dolby Digital (AC3)	16-24	48	до 640
DTS	20-24	48; 96	до 1536
DVD-Audio	16; 20; 24	44,1; 48; 96	6912
DVD-Audio	16; 20; 24	176,4; 192	4608
MP3	плавающий	до 48	до 320
AAC	плавающий	до 96	до 529
AAC+ (SBR)	плавающий	до 48	до 320
Ogg Vorbis	до 32	до 192	до 1000
WMA	до 24	до 96	до 768
Несжатый ТВ-сигнал	24	13.5 МГц	324 000

Материал для решения Задания №3

При передаче аналогового сообщения (телефонный сигнал, изображение, телеметрический сигнал и др.) по цифровому каналу связи при малой вероятности ошибки на бит (~10^{-6}) цифровой канал связи практически не вносит искажений в передаваемое аналоговое сообщение. Искажения аналогового сообщения возникают при преобразовании аналогового сообщения в цифровое при дискретизации аналогового сообщения во времени (формировании выборок аналогового сообщения) и квантовании (оцифровке) выборок по амплитуде. Эти отклонения переданного по каналу связи сигнала от исходного неискаженного аналогового сигнала вследствие случайного (стохастического) характера передаваемых аналоговых сообщений являются случайным процессом и в телеметрии, например, характеризуются относительной среднеквадратической ошибкой дискретизации $\varepsilon_Д$ сообщения по времени и относительной среднеквадратической ошибкой квантования $\varepsilon_{КВ}$ выборок по амплитуде. Величины $\varepsilon_Д$ и $\varepsilon_{КВ}$ являются независимыми и результирующая

среднеквадратическая величина искажения аналогового сообщения при преобразовании его в цифровое сообщение равна

$$\varepsilon = \sqrt{\left(\varepsilon_{Д}\right)^2 + \left(\varepsilon_{КВ}\right)^2}$$

Относительные среднеквадратические ошибки $\varepsilon_{КВ}$, $\varepsilon_{Д}$, ε вычисляются относительно максимального значения аналогового сигнала.

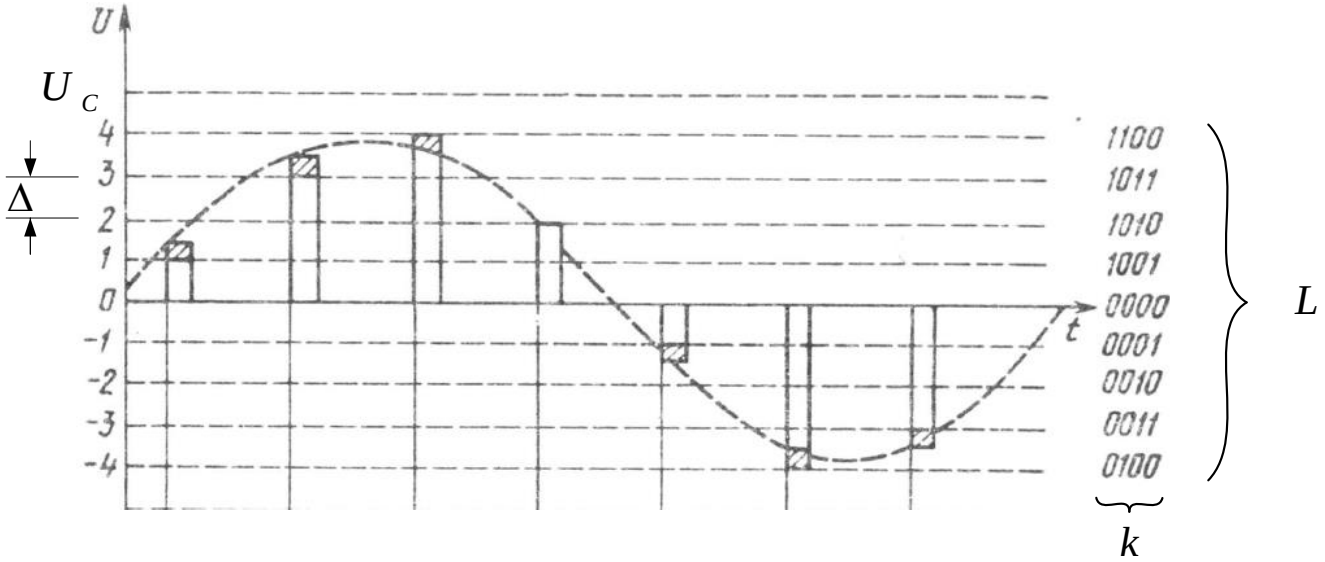
Аналоговый сигнал с максимальной амплитудой $\pm U_C$ делится на $L-1$ амплитудных уровней с шагом квантования Δ, который примем одинаковым для всех амплитудных уровней сигнала, так что при $L-1$

$$U_C = \frac{(L-1)\cdot\Delta}{2}.$$

Максимальная ошибка квантования не превышает величины $\Delta/2$, а среднеквадратическое значение шумов квантования равно $\sigma_{КВ} = \frac{\Delta}{\sqrt{12}}$. Отсюда, если все уровни квантования равновероятны, **<u>относительная</u>** среднеквадратическая ошибка $\varepsilon_{КВ}$ квантования равна

$$\varepsilon_{КВ} = \frac{\sigma_{КВ}}{U_C}.$$

Число уровней квантования L выбирается таким образом, чтобы оно было представимо двоичным кодом с числом информационных разрядов (бит) k, так, что $L = 2^k$. Оцифровка выборок осуществляется в АЦП.



Указания для решения Задания №4

1. Определяем ширину полосы захвата земной поверхности, которая равна числу пикселей в строке, умноженной на разрешающую способность (отличную для каждого диапазона спектра наблюдения).
2. Известно, что за одну секунду в направлении движения спутника просматривается участок Земли в V км. Значит можно отдельно для разных значений разрешающей способности (для каждого диапазона спектра наблюдения) вычислить число пикселей, получаемых в направлении движения спутника.
3. После этого, можно найти скорости информационных потоков, которые формируются при оцифровке амплитуды каждого пикселя 8-ю разрядами для несжатого изображения при формировании изображения в трех диапазонах оптического спектра.

Приложение к практической работе №3

Пояснение термина «Отношение сигнал/шум (SNR)» на примере видеокамеры и видеосигнала

Отношение сигнал/шум – это отношение максимального уровня сигнала (уровень белого) к уровню шума ПЗС-матрицы и остальных электронных компонентов видеокамеры (рис. 1).

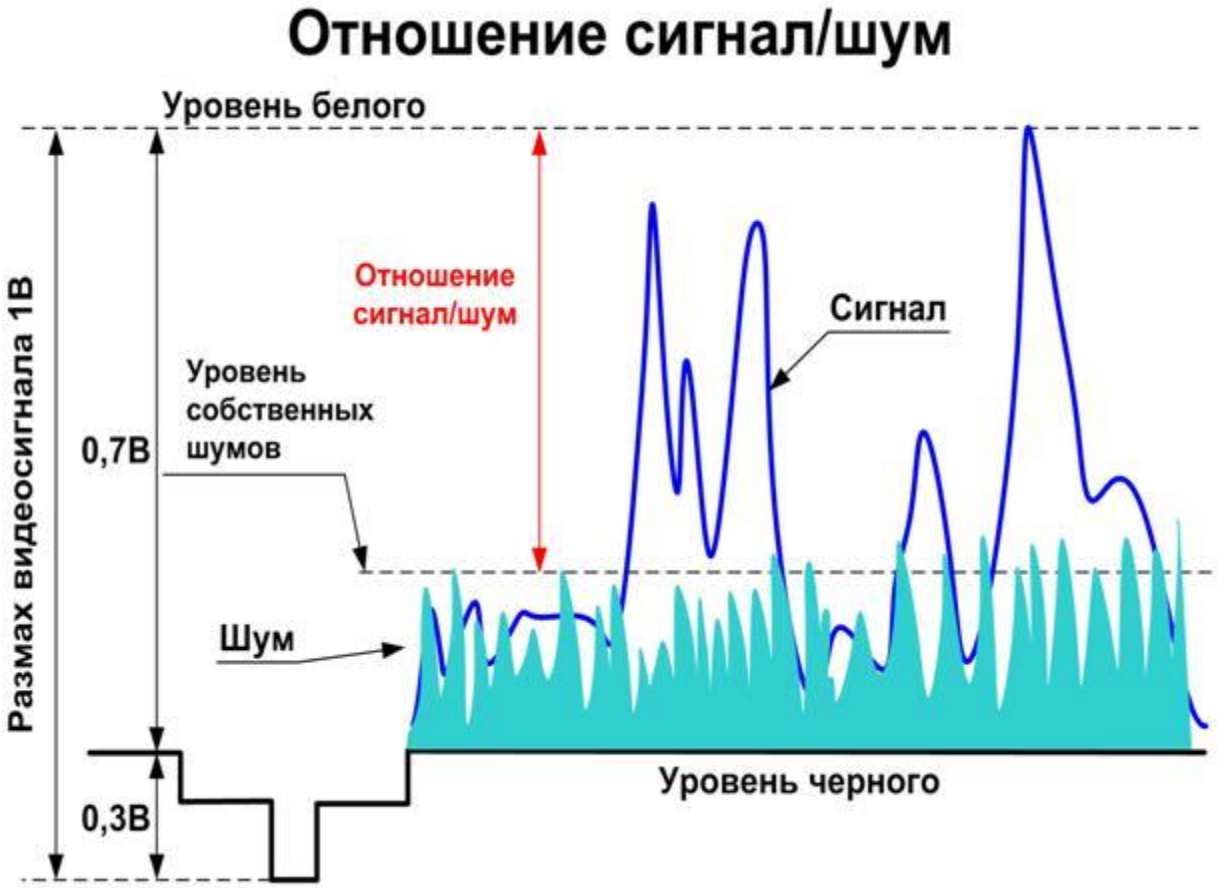


Рис. 1 Определение отношения сигнал/шум

Отношение сигнал/шум характеризует «количество» шума, присутствующего в видеосигнале. Связано это с тем, что максимальный уровень сигнала в видеокамере имеет постоянную величину, имеющую значение 0.7 В, а собственные шумы могут иметь различные значения, в зависимости от используемой камеры. Чем больше отношение **сигнал/шум,** тем меньше шума присутствует в видеосигнале и тем лучше изображение на мониторе.

Качество передачи цифрового сообщения оценивают коэффициентом ошибок, под которым понимается отношение:

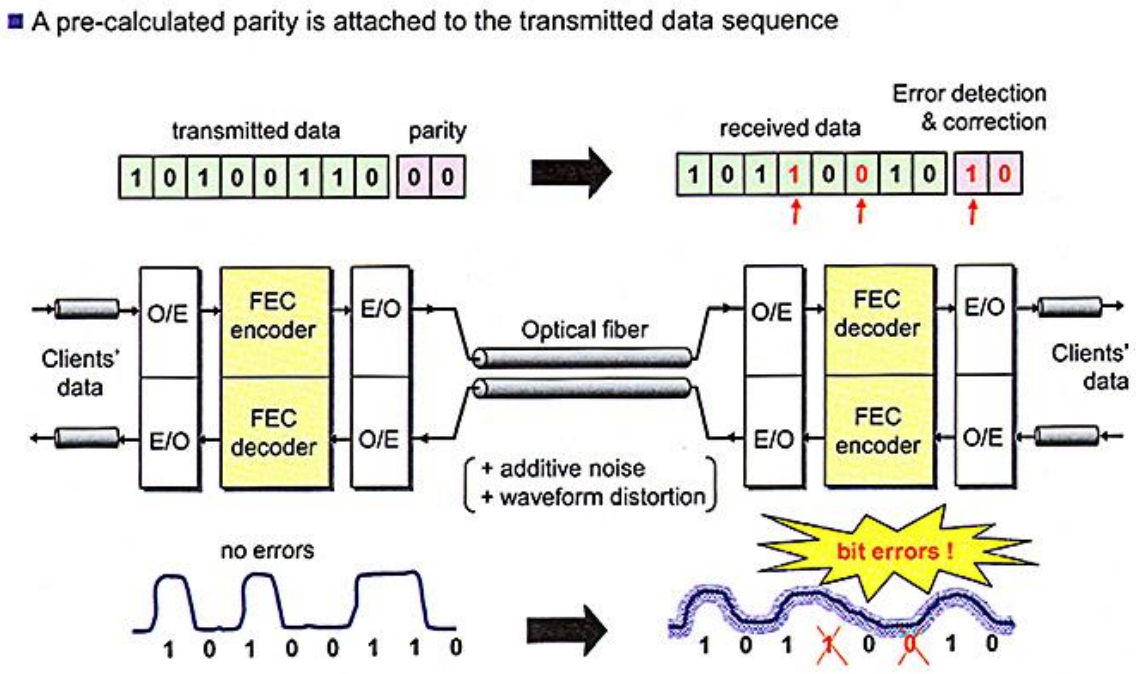
$$K_{ОШ} = \frac{N_{ОШ}}{N_{ОБЩ}}$$

Например, норма на качество цифрового тракта по критерию ошибок делят на три категории:

- нормальное – BER < 10^{-6};
- пониженное – $10^{-6} \leq$ BER < 10^{-3} (предаварийное состояние);
- неприемлемое – BER $\geq 10^{-3}$ (аварийное состояние).

Измерения показателей ошибок в ОЦК для оценки соответствия оперативным нормам проводятся при закрытии связи с использованием псевдослучайной цифровой последовательности. Измерения проводятся за различные периоды времени $T_и$, равные - 15 минут, 1 час, 1 сутки, 7 суток.

В соответствии с международным стандартом на цифровые телефонные каналы связи в линии (Рекомендация МСЭ-Т G.821) протяженностью 2500 км допускается не более двух ошибок при передаче 10^{-7} бит информации. В современных ВОСП коэффициент ошибок лежит в пределах 10^{-11}...10^{-14}.



Прибор для тестирования параметров сети

Тестирование битовых ошибок (BER)

Впервые тестирование коэффициента битовых ошибок (Bit Error Rate - BER) стало популярно во время перехода от стандарта 10Base-T Ethernet к стандарту 100Base-T Ethernet, также известному как Fast Ethernet. Стандарт 10Base-T Ethernet предназначен для работы по витым парам категории 3, и с самого начала приобрел репутацию очень надежного в использовании. 100Base-T Ethernet работает на витых парах не ниже категории 5. Кроме того, эта технология потенциально более чувствительна к ошибкам, связанным с использованием более высоких частот и схемы кодирования с несколькими уровнями напряжения.

Коэффициент BER представляет собой количество передаваемых битовых ошибок. Изначально технология Fast Ethernet была ориентирована на одну битовую ошибку на каждые 10 миллиардов бит передаваемой по кабелю информации. При скорости передачи данных 100 Мбит/с это соответствует возникновению одной ошибки каждые 100 секунд, что является вполне приемлемым.

Имейте в виду, что в рамках сетевого протокола информация упаковывается в кадры, и если ошибка обнаруживается в кадре, то этот кадр, как правило, передается повторно. Следовательно, более высокий коэффициент BER может отрицательно повлиять на пропускную способность сети, и может замедлить ее функционирование.

Тестирование отношения сигнал-шум (SNR)

Отношение сигнал-шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR) является важным фактором определения возможности функционирования сети. Это степень стойкости сети к воздействию шумов. Отношение SNR выражается в децибелах (дБ) и позволяет понять, воздействие каких дополнительных помех может выдержать кабельная сеть, прежде чем будет превышено допустимое значение BER.

Например, допускаемый предел для отношения сигнал-шум, равный 3 дБ, будет означать, что если уровень шума в кабельной сети повысится на 3 децибела, то в сети будет появляться чрезмерное количество ошибок.

Для Gigabit Ethernet отношение сигнал-шум более критично, потому что количество логических уровней увеличено с трех до пяти с сохранением общей огибающей 2 В. Это приводит к уменьшению разницы между уровнями до 50%, и требует большего допускаемого предела для SNR.

Тестер NetXpert 1400 позволяет эффективно измерять значение SNR в кабелях 100 Мбит/с и 1 Гбит/с, что дает возможность находить в сети проблемы, которые способны отрицательно повлиять на высокоскоростную передачу данных.

<u>К дополнительному Заданию №2.</u>

The Q-function can be expressed in terms of the error function, or the complementary error function, as

$$Q(x) = \frac{1}{2}\left(\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_{x/\sqrt{2}}^{\infty} \exp\left(-t^2\right)\,dt\right)$$
$$= \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad \text{-or-}$$
$$= \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right).$$

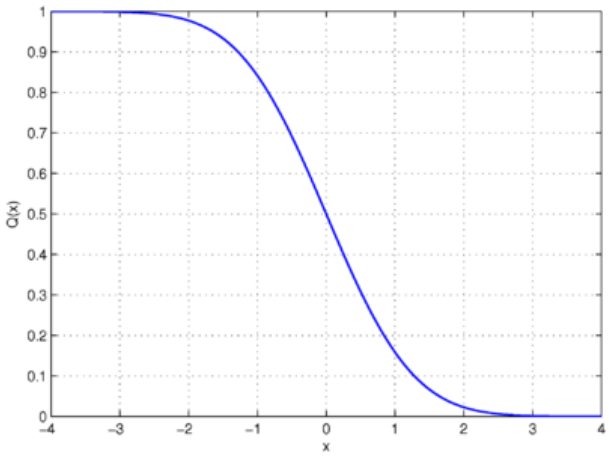


Рис. График Q-функции

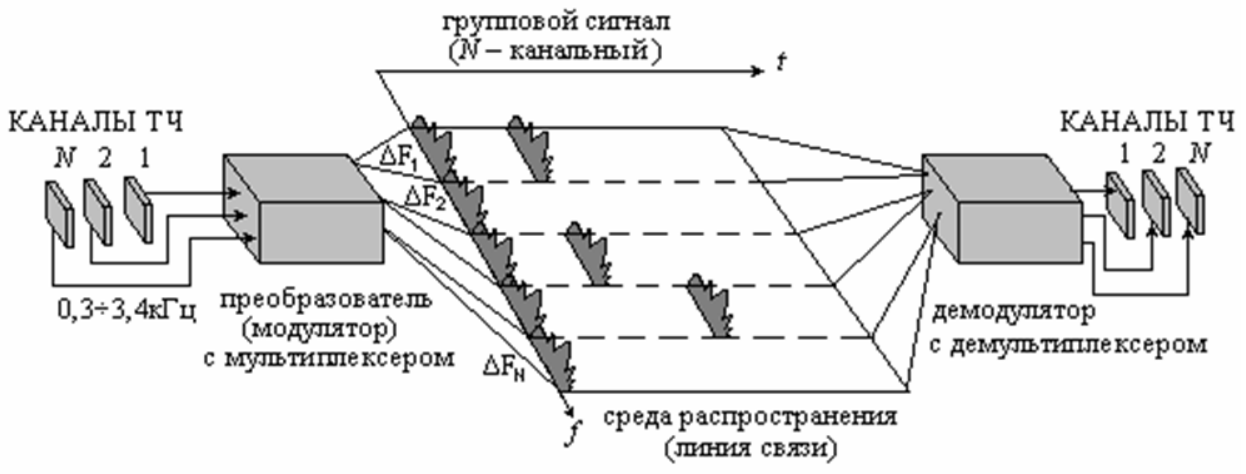
Приложение к практической работе №4

Технология мультиплексирования - это одна из основополагающих технологий в многоканальных системах передачи информации. Благодаря технологиям мультиплексирования одна и та же линия связи может передавать, например, несколько телефонных разговоров или несколько сообщений (видео, файлы) одновременно.

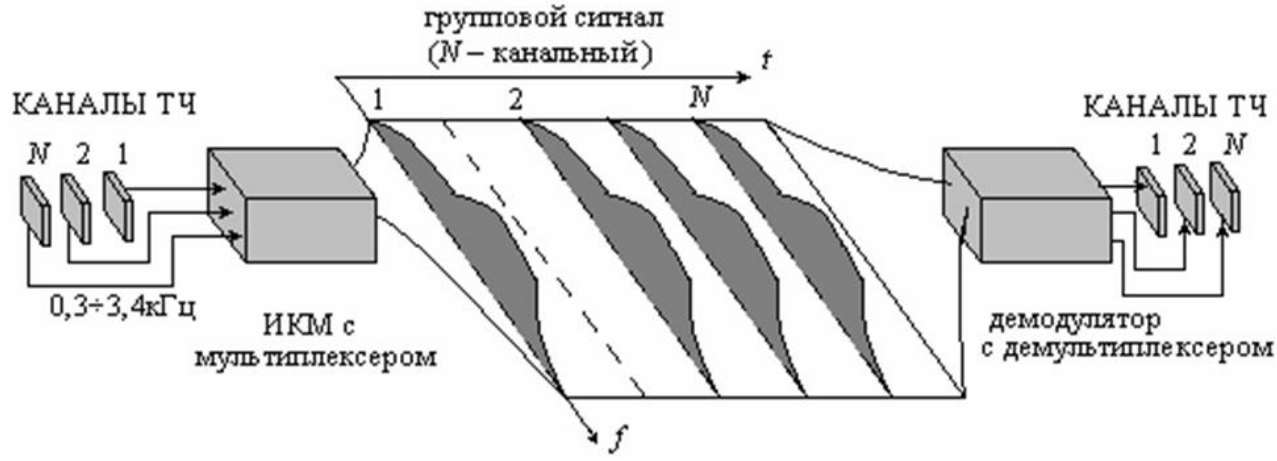
В соответствии со способом уплотнения технологии мультиплексирования можно разделить на две основные категории:

- **мультиплексирование с разделением по частоте** (Frequency Division Multiplexing, FDM) или русская аббревиатура ЧРК.
- **мультиплексирование с разделением по времени** (Time Division Multiplexing, TDM) или русская аббревиатура ВРК.

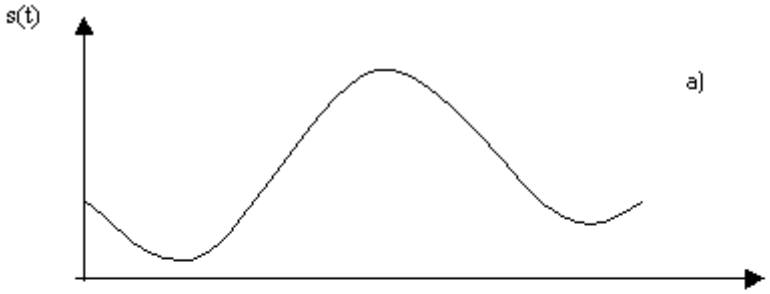
При частотном мультиплексировании частотный диапазон делится на условные полосы (каналы), причем каждый пользователь получает этот канал в свое распоряжение на время разговора.

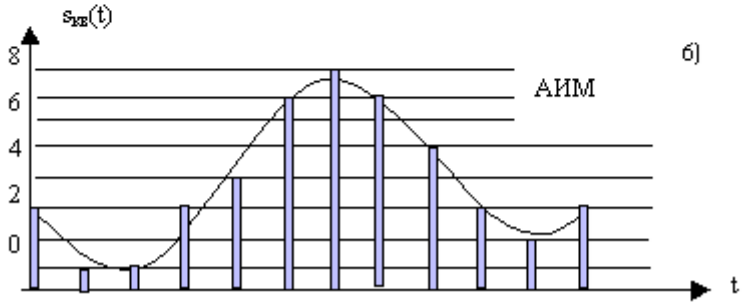


При временном мультиплексировании пользователям периодически выделяется вся полоса, но только на краткий период времени.



Импульсно-кодовая модуляция





Передача квантованных значений сигнала с помощью коротких импульсов различной высоты называется амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ). Под импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) понимается передача непрерывных функций при помощи двоичного кода.

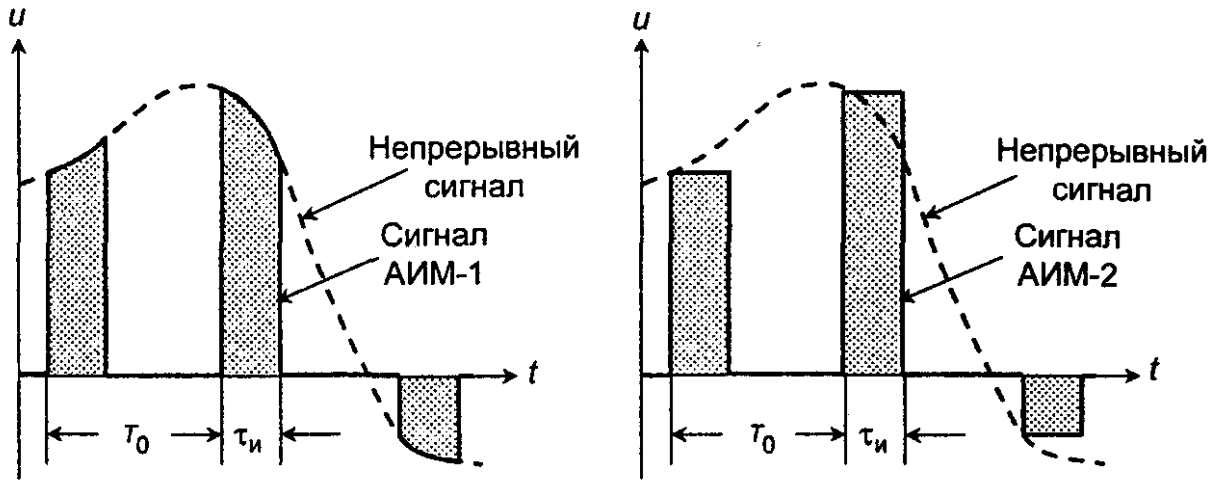
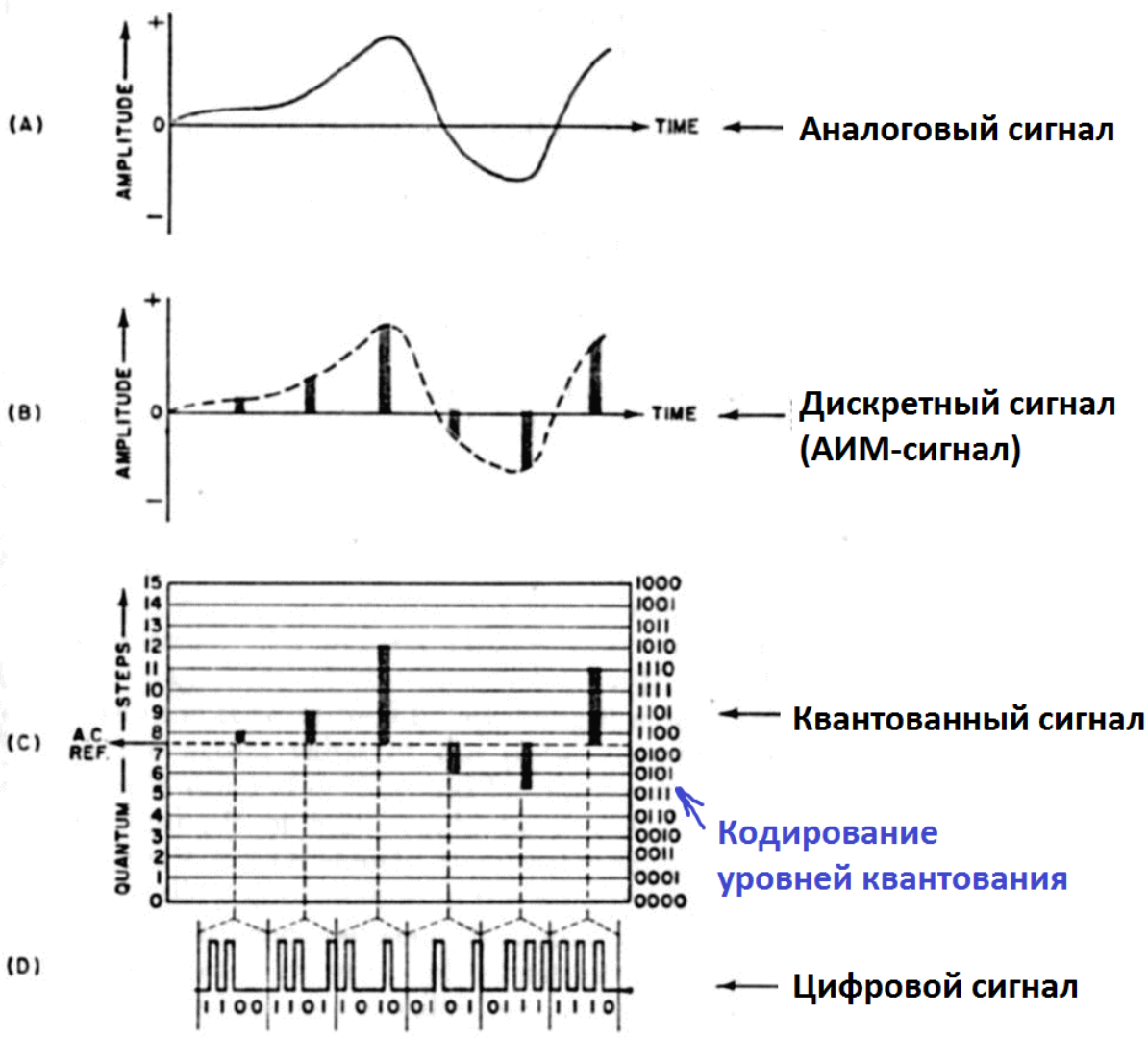


Рисунок 4.3. Виды амплитудно-импульсной модуляции:

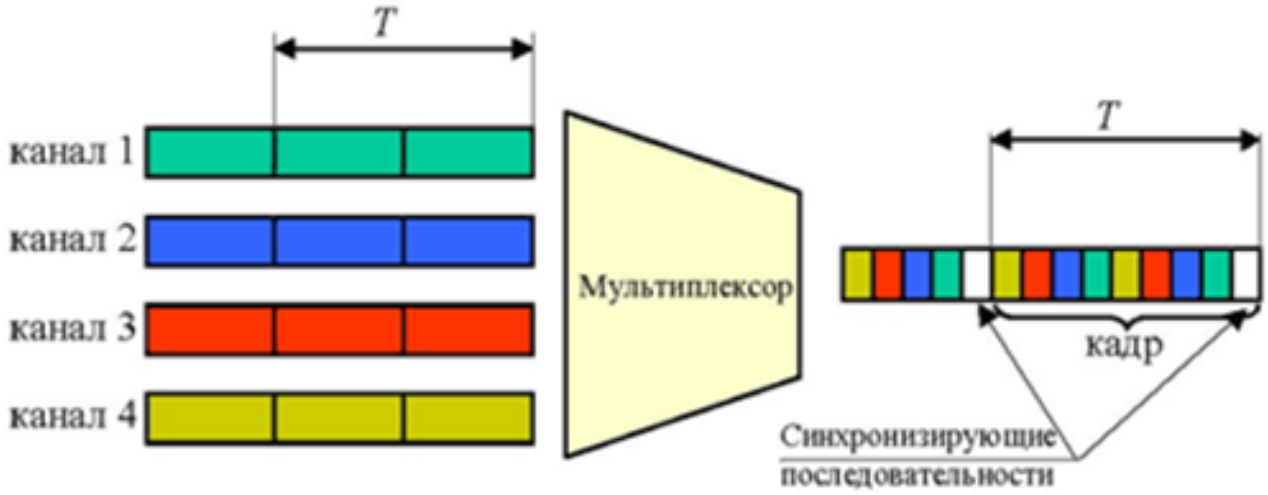
а – модулятор АИМ-1; б – АИМ-1; в – АИМ-2


(A)
AMPLITUDE
+
0
−
TIME
Аналоговый сигнал
(B)
AMPLITUDE
+
0
−
TIME
Дискретный сигнал
(АИМ-сигнал)
(C)
QUANTUM — STEPS
A.C. REF.
15
14
13
12
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0
1000
1001
1011
1010
1110
1111
1101
1100
0100
0101
0111
0110
0010
0011
0001
0000
Квантованный сигнал
Кодирование
уровней квантования
(D)
1100
1101
1010
0101
0111
1110
Цифровой сигнал

Задание 3.

Суть задания: нам необходимо в одной линии связи передавать множество цифровых потоков данных. Для этого надо понять принцип передачи сигналов от множества абонентов по одной линии связи. Исследуем образование группового сигнала, но в упрощенном виде – не на основе передачи в одной линии связи цифровых потоков как на рис ниже

Передача цифровых потоков с ВРК

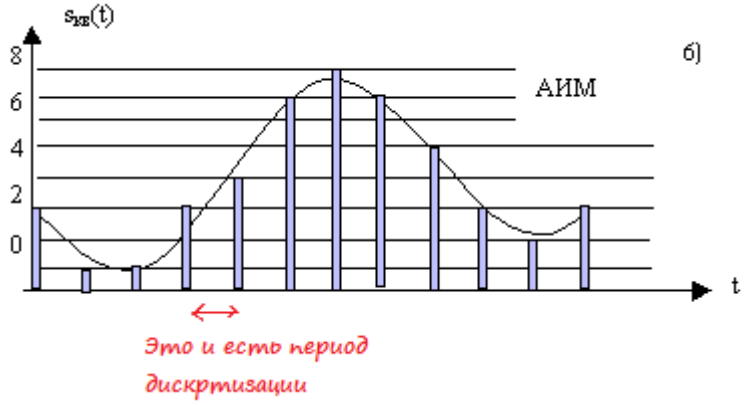


А на основе передачи в одной линии связи нескольких АИМ сигналов.

Итак, порядок действий:

1) Рассчитать частоту дискретизации для заданных аналоговых сигналов $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ с помощью теоремы о дискретизации.

2) Вычислить период дискретизации



3) В программном пакете MATLAB SIMULINK собрать модель многоканальной системы передачи

3.1) Запустить программу MATLAB

3.2) В открывшейся программе в окне Command Window после >> написать **simulink и нажать клавишу Enter.**

3.3) В открывшемся спустя некоторое время окне выбрать New Model.

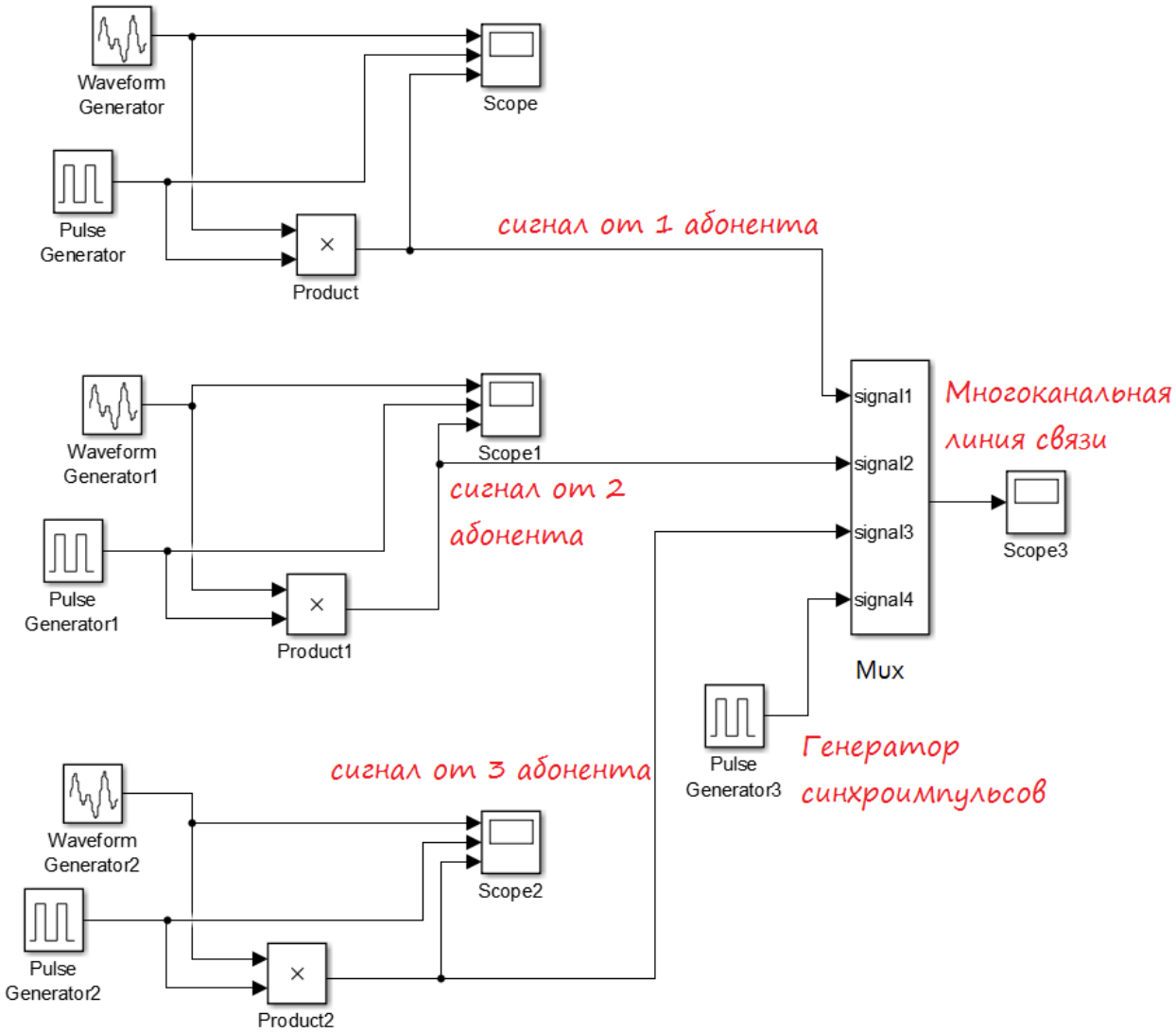


Рис. Модель многоканальной системы передачи в MATLAB SIMULINK

3.4) Настроить параметры блоков в соответствии со своими значениями сигналов $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$

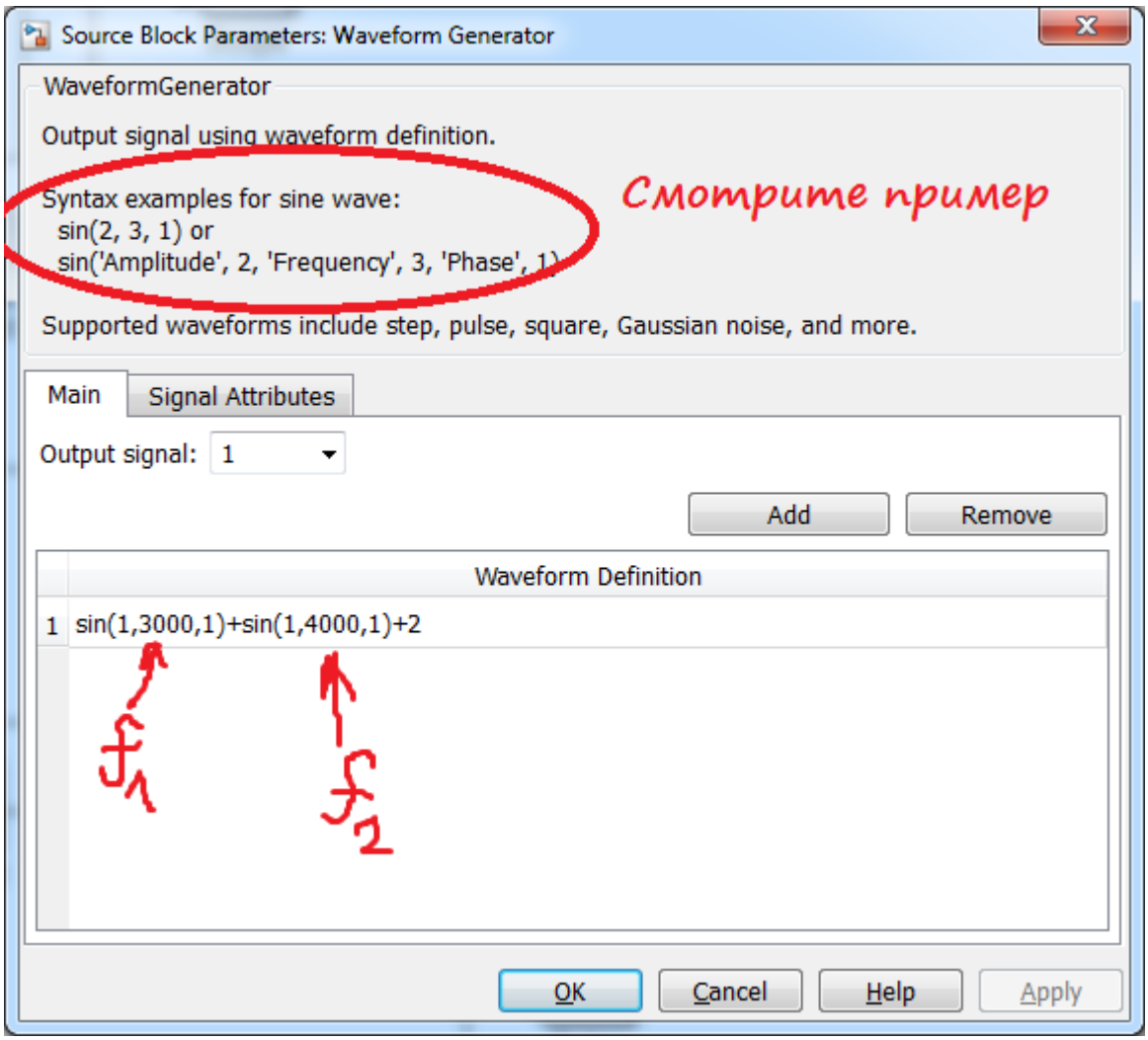


Рис. Пример настройки параметров блока Waveform Generator для сигнала $s_1(t)$

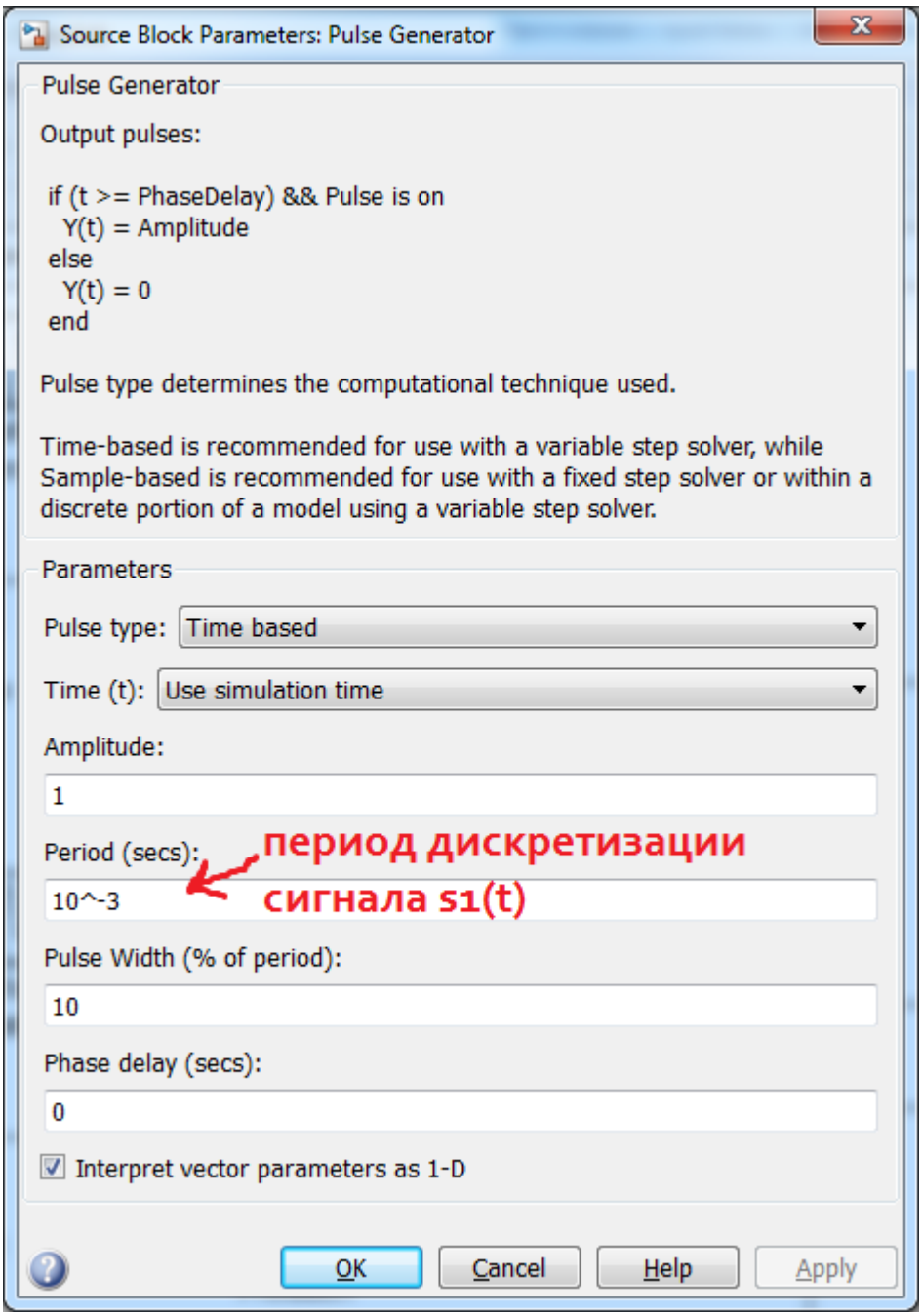


Рис. Пример настройки параметров блока Pulse Generator для сигнала $s_1(t)$

5) Привести в отчёте скриншот полученного в результате компьютерного моделирования группового АИМ сигнала, **но подписать на нем все обозначения как на Рисунке 2 из методички.**

Задание 4.

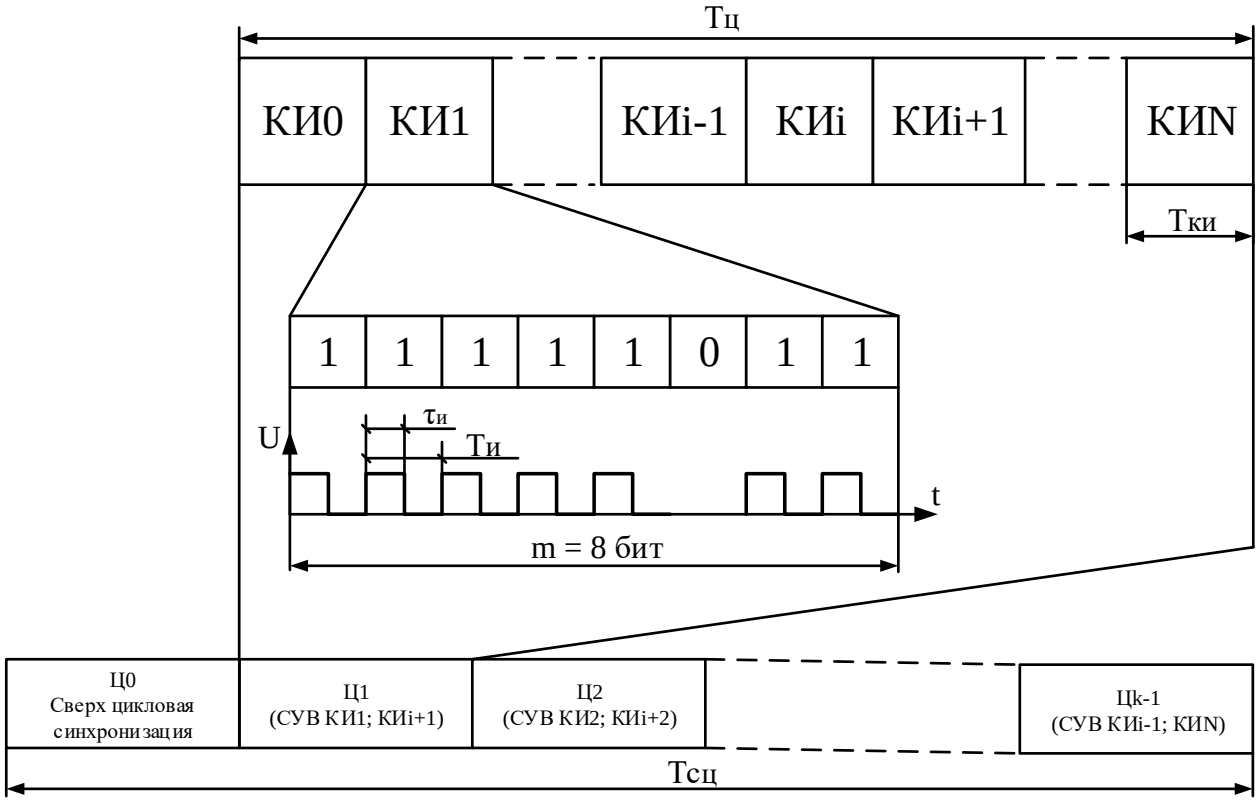
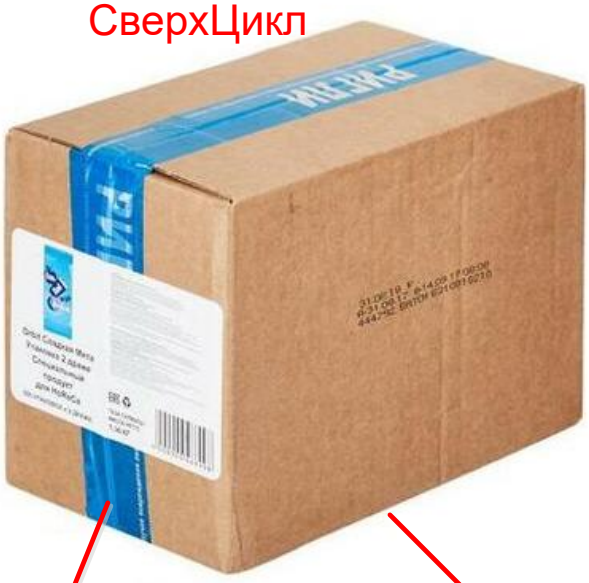


Рисунок 5 – Обобщенная структура группового цифрового потока (КИ – это канальные интервалы, в которых передаются биты информации; Ц – это циклы (в каждом цикле передается N каналов; СЦ – это сверхциклы).

СверхЦикл



Цикл

КИ

Биты

Приложение к практической работе №5

Сигналы от измерительных датчиков и любых других источников информации передаются по линиям связи к приемникам - измерительным приборам, в измерительно-вычислительные системы регистрации и обработки данных, в любые другие центры накопления и хранения данных. Как правило, информационные сигналы являются низкочастотными и ограниченными по ширине спектра, в отличие от широкополосных высокочастотных каналов связи, рассчитанных на передачу сигналов от множества источников одновременно с частотным разделением каналов. Перенос спектра сигналов из низкочастотной области в выделенную для их передачи область высоких частот выполняется операцией модуляции.

Допустим, что низкочастотный сигнал, подлежащий передаче по какому-либо каналу связи, задается функцией s(t). В канале связи для передачи данного сигнала выделяется определенный диапазон высоких частот. На входе канала связи в специальном передающем устройстве формируется вспомогательный, как правило, непрерывный во времени периодический высокочастотный сигнал u(t) = f(t; a1, a2, … am). Совокупность параметров ai определяет форму вспомогательного сигнала. Значения параметров ai в отсутствие модуляции являются величинами постоянными. Если на один из этих параметров перенести сигнал s(t), т.е. сделать его значение пропорционально зависимым от значения s(t) во времени (или по любой другой независимой переменной), то форма сигнала u(t) приобретает новое свойство. Она несет информацию, тождественную информации в сигнале s(t). Именно поэтому сигнал u(t) называют несущим сигналом, несущим колебанием или просто несущей (carrier), а физический процесс переноса информации на параметры несущего сигнала – его модуляцией (modulation). Исходный информационный сигнал s(t) называют модулирующим (modulating signal), результат модуляции – модулированным сигналом (modulated signal). Обратную операцию выделения модулирующего сигнала из модулированного колебания называют демодуляцией (demodulation).

Основным видом несущих сигналов являются гармонические колебания:

$$S_{HEC}(t) = U_H \cdot \cos\left(\omega_н t + \phi\right) \qquad (1)$$

которые имеют три свободных параметра: амплитуду U_H, круговую частоту $\omega_н$ и начальную фазу ϕ. В зависимости от того, на какой из данных параметров переносится информация, различают амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) или фазовую (ФМ) модуляцию несущего сигнала. Частотная и фазовая модуляция тесно взаимосвязаны, поскольку изменяют аргумент функции косинуса, и их обычно объединяют под общим названием - угловая модуляция (angle modulation). В каналах передачи цифровой информации

получила также распространение квадратурная модуляция, при которой одновременно изменяются амплитуда и фаза несущих колебаний.

Амплитудная модуляция (amplitude modulation, AM) исторически была первым видом модуляции, освоенным на практике. В настоящее время AM применяется в волоконно-оптических сетях связи, очень редко в сетях радиосвязи – для радиовещания на сравнительно низких частотах (не выше коротких волн), а также для передачи изображений в телевизионном вещании. Это обусловлено низким КПД использования энергии амплитудно модулированных сигналов.

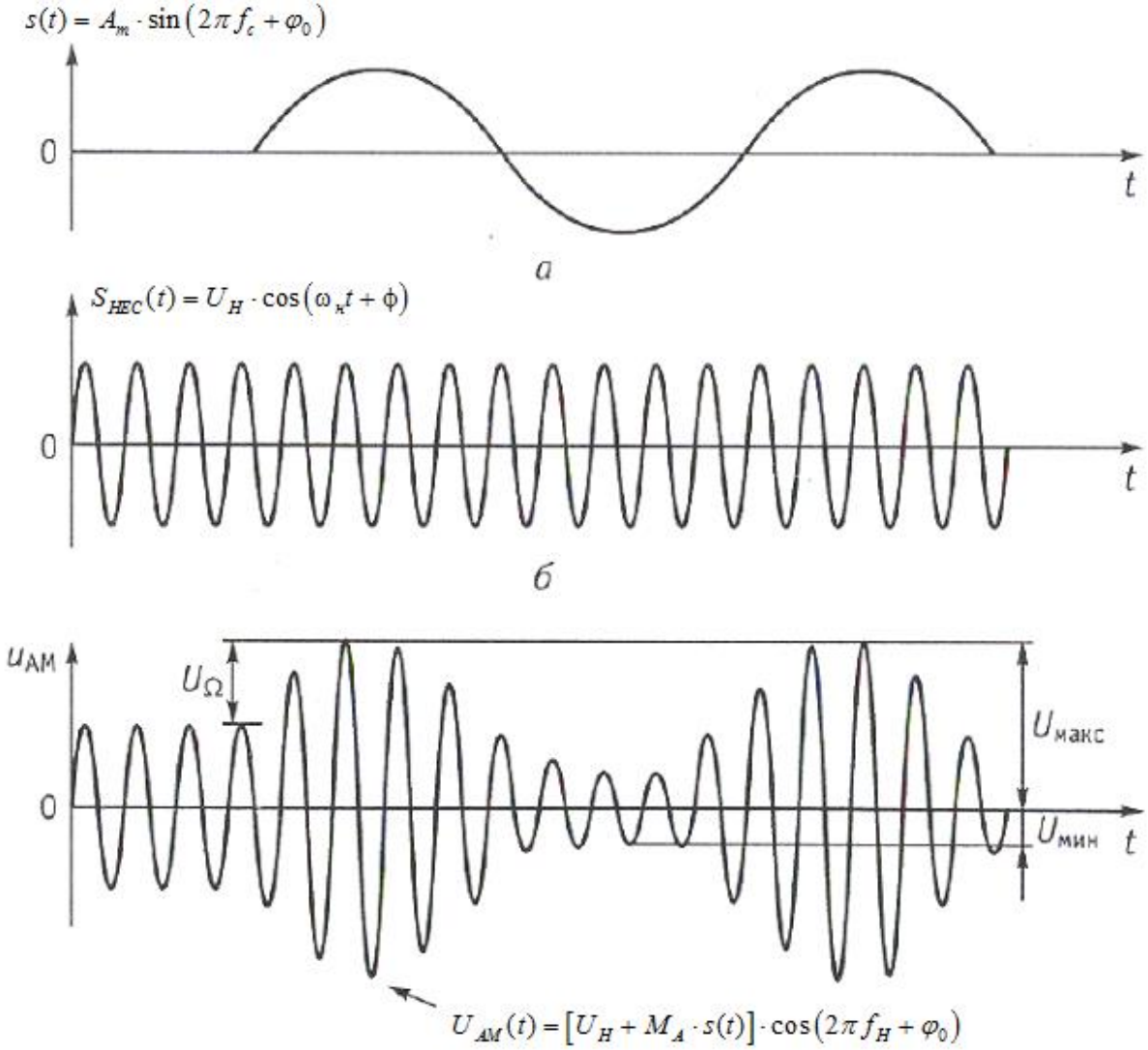


Рис. 1. Пример AM- сигнала: а) Передаваемый сигнал, б) несущая, в) амплитудно-модулированный сигнал

Форма записи амплитудно-модулированного сигнала:

$$U_{AM}(t) = [U_H + M_A \cdot s(t)] \cdot \cos(\omega_H t + \varphi_0) \qquad (2)$$

где $U_{AM}(t)$ – модулированный сигнал;

U_H – амплитуда несущего колебания;

$M_A = \dfrac{U_C}{U_H} \le 1$ – коэффициент амплитудной модуляции, который характеризует глубину амплитудной модуляции; U_H – амплитуда несущей; U_C – максимальная мгновенная амплитуда информационного сигнала.

$s(t)$ – функция, соответствующая передаваемому информационному сигналу;

$\omega_H = 2\pi f_H$ – угловая частота несущего сигнала;

φ_0 – начальная фаза несущего сигнала.

Для определения спектра амплитудно-модулированного колебания необходимо выполнить преобразование выражения (2), если $s(t) = A_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t) + A_3 \cdot \cos(2\pi f_3 t)$.

Значение M_A должно находиться в пределах от 0 до 1 для всех гармоник модулирующего сигнала.

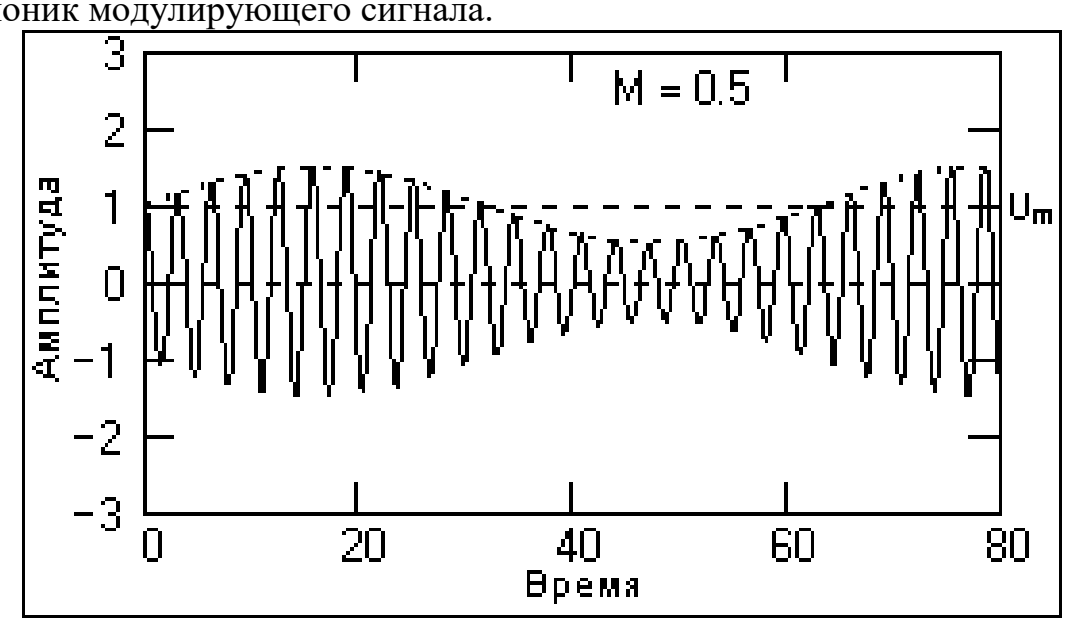


Рис. 2. Модулированный сигнал

При значении M_A <1 форма огибающей несущего колебания полностью повторяет форму модулирующего (полезного) сигнала $s_c(t)$, что можно видеть на рис. 2. Малую глубину модуляции для основных гармоник модулирующего сигнала (M_A <<1) применять нецелесообразно, т.к. при этом мощность передаваемого информационного сигнала будет много меньше мощности несущего колебания, и мощность передатчика используется неэкономично.

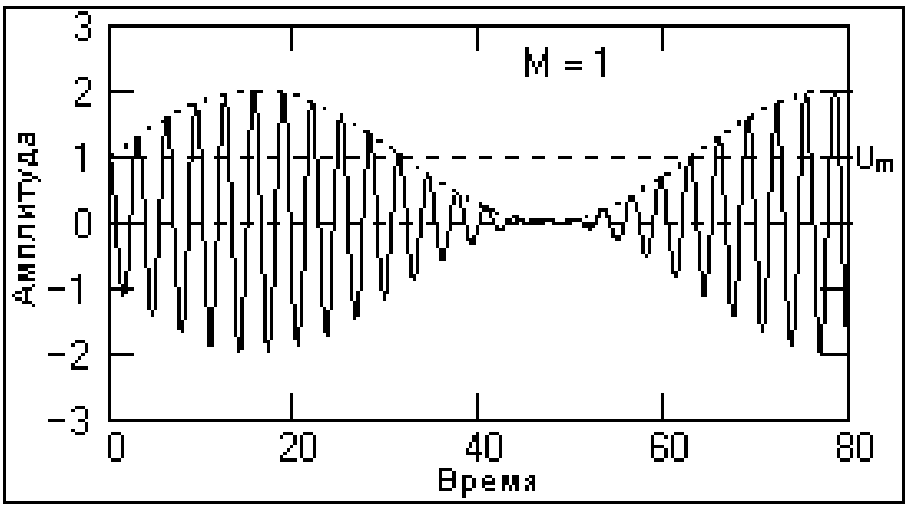


Рис. 3 Глубокая модуляция

На рис. 3 приведен пример так называемой **глубокой модуляции**, при которой значение M_A стремится к 1 в экстремальных точках функции $s(t)$.

Стопроцентная модуляция (M_A =1) может приводить к искажениям сигналов при перегрузках передатчика, если последний имеет ограниченный динамический диапазон по амплитуде несущих частот или ограниченную мощность передатчика (увеличение амплитуды несущих колебаний в пиковых интервалах сигнала $U(t)$ в два раза требует увеличения мощности передатчика в четыре раза).

При M_A >1 возникает так называемая **перемодуляция**, пример которой приведен на рис. 4. Форма огибающей при перемодуляции искажается относительно формы модулирующего сигнала, и после демодуляции, если применяются ее простейшие методы, информация может быть искажена.

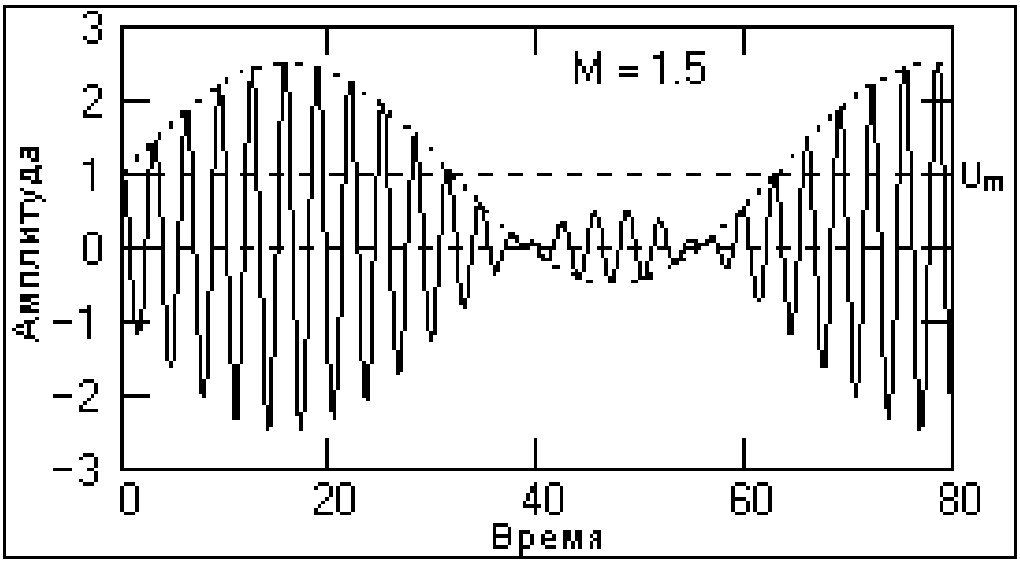


Рис. 4 Перемодуляция сигнала

Приложение к практической работе №6

Теория радиосвязи

Потери в свободном пространстве вызваны тем, что с ростом расстояния от передающей антенны до приемной антенны излученная энергия распределяется по все большей площади, и на приемную антенну приходится лишь малая часть излученной энергии. В наиболее простом случае, когда передающая антенна является всенаправленной (изотропное излучение), энергия излучения как бы "размазывается" по сферической поверхности. С ростом расстояния (радиуса сферы) площадь поверхности сферы увеличивается, а плотность электромагнитной энергии, приходящаяся на единицу поверхности, уменьшается.

Передающая антенна излучает изотропно в открытое пространство уровень мощности $P_{пер}$, как показано на рис. 1.

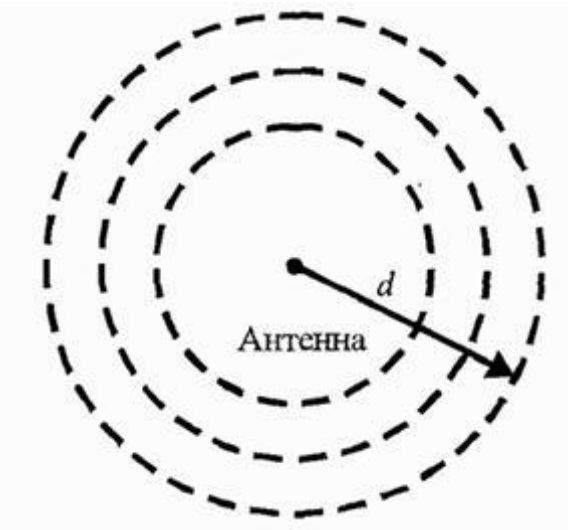
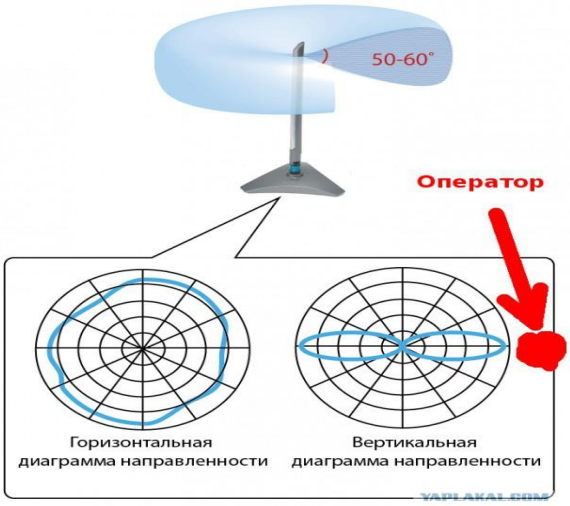


Рис. 1. Изотропно-излучающая антенна



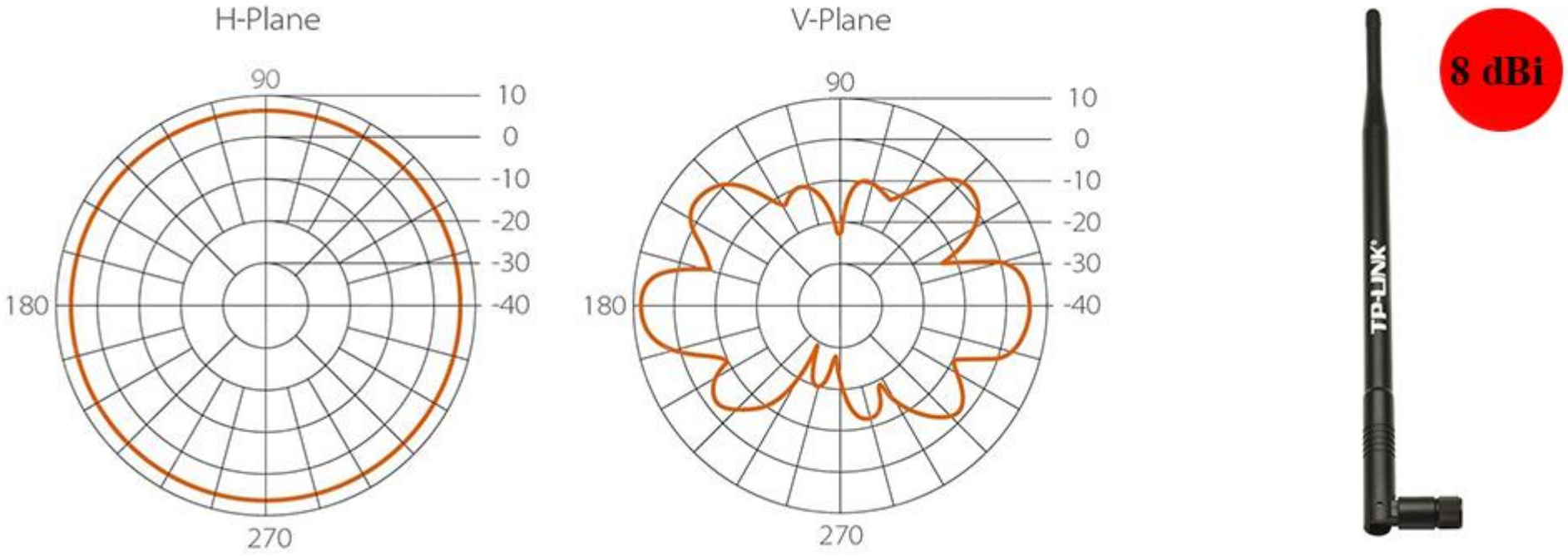


Рис. 2 Пример всенаправленной антенны (слева диаграммы направленности горизонтального плана, справа – вертикального)

Потери в свободном пространстве определяются по формуле:

$$L = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_{пер}}{P_{пр}}\right) = 20 \cdot \lg\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right), дБ$$

где $P_{пер}, P_{пр}$ – мощности излучения и приема соответственно; d – расстояние между передающей и приемной антеннами, де λ - длина волны передаваемого сигнала.

Если передающая антенна имеет избирательность в определенном направлении, плотность мощности в этом направлении увеличивается. Поэтому при расчетах необходимо учитывать коэффициенты усиления передающей G_T и приемной G_R антенны.

В теории электрического поля есть базовое соотношение между усилением G_R приёмной антенны и её эффективной площадью:

$$A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi},$$

Параболическая антенна

Рис.3

с диаметром D имеет эффективную площадь

$$A_R = \frac{1}{4}\pi D^2 \eta,$$

где $\frac{1}{4}\pi D^2$ - физическая площадь, а η - показатель эффективности облучения, который находится в области $0,5 \le \eta \le 0,6$. Следовательно, усиление параболической антенны диаметром D равно

$$G_R = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 .$$

Рупорная антенна площадью A (см. рис ниже)

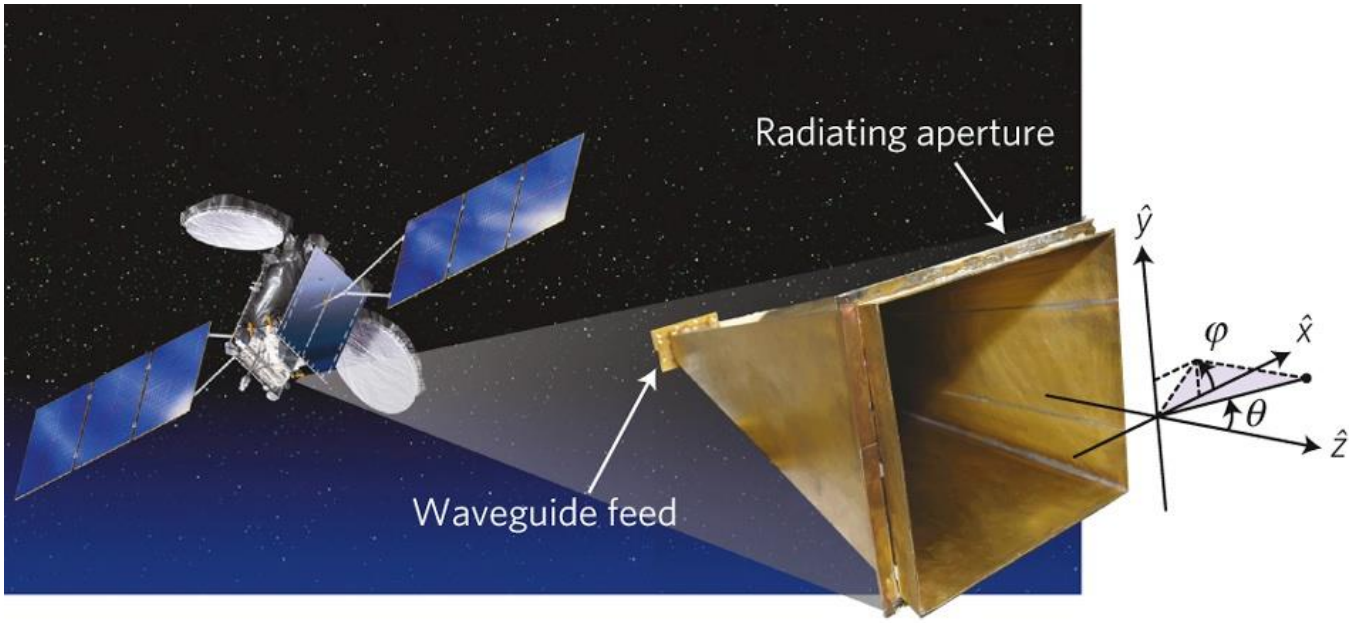


Рис. 4

имеет показатель эффективности 0,8, эффективную площадь $A_R = 0,8A$, и усиление этой антенны равно

$$G_R = \frac{10A}{\lambda^2}.$$

Другой параметр, который связан с усилением антенны (направленностью) – это ширина луча, которую мы обозначим ΘB. Он иллюстрируется графически на рис. 5

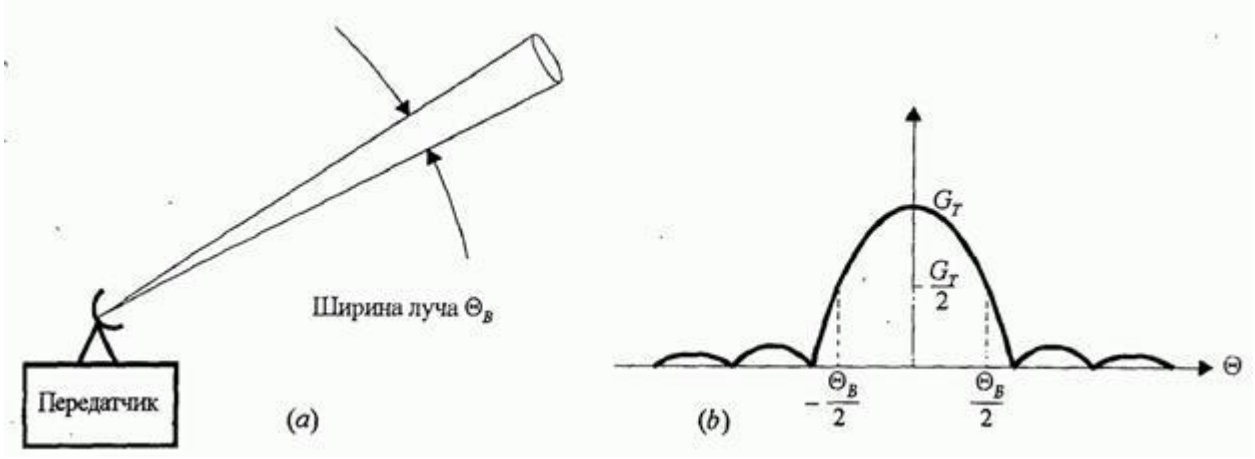


Рис.5. Ширина луча антенны (a) и диаграмма направленности (b)

Обычно ширина луча измеряется по ширине диаграммы направленности на уровне -3 дБ от её пика. Например, ширина луча параболической антенны на уровне -3 дБ приближенно равна

$$\Theta B = 70\left(\lambda / D\right)^2,$$

так что G_T обратно пропорционально Θ_B^2. Это значит, что уменьшение ширины луча вдвое, получаемое удвоением диаметра D, увеличивает коэффициент усиления антенны примерно в 4 раза (на 6 дБ).

Основываясь на общих соотношениях для мощности принимаемого сигнала, разработчик антенны может рассчитать P_R, исходя из данных усиления антенны и расстояния между передатчиком и приёмником. Такие расчеты обычно выполняются по мощности так:

$$(P_R)_{дБ} = \left(P_T\right)_{дБ} + (G_T)_{дБ} + (G_R)_{дБ} - (L)_{дБ}.$$

Для решения задачи 5, смотри в лекции формулу для определения дальности связи с учетом высоты подвеса антенн.

Кабельные волоконно-оптические сети

Примеры того, как не надо делать!