

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет телекоммуникаций

Кафедра систем телекоммуникаций

С. А. Корневский

**МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области
информатики и радиоэлектроники в качестве пособия для специальностей
1-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,
1-45 01 02 «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»
и направлений специальности 1-45 01 01-01 «Информационные технологии
(системы телекоммуникаций)», 1-45 01 01-04 «Информационные технологии
(цифровое теле- и радиовещание)»*

Минск БГУИР 2015

УДК 621.376:654(076.5)
ББК 32.841я7
К66

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра информационно-измерительной техники и технологий Белорусского
национального технического университета (протокол №16 от 06.05.2014);

доцент кафедры радиосвязи и радиовещания учреждения образования
«Высший государственный колледж связи», кандидат технических наук,
доцент В. С. Бердяев

Кореневский, С. А.

К66 Модуляция и демодуляция в системах телекоммуникаций. лабора-
торный практикум : пособие / С. А. Кореневский. – Минск : БГУИР,
2015. – 72 с. : ил.

ISBN 978-985-543-114-6.

Рассмотрены алгоритмы формирования, временные схемы и спектральные ха-
рактеристики модуляторов и демодуляторов систем телекоммуникаций. Разрабо-
тано программное обеспечение для проведения лабораторных работ по исследова-
нию модуляторов и демодуляторов сигналов с квадратурной амплитудной модуля-
цией.

**УДК 621.376:654(076.5)
ББК 32.841я7**

ISBN 978-985-543-114-6

© Кореневский С. А, 2015

© УО «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники», 2015

СОДЕРЖАНИЕ

1	СИГНАЛЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ. ВРЕМЕННЫЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.....	4
1.1	Входные сигналы цифровых систем передачи.....	4
1.1.1	Код без возвращения к нулю.....	4
1.1.2	Код с возвращением к нулю.....	5
1.1.3	Передача и прием бинарных сигналов.....	7
1.2	Временная характеристика сигнала при уменьшении полосы пропускания канала связи.....	11
1.3	Многопозиционные сигналы.....	17
2	МОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.....	21
2.1	Обобщенная структурная схема системы связи.....	21
2.2	Векторное представление синусоиды.....	25
2.3	Структурная схема модулятора цифровых систем модуляции.....	29
2.4	Демодулятор.....	31
3	МОДУЛЯЦИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.....	32
3.1	Амплитудная модуляция.....	32
3.2	Фазовая модуляция.....	34
3.2.1	Фазовый модулятор ФМ-2.....	34
3.2.2	Демодулятор ФМ-2.....	37
3.2.3	Влияние погрешности фазы несущей частоты на работу демодулятора.....	41
3.3	Модулятор ФМ-4.....	44
3.4	Квадратурная амплитудная модуляция.....	50
3.4.1	Модулятор квадратурной амплитудной модуляции.....	50
3.4.2	Демодулятор КАМ.....	54
3.5	Частотная модуляция.....	57
3.5.1	Частотная модуляция с постоянной огибающей.....	57
3.5.2	Фазовая решетка и фазовая траектория ЧМ сигнала с непрерывной фазой.....	60
3.5.3	Структурная схема частотного модулятора с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом (МЧС).....	61
4	ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РАБОТЫ, ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОДУЛЯТОРОВ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	67
5	ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РАБОТЫ, ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕМОДУЛЯТОРОВ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	69
	ЛИТЕРАТУРА.....	72

1 СИГНАЛЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ. ВРЕМЕННЫЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1.1 Входные сигналы цифровых систем передачи

1.1.1 Код без возвращения к нулю

Первичный цифровой сигнал обычно представляется двухуровневым кодом, который используется в компьютерах и многих системах обработки и передачи информации. Одним из таких кодов, широко используемых в системах телекоммуникаций, является код без возвращения к нулю (код NRZ). Рассмотрим временную диаграмму случайной цифровой последовательности 1001001111 и т. д., представленную в коде без возвращения к нулю (рисунок 1.1). В коде NRZ длительность передаваемой единицы равна всей длительности временного интервала, отведенного на передачу одного символа. В выбранном временном масштабе (см. рисунок 1.1) для передачи одного символа отводится единичный интервал времени. Спектр сигнала в коде NRZ показан на рисунке 1.2. Видно, что огибающая спектра случайного цифрового сигнала соответствует огибающей спектра прямоугольного импульса. Спектр состоит из множества случайных спектральных составляющих, содержащих информацию о передаваемой случайной временной последовательности. Это передаваемая информация. Если цифровой поток детерминированный (неслучайный), например последовательность 1 (11111111111...), то временная зависимость такого потока в коде NRZ имеет вид, показанный на рисунке 1.3. Видно, что детерминированные сигналы не содержат информации.

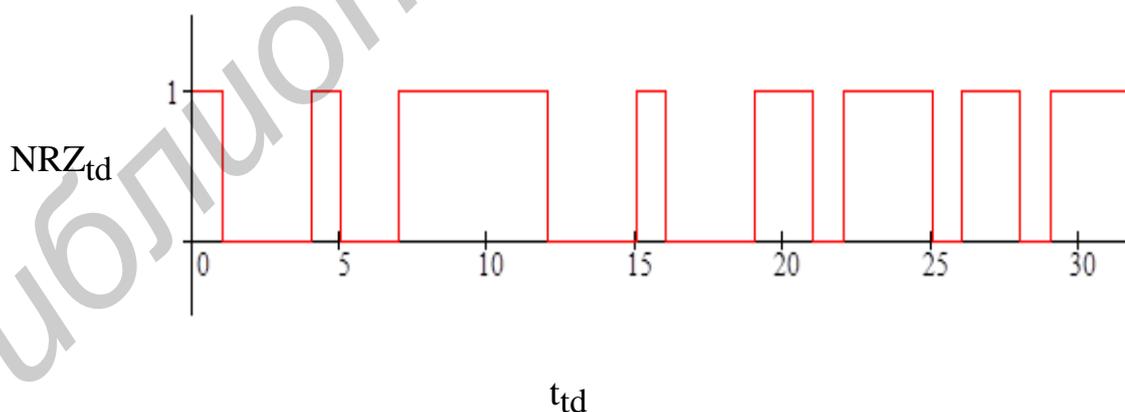


Рисунок 1.1 – Случайная цифровая последовательность в коде без возвращения к нулю

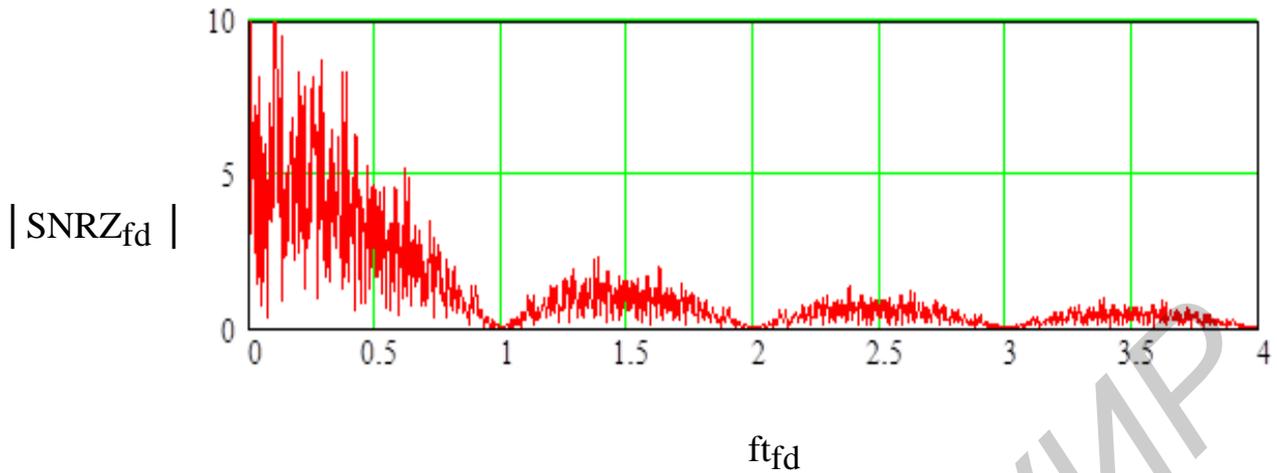


Рисунок 1.2 – Спектр случайной цифровой последовательности в коде без возвращения к нулю

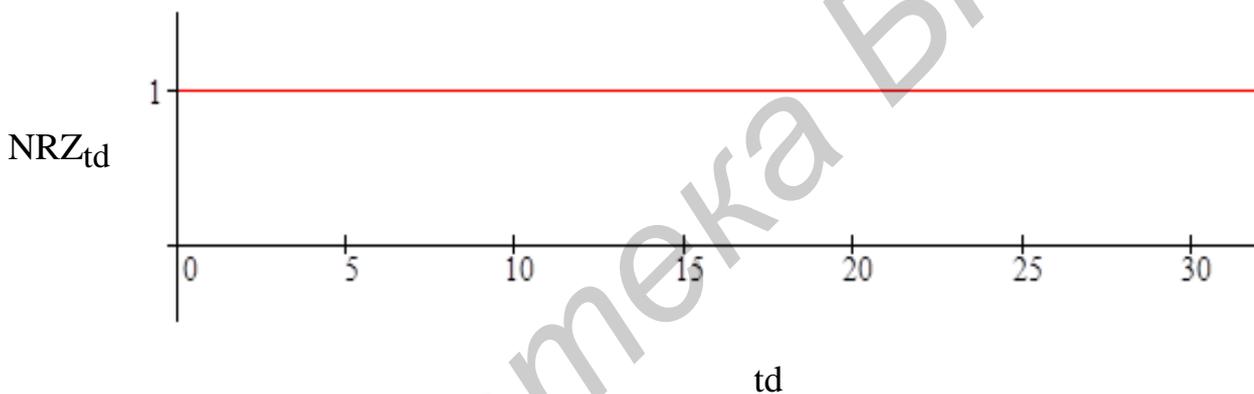


Рисунок 1.3 – Временная зависимость периодической последовательности единиц в коде NRZ

1.1.2 Код с возвращением к нулю

Рассмотрим временную диаграмму случайной цифровой последовательности 10110001 и т. д., представленную в коде с возвращением к нулю (код RZ) на рисунке 1.4. В коде RZ на передачу одного символа отведен единственный интервал времени. Однако длительность, соответствующая формируемому в коде RZ импульсу ($t_i = 0.5$) передаваемой «1» в два раза меньше длительности временного интервала, отведенного на передачу одного символа передаваемого сообщения ($T_c = 1$). Фактически значение «1» передается двумя символами: «1» – в интервале от 0 до $0.5 T_c$; «0» – в интервале от $0.5 T_c$ до $1 T_c$ (см. рисунок 1.4). Уменьшение длительности передаваемого символа в два раза приводит к увеличению ширины спектра сигнала (рисунок 1.5). Для

кода RZ значение первого нуля огибающей спектра в два раза больше, чем для кода NRZ (сравните рисунки 1.2 и 1.5). Это приводит к увеличению ширины спектра сигнала в коде RZ и означает, что при одинаковых значениях полосы пропускания канала связи скорость передачи информации в коде RZ в два раза выше, чем в коде NRZ. Широкое применение кода RZ в цифровых системах телекоммуникаций обусловлено тем, что в его спектре содержится спектральная составляющая тактовой частоты ($f_t = 1$), которая в цифровых системах передачи используется для временной синхронизации приемного оборудования. Спектр сигнала в коде RZ содержит также спектральные составляющие нечетных гармоник тактовой частоты ($|SRZ(3f_t)| > 0$, $|SRZ(5f_t)| > 0$) и т. д.) и случайные спектральные составляющие передаваемой информации. На рисунке 1.6 показана временная зависимость периодического сигнала тактовой частоты (детерминированного). В теории информации показано, что детерминированный сигнал информации не содержит. Зная значение тактовой частоты детерминированного сигнала, мы можем рассчитать (предсказать) значение символа на миллионы лет вперед. На рисунке 1.7 показан спектр периодической последовательности импульсов. Видно, что в спектре сигнала имеются только спектральные составляющие тактовой частоты и ее гармоник. Детерминированные сигналы информацию не содержат.

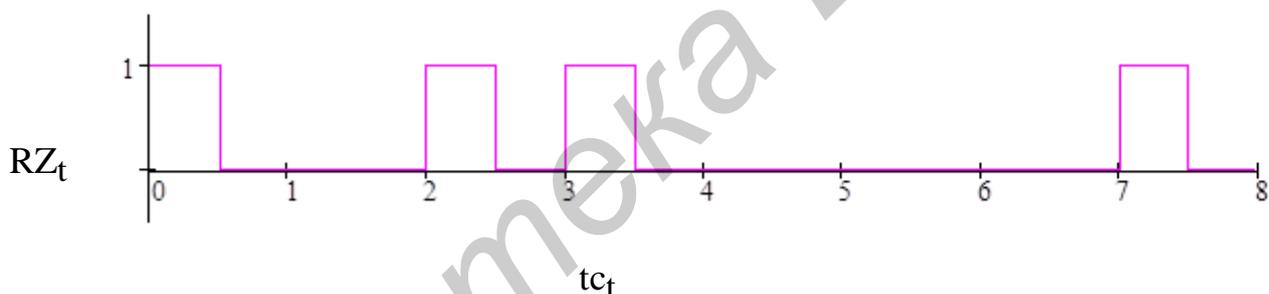


Рисунок 1.4 – Случайная цифровая последовательность в коде с возвращением к нулю (RZ)

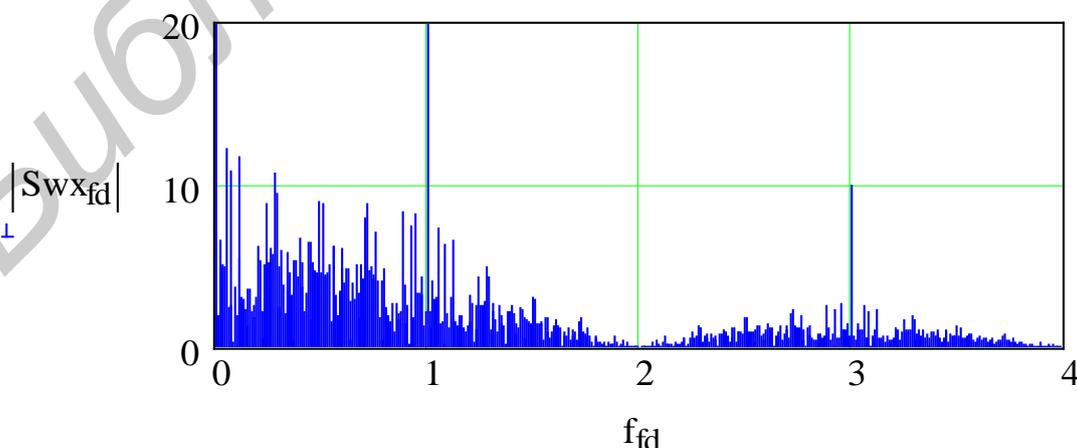


Рисунок 1.5 – Спектр случайной цифровой последовательности в коде с возвращением к нулю

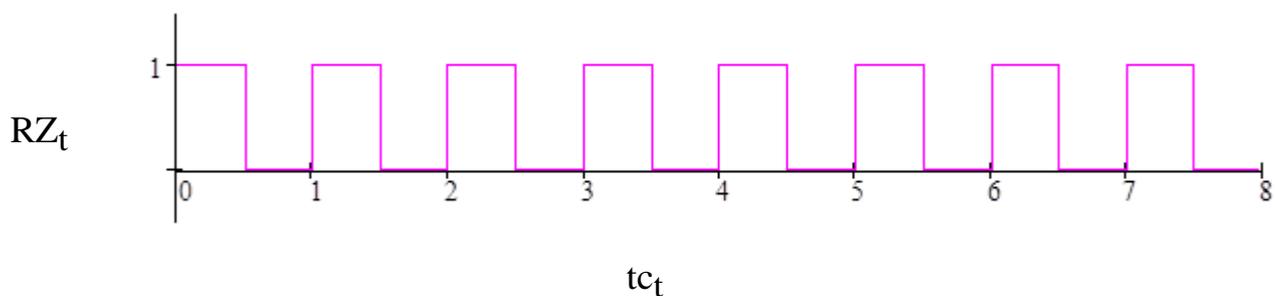


Рисунок 1.6 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов в коде RZ (плотность единиц равна «1»)

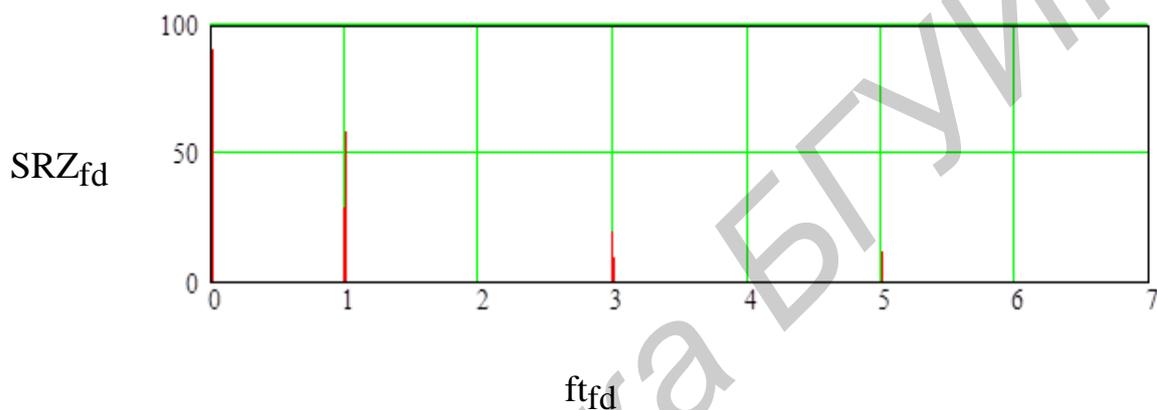


Рисунок 1.7 – Спектр периодической последовательности импульсов

Из рисунка 1.7 видно, что периодическая последовательность импульсов в коде RZ содержит только спектральную составляющую тактовой частоты и ее гармоник. Периодическая последовательность не содержит информацию.

1.1.3 Передача и прием бинарных сигналов

В соответствии с теоремой Шеннона скорость передачи информации в канале связи определяется полосой пропускания канала связи и отношением сигнал/шум. Рассмотрим, каким образом это можно реализовать практически.

Предположим, что передаваемая информация представлена в виде сигнала, принимающего два значения (двухпозиционный сигнал) – логического «0» и логической «1» (значения амплитуды сигнала логической «1», измеренные в вольтах могут быть различными в различных ЦСП). На рисунке 1.8 показан фрагмент случайного цифрового потока, представленного двухпозиционным сигналом.

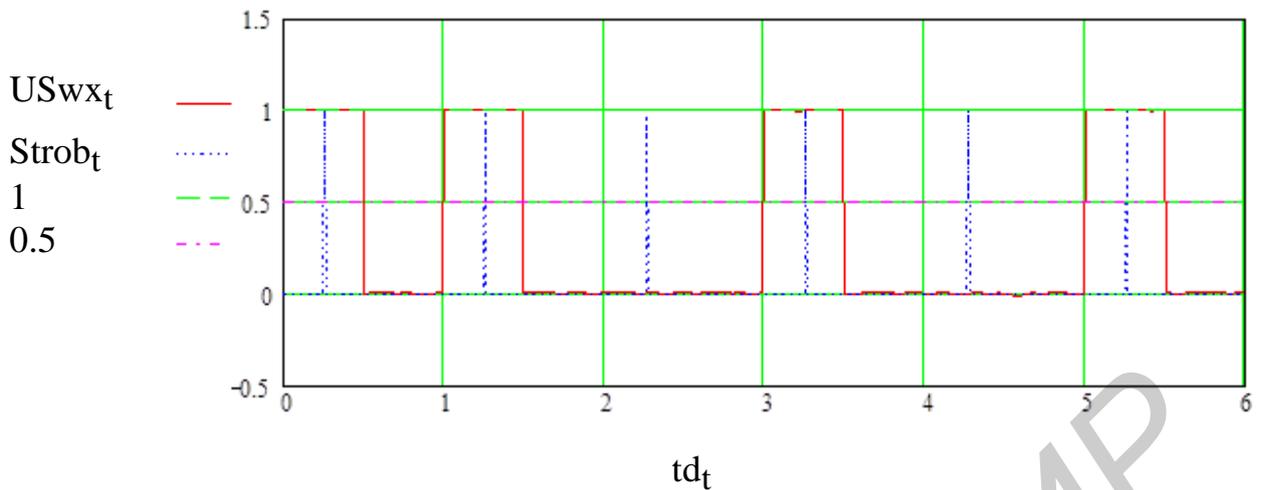


Рисунок 1.8 – Случайный цифровой поток в коде RZ при отсутствии шумов в канале связи

В приемном устройстве необходимо принять решение, какое значение символа в данный момент времени принимается («0» или «1»). Для этого приемное устройство формирует периодическую последовательность стробирующих импульсов (при стробирующем импульсе длительность бесконечно мала, амплитуда равна «1»). Временное положение стробирующих импульсов соответствует середине принимаемого единичного символа. Период повторения стробирующих импульсов S_{strob_t} должен быть равен периоду повторения импульсов входного цифрового потока U_{Swx_t} .

В теории электросвязи показано, что алгоритм принятия решения имеет вид

$$U_{pr_t} := \begin{cases} 0 & \text{if } U_{wx_t} < a \\ 1 & \text{if } U_{wx_t} \geq a \end{cases} \quad (1.1)$$

где a – уровень принятия решения ($a = 0.5$ при плотности единиц $P = 0.5$).

На рисунке 1.8 уровень принятия решения $a = 0.5$ (будет показан на экране штриховой фиолетовой линией). Видно, что для рисунка 1.8 в моменты формирования стробирующих импульсов значение $U_{wx} > 0.5$ при приеме символа «1», $U_{wx} < 0.5$ при приеме символа «0». Ошибки в канале связи отсутствуют. Однако в канале связи всегда присутствует шум (каналов связи без шумов не существует). Одна из возможных временных реализаций шума (количество возможных временных реализаций шума с одинаковыми средними значениями мощности равно бесконечности) показана на рисунке 1.9. На рисунке 1.10 показана вторая возможная временная реализация шума, средняя мощность которой равна средней мощности шума временной реализации, приведенной на рисунке 1.9. Шумы канала связи суммируются с принимаемым сигналом, что приводит к возможности формирования бесконечного множества временных реализаций суммы сигнала и шума (рисунки 1.11, 1.12). Мы никогда не знаем, какая временная реализация шума и сигнала возникнет в канале связи. Поэтому мы не можем предсказать (точно рассчитать) ошибку

в канале связи в какой-то определенный момент времени. Зная статистические характеристики шума, среднеквадратичное значение амплитуды шума (мощность шума), мощность принимаемого сигнала и вид модуляции, мы можем определить вероятность возникновения ошибки в канале связи.

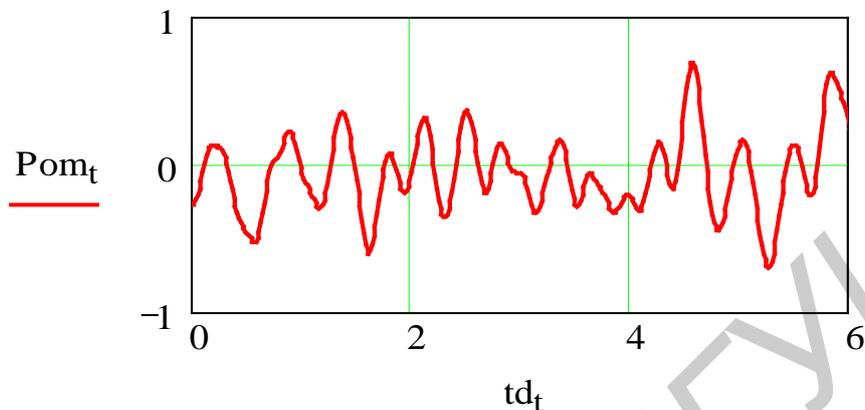


Рисунок 1.9 – Одна из возможных временных реализаций шума

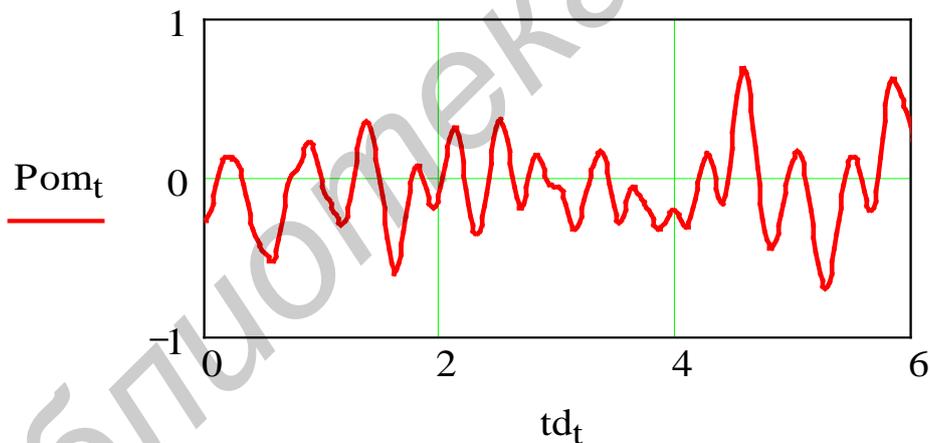


Рисунок 1.10 – Вторая возможная временная реализация шума при среднеквадратичном значении амплитуды шума, равном 1

Анализ рисунка 1.11 показывает, что передаваемый цифровой сигнал содержит «1» в моменты времени $td = 0.25$; $td = 1.25$; $td = 3.25$; $td = 5.25$. В соответствии с алгоритмом (1.1) приемное оборудование примет решение о приеме «1» в моменты времени $td = 0.25$; $td = 1.25$; $td = 3.25$ (суммарное значение амплитуды и шума в эти моменты времени превышает порог принятия решения 0.5). Однако в момент времени $td = 5.25$ суммарное значение амплитуды входного сигнала и шума меньше 0.5. Приемное устройство примет ошибоч-

ное решение о приеме «0». На приемной стороне возникнет ошибка. В моменты времени $td = 2.25$ и $td = 4.25$ при данной временной реализации шума суммарное значение сигнала и шума менее 0.5, поэтому ошибки при приеме нулей для рассмотренной временной реализации шума отсутствуют. Количество возможных шумовых реализаций, которые могут возникнуть на входе приемного устройства, бесконечно велико.

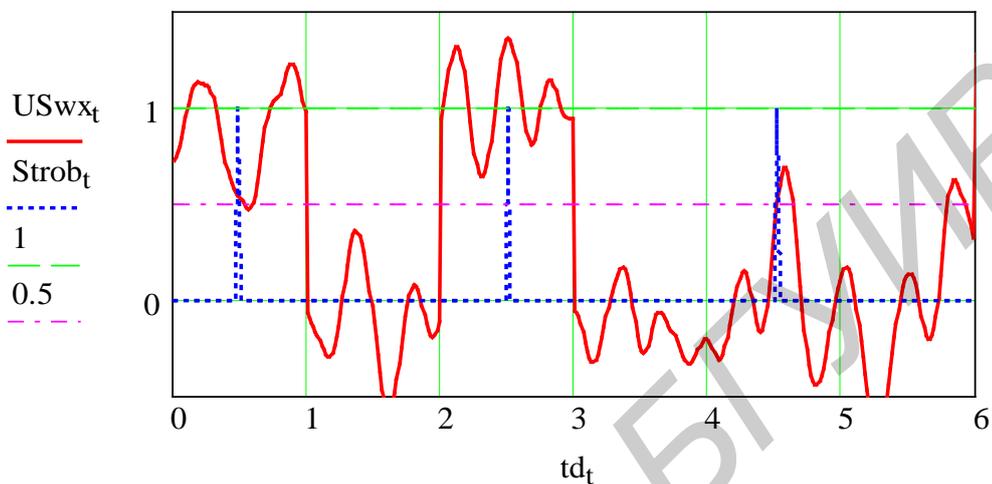


Рисунок 1.11 – Случайный цифровой поток при наличии шумов в канале связи (шумовая реализация рисунка 1.9)

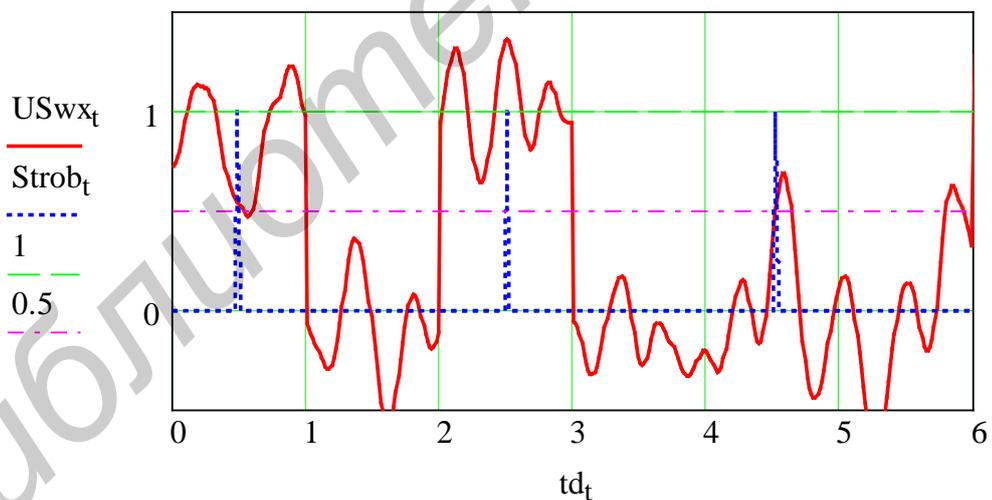


Рисунок 1.12 – Случайный цифровой поток при наличии временной реализации шума, отличающийся от изображенного на рисунке 1.11

На рисунке 1.12 показан прием случайной цифровой последовательности при другой временной реализации шума. Средние значения мощности шумов на рисунках 1.8 и 1.9 одинаковы. Анализ временной зависимости, приведенной на рисунке 1.9, показывает, что ошибка возникает в момент времени $td = 4.25$ при приеме символа «0» (в момент принятия решения амплиту-

да шума превышает 0.5, поэтому будет принято ошибочное решение о приеме «1» вместо «0»). Для уменьшения вероятности ошибки в канале связи необходимо увеличение отношения сигнал/шум. Мощность сигнала ограничена параметрами передающего устройства. Мощность шумов определяется тепловыми шумами и помехами в канале связи. Теоретически мощность помех может быть равна нулю.

Мощность тепловых шумов пропорциональна полосе частот канала связи:

$$P_N = KN \cdot k \cdot T_0 \cdot df, \quad (1.2)$$

где KN – коэффициент шума приемного устройства;

k – постоянная Больцмана (физическая константа $k = 1.4 \cdot 10^{-23}$);

T_0 – температура в градусах Кельвина;

df – полоса частот канала связи.

Из приведенного выражения видно, что если df стремится к бесконечности, то мощность шумов в канале связи (P_N) стремится к бесконечности, отношение сигнал/шум – к нулю, вероятность ошибки – к единице. Система связи не работоспособна. Анализ спектра цифрового сигнала показывает, что основная энергия сигнала сосредоточена в полосе частот:

$0 < f < F_w = 1/T$ для сигнала в коде NRZ;

$0 < f < F_w = 2/T$ для сигнала в коде RZ.

Увеличение полосы пропускания от величины F_w до величины, например $10 F_w$, приводит к увеличению мощности сигнала не более чем на 20 %. В соответствии с выражением (1.2) мощность шумов при этом увеличится в 10 раз. Это показывает, что при приеме цифровых сигналов отношение сигнал/шум может быть значительно увеличено путем уменьшения полосы пропускания канала связи. Однако это приводит к межсимвольной интерференции цифрового сигнала.

1.2 Временная характеристика сигнала при уменьшении полосы пропускания канала связи

Спектр сигнала показывает значения частоты f_i , амплитуды U_i и фазы v_i гармонических колебаний ($U_i \cdot \cos(2\pi f_i t + v_i)$), сумма которых формирует данную временную зависимость. Рассмотрим временную зависимость периодической последовательности прямоугольных импульсов (рисунок 1.13) и спектр этой зависимости (рисунок 1.14), по которому видно, что временная зависимость состоит из постоянной составляющей, амплитуда которой определяется S_{wx0} , и суммы синусоидальных сигналов с частотами ft , $3ft$, $5ft$ и амплитудами $|S_{wx}(ft)|$, $|S_{wx}(3ft)|$, $|S_{wx}(5ft)|$ и т. д. Для цифровой последовательности, показанной на рисунке 1.6, значение $ft = 1/T$, $T = t/nn = 1$ – период повторения импульсов. Нули огибающей спектра определяются длительностью импульса, которая равна $0.5 T$ (см. рисунок 1.13). Поэтому нули огиба-

ющей спектра сигнала в коде RZ совпадают по частоте с четными гармониками тактовой частоты, что приводит к отсутствию четных гармоник тактовой частоты в спектре выходного сигнала кода RZ.

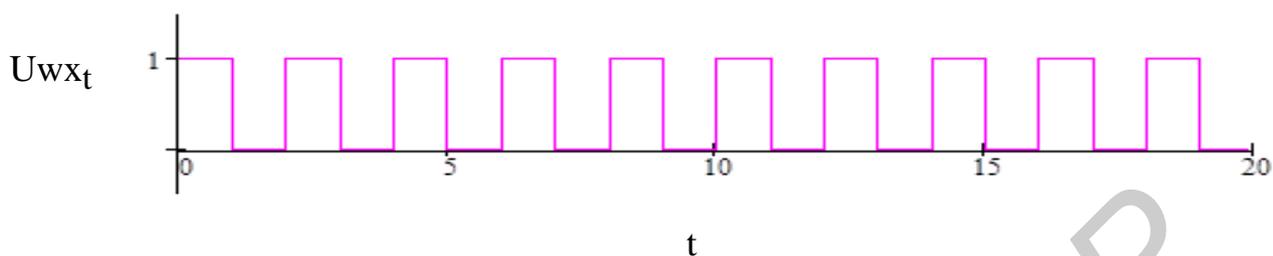


Рисунок 1.13 – Временная зависимость периодической последовательности прямоугольных импульсов

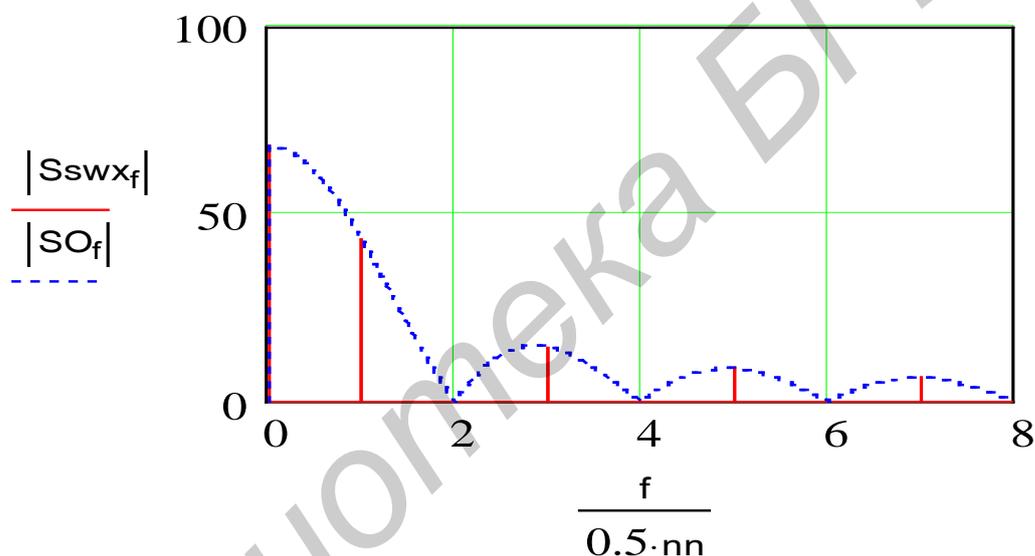
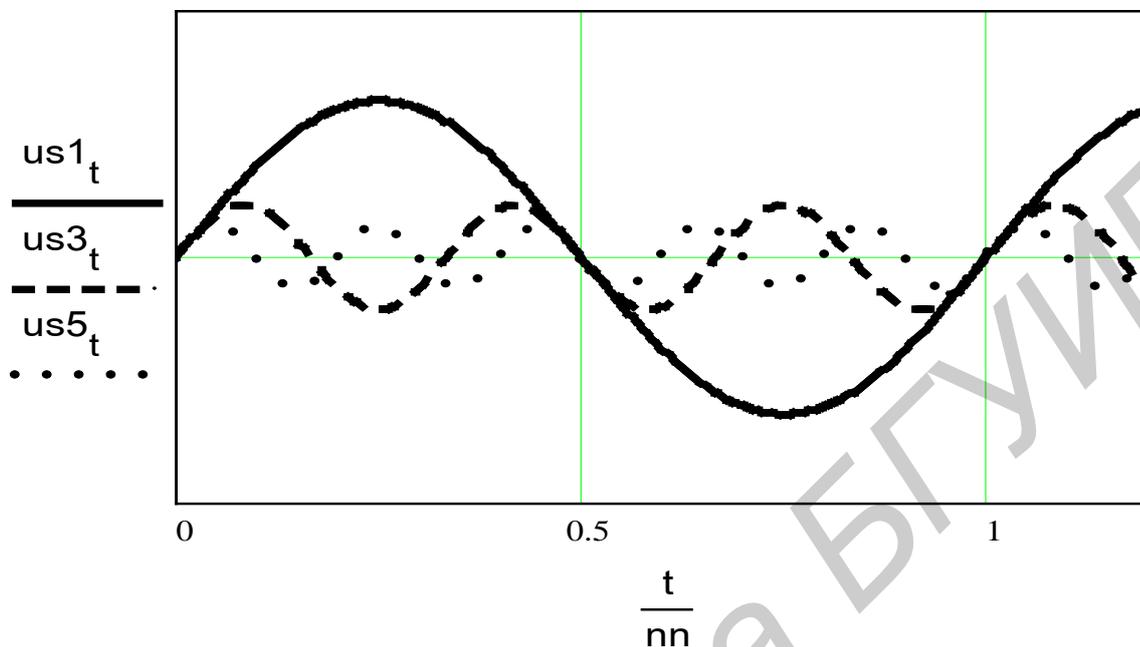


Рисунок 1.14 – Спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов

Выделив из спектра прямоугольных импульсов спектральные составляющие с частотами ft , $3ft$, $5ft$ и осуществив обратное преобразование Фурье, получим временные зависимости этих спектральных составляющих (рисунок 1.15).

На рисунке 1.16 показан процесс формирования периодической последовательности прямоугольных импульсов в результате суммирования его спектральных составляющих при выполнении обратного преобразования Фурье. Видно, что с увеличением количества суммируемых спектральных составляющих форма импульса стремится к идеальному прямоугольному импульсу. Минимальная полоса частот, в которой возможен прием цифрового сигнала без межсимвольной интерференции, – полоса Найквиста. На рисунке 1.17 приведена АЧХ фильтра Найквиста. Значение верхней частоты полосы

пропускания соответствует тактовой частоте цифрового потока. Временные и спектральные характеристики сигналов на входе и выходе фильтра Найквиста показаны на рисунках 1.18, 1.19, 1.20, 1.21.



$us1_t$ – временная зависимость первой гармоники последовательности прямоугольных импульсов;
 $us3_t$ – временная зависимость третьей гармоники последовательности прямоугольных импульсов;
 $us5_t$ – временная зависимость пятой гармоники последовательности прямоугольных импульсов

Рисунок 1.15 – Временные зависимости спектральных составляющих периодической последовательности прямоугольных импульсов

Анализ рисунков показывает, что прохождение временного сигнала, приведенного на рисунке 1.1, через фильтр Найквиста приводит к значительному уменьшению мощности шумов, что позволяет устранить ошибку при приеме сигнала «1» в момент времени 5.25 при отсутствии ошибок приема символов «0».

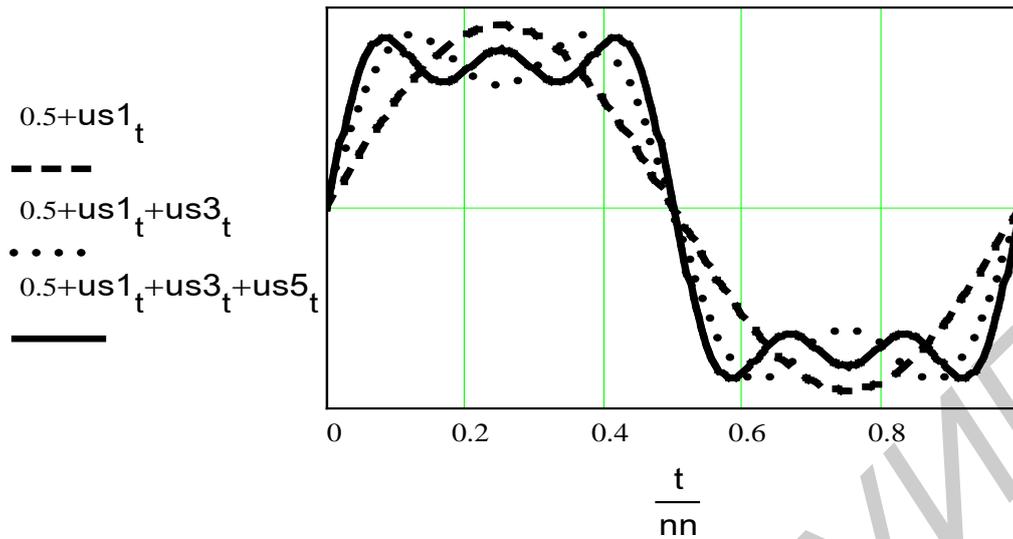


Рисунок 1.16 – Процесс формирования последовательности импульсов в результате суммирования спектральных составляющих

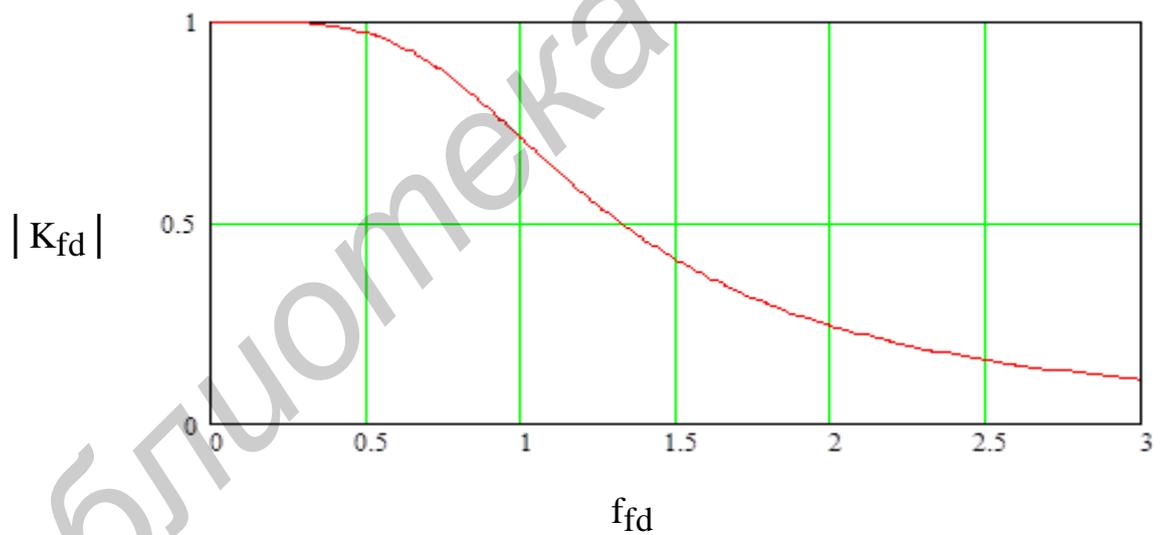


Рисунок 1.17 – АЧХ фильтра Найквиста ($K_{f=1} = 0.7$)

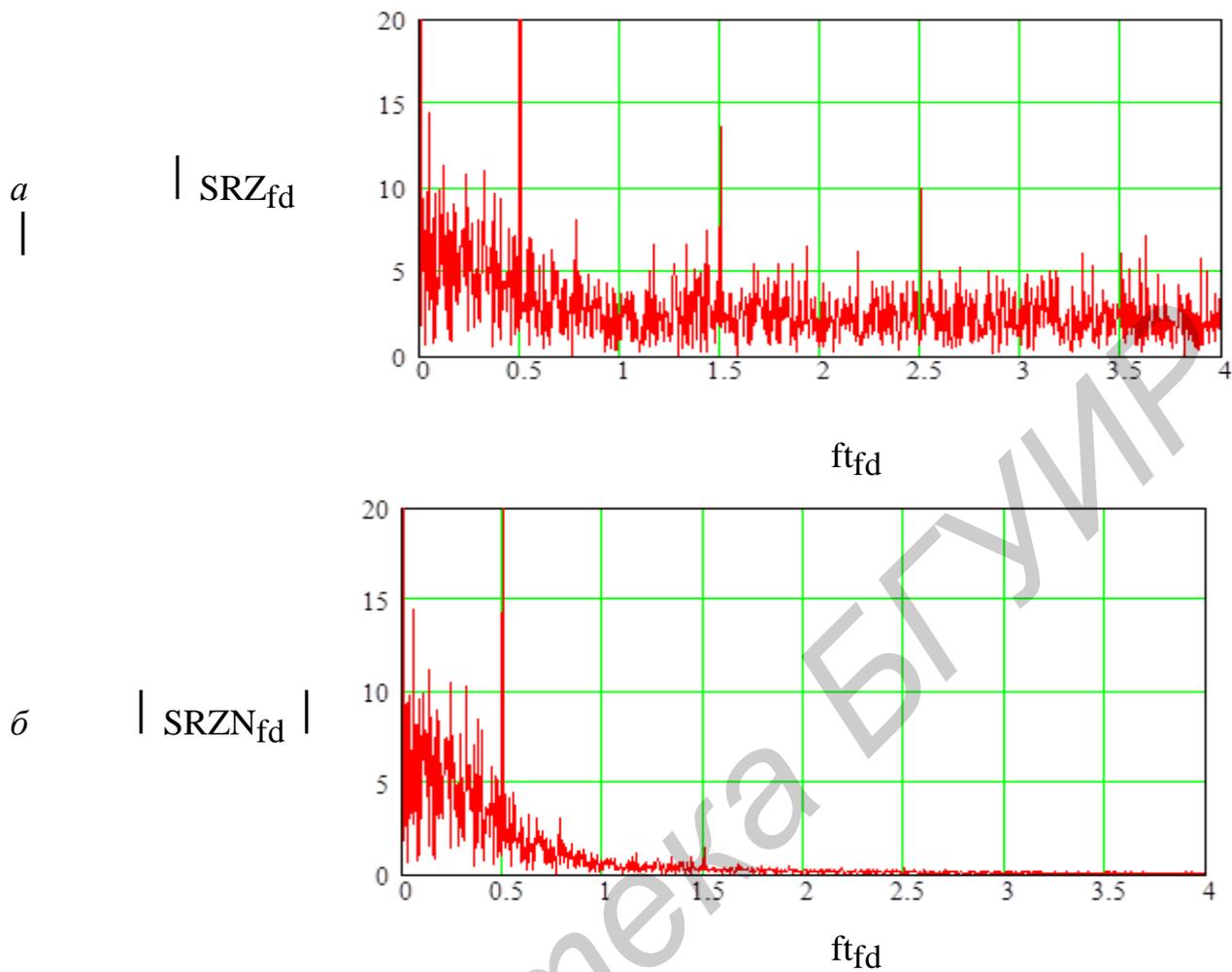


Рисунок 1.18 – Спектры сигнала и шума на входе (а) и выходе (б) фильтра Найквиста

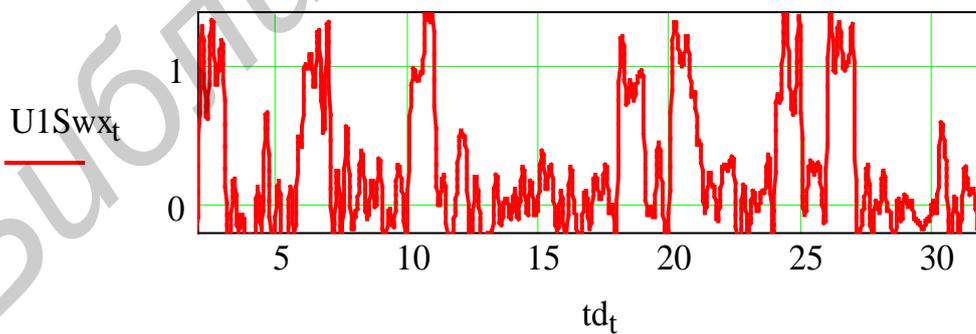


Рисунок 1.19 – Случайный цифровой поток на выходе канала связи с полосой пропускания $10ft$ (ft – полоса Найквиста)

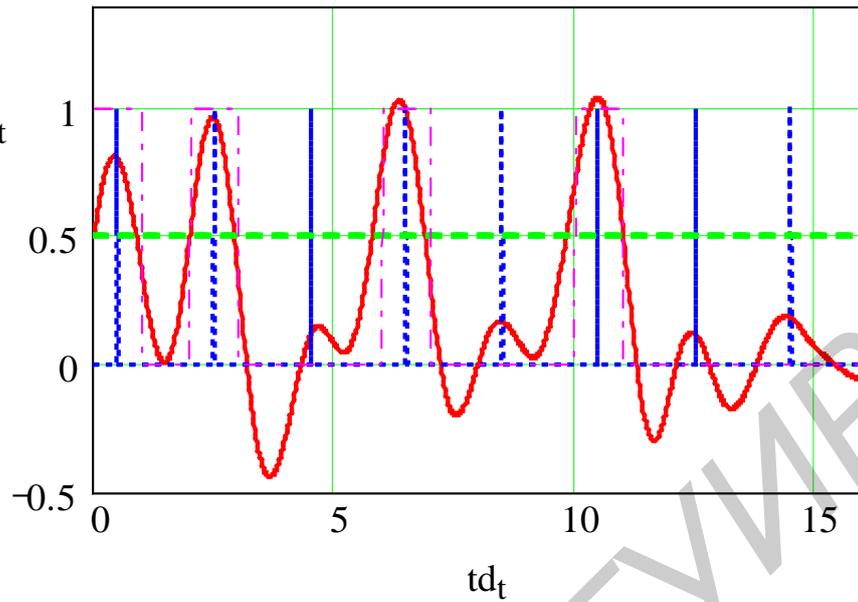


Рисунок 1.20 – Случайный цифровой поток на выходе фильтра Найквиста

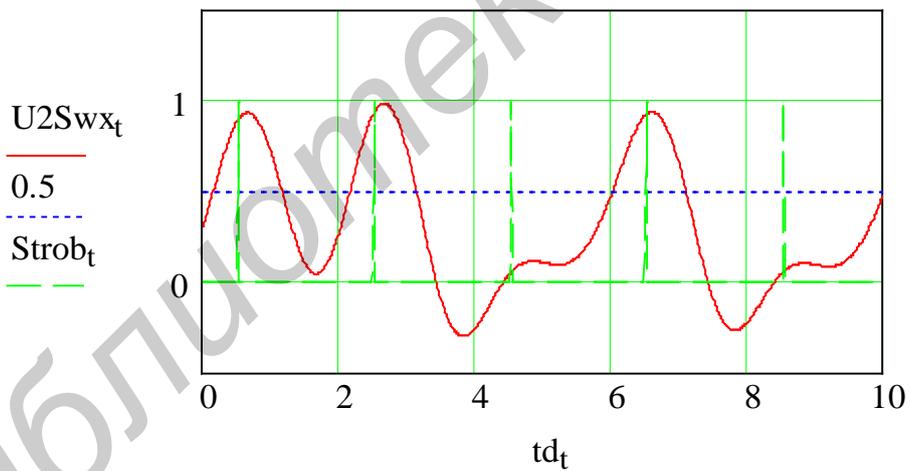


Рисунок 1.21 – Случайный цифровой поток на выходе фильтра Найквиста при отсутствии шумов в канале связи

1.3 Многопозиционные сигналы

Применение двухуровневых сигналов позволяет обеспечить скорость передачи информации в канале связи 2 бит/Гц. Увеличение скорости передачи информации с помощью двухуровневых сигналов требует увеличения полосы пропускания канала связи. В настоящее время к современным телекоммуникационным системам предъявляется требование увеличения скорости передачи при уменьшении полосы пропускания канала связи. Максимально достижимая скорость передачи информации в канале связи определена формулой Шеннона:

$$C = df \log_2(1+P_c/P_n), \quad (1.3)$$

где df – полоса пропускания канала связи;

P_c – мощность сигнала на входе приемного устройства канала связи;

P_n – мощность шума на выходе приемного устройства канала связи.

Рассмотрим, каким образом мы можем увеличить скорость передачи информации в канале связи при уменьшении его полосы пропускания. Для этого используются многоуровневые сигналы. В передаче информации двухуровневыми сигналами каждый передаваемый символ принимает одно из двух возможных значений и содержит 1 бит информации (один символ – одна «1» или «0»). Рассмотрим, какое количество символов двоичного входного цифрового потока может быть передано одним четырехуровневым символом. Максимальное число, которое может быть представлено двоичным кодом, равно $M = 2^m$, где m – количество разрядов двоичного числа. Отсюда $m = \log_2 M$, $m = 2$ при $M = 4$, т. е. одним четырехуровневым символом мы можем передать 2 бита информации (2 символа входного цифрового потока). Это означает, что 8 символов (00011011) случайного входного цифрового потока могут быть переданы 4 символами четырехуровневого выходного сигнала. Из таблицы 1.1 видно, что в интервале амплитуд от минус 1 до плюс 1 расположены 4 уровня. Расстояния между соседними уровнями одинаковы и равны $2/3$. На рисунке 1.22 показан амплитудно-импульсный формат многоуровневого сигнала. Видно, что длительность символов многоуровневого сигнала в 2 раза больше ($\log_2 4 = 2$) длительности импульса входного цифрового потока. Увеличение длительности символов приводит к уменьшению ширины спектра выходного сигнала в 2 раза, что показано на рисунках 1.23–1.25.

Таблица 1.1

Последовательность двух символов случайного входного цифрового потока	00	01	10	11
Амплитуда символа в канале связи	1/3	1	-1	-1/3

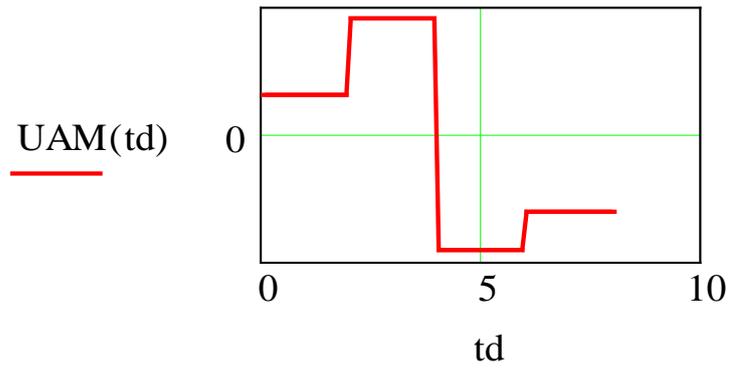


Рисунок 1.22 – Передача 8 символов входного цифрового потока (00011011) 4 символами четырехуровневого сигнала

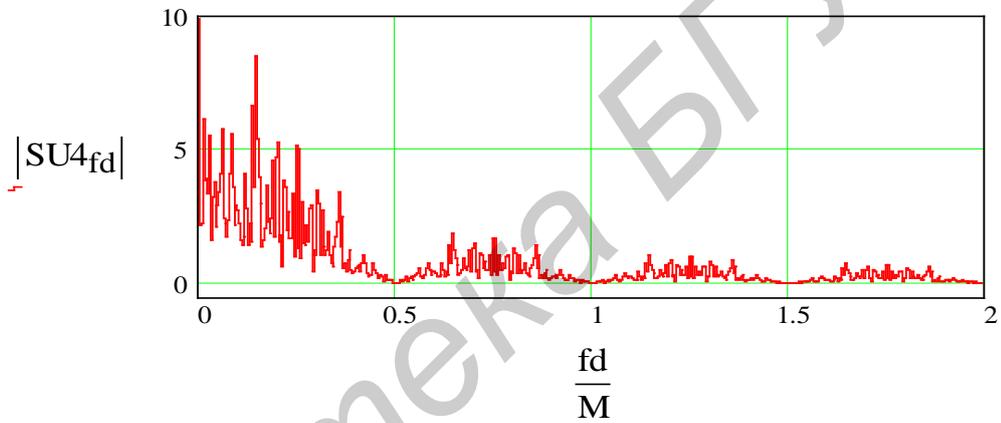


Рисунок 1.23 – Спектр четырехуровневого сигнала

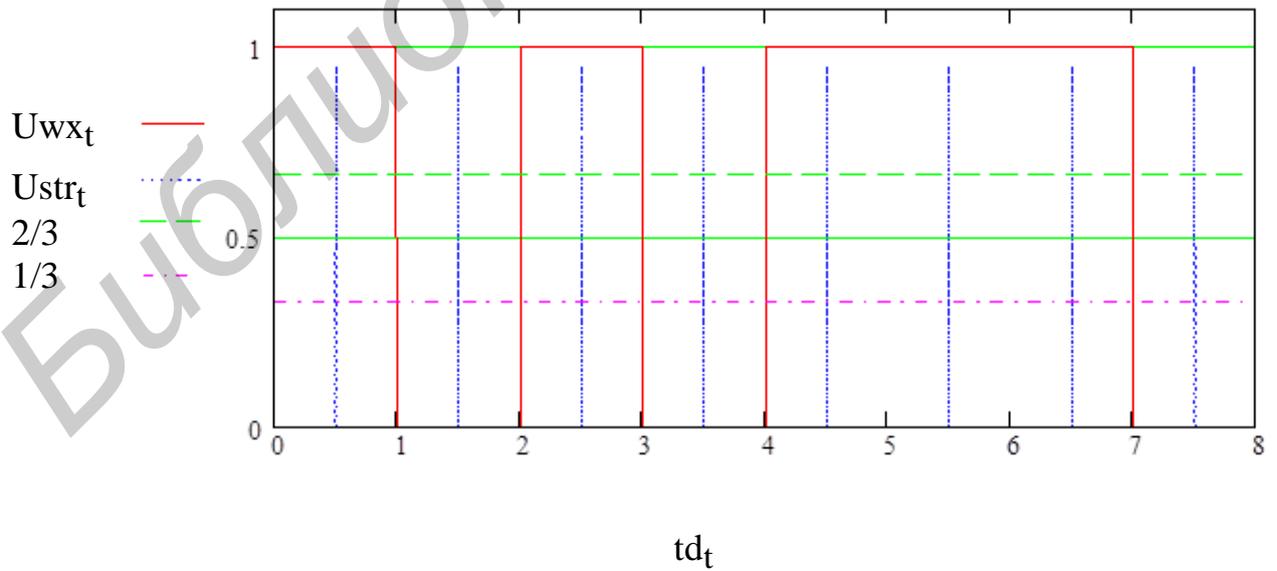


Рисунок 1.24 – Передача 8 символов входного цифрового потока (10101110) в коде NRZ

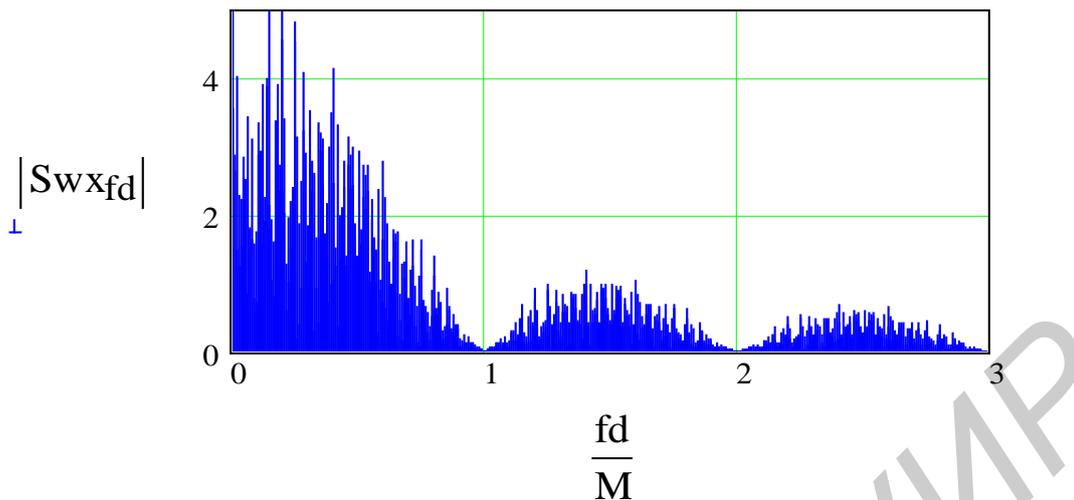


Рисунок 1.25 – Спектр двухуровневого сигнала в коде NRZ

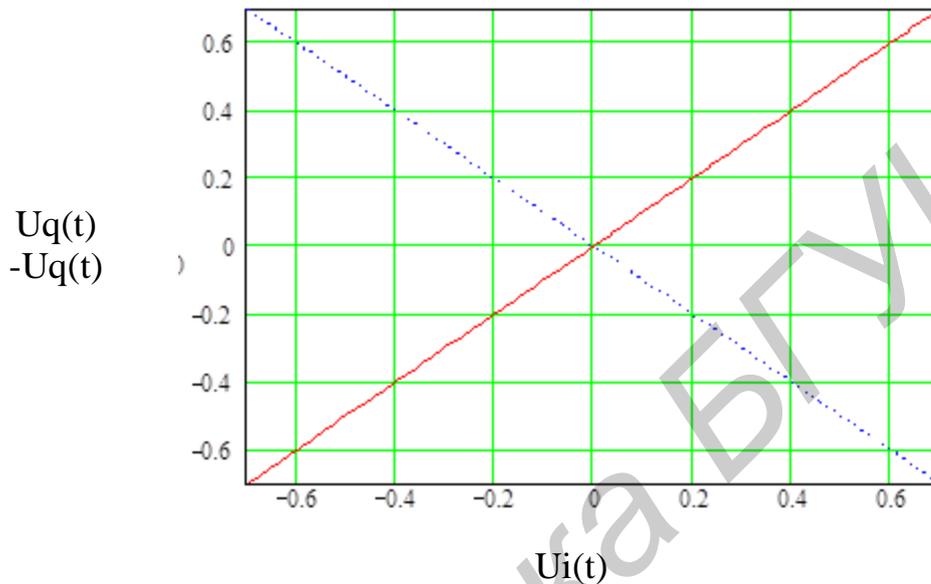
Ширина спектра передаваемого сигнала обратно пропорциональна длительности передаваемого импульса. Поэтому ширина спектра четырехуровневого сигнала (см. рисунок 1.23) в два раза меньше, чем двухуровневого (см. рисунок 1.25). В таблице 1.2 приведен алгоритм принятия решения в декодере при приеме четырехуровневого значения амплитуды сигнала. Из таблицы 1.2 и рисунка 1.22 видно, что минимальное расстояние между уровнями составляет $1/3$. Это означает, что допустимый уровень помехи в канале связи с четырехуровневым значением амплитуды сигнала равен $1/3$.

Таблица 1.2

Напряжение сигнала и шума на входе решающего устройства	Принятое решение о значении амплитуды принимаемого сигнала на входе решающего устройства	Значение двух символов принимаемого входного цифрового потока
$0 < U_{py} < 2/3$	$1/3$	00
$U_{py} > 2/3$	1	11
$0 > U_{py} > 2/3$	$-1/3$	00
$U_{py} < -2/3$	-1	01

Рассмотрим фазовую модуляцию. При фазовой модуляции амплитуда сигнала постоянна. Для сравнения энергетических характеристик АМ-4 и ФМ-4 используем усилители с одинаковыми значениями максимальной амплитуды выходного сигнала $|U| = 1$. По указанным на рисунке 1.26 координатам определим расстояние между ближайшими концами векторов. Модуль амплитуды каждого вектора равен 1. Угол между векторами 90 градусов. Расстояние

между концами векторов равно $2^{0.5}$. Допустимый уровень помехи при ФМ-4 равен 0.707. Ранее определен допустимый уровень помехи АМ-4, которая равна $1/3 = 0.33$. Видно, что при одной и той же мощности передающего устройства допустимый уровень амплитуды помехи при ФМ-4 в 2.42 раза больше (допустимый уровень мощности $2.42^2 = 4.6$), чем при АМ-4. Поэтому грамотный выбор типа и формата модуляции является важнейшим фактором обеспечения высокой эффективности систем телекоммуникаций.



$U_i = 0.707; U_q = 0.707; V = 45$ градусов; кодовая комбинация «11»;
 $U_i = -0.707; U_q = 0.707; V = 135$ градусов; кодовая комбинация «01»;
 $U_i = -0.707; U_q = -0.707; V = -135$ градусов; кодовая комбинация «00»;
 $U_i = 0.707; U_q = -0.707; V = -45$ градусов; кодовая комбинация «10»

Рисунок 1.26 – Расположение векторов ФМ-4 на комплексной плоскости

2 МОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

2.1 Обобщенная структурная схема системы связи

Анализ спектров импульсных цифровых последовательностей показывает, что их спектр расположен в диапазоне частот $0-F_w$, где F_w – верхняя частота передаваемого входного цифрового потока. Для использования в системах телекоммуникаций всего частотного диапазона (от нуля до бесконечности) используется модуляция сигнала несущей частоты ω модулирующим сигналом, содержащим информацию о входном цифровом потоке.

Модуляция – это процесс изменения параметров сигнала несущей частоты под действием информационного потока.

Обобщенная структурная схема системы связи приведена на рисунке 2.1.

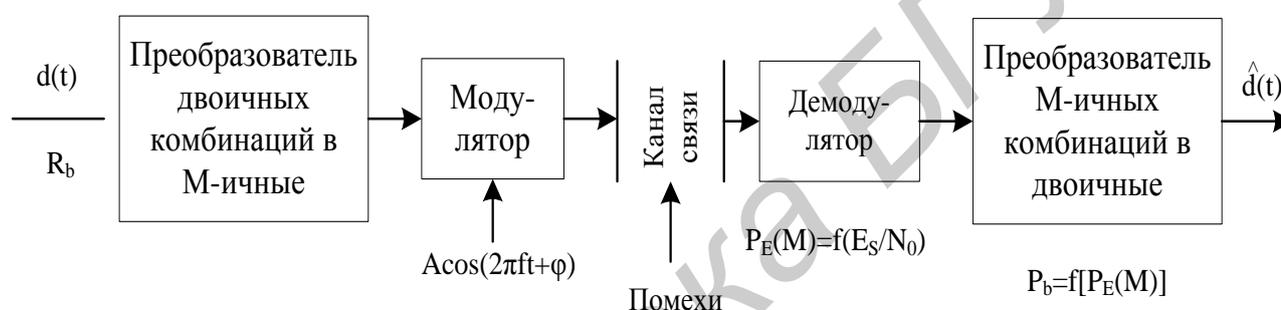


Рисунок 2.1 – Обобщенная структурная схема системы связи с M-позиционной модуляцией

В системе используется многопозиционная модуляция, предполагающая переход от двоичного алфавита символов дискретного сообщения $d(t)$ к M-ичному:

$$M = 2^m, m = \log_2 M, \quad (2.1)$$

где m – длина преобразуемых последовательностей двоичных символов; M – объем алфавита.

Каждый символ из M-ичного алфавита модулирует один или несколько параметров гармонического колебания конечной длительности: амплитуду, частоту, фазу, время запаздывания. Так как один из M символов или сигналов передается в течение времени T_s , равного его длительности, то скорость передачи (выражена в битах на секунду) $R_b = m/T_s = \log_2 M/T_s$, а длительность бита $T_b = 1/R_b = T_s/m = 1/mR_s$.

При этом скорость передачи символов R_s будет связана со скоростью передачи R_b следующим соотношением:

$$R_s = R_b / \log_2 M. \quad (2.2)$$

Спектральную эффективность различных видов модуляции принято оценивать удельной скоростью передачи:

$$R_b/W = \log_2 M / (W T_s) = 1 / (W T_b), \quad (2.3)$$

где W – полоса частот, необходимая для передачи сигналов с выбранным видом модуляции.

Таким образом, чем меньше значение $W T_b$, тем выше спектральная эффективность рассматриваемого вида модуляции и системы передачи дискретных сообщений в целом. Виды модуляции с $W T_b < 1$ принято относить к классу спектрально-эффективных.

Энергетическую эффективность различных видов модуляции оценивают удельными энергетическими затратами:

$$h^2 = E_b / N_0 = P / (N_0 R_b), \quad (2.4)$$

т. е. отношением энергии, затрачиваемой на передачу одного бита сообщения, к спектральной плотности шума при заданном значении вероятности ошибки. Чем меньше эта величина, тем меньший энергетический потенциал (P/N_0) радиоприемника требуется для передачи сообщений с заданной скоростью R_b и достоверностью. Виды модуляции с низкими значениями h^2 принято относить к классу энергетически эффективных.

Напомним, что, согласно теореме Шеннона, предельное значение удельных энергетических затрат составляет минус 1,6 дБ. Отношение средней мощности сигнала к мощности шума (отношение сигнал/шум) может быть выражено через указанные показатели энергетической и спектральной эффективности видов модуляции следующим образом: $P/N_0 W = (E_b/N_0)/(R_b W)$.

Из приведенного выражения следует, что спектрально-эффективные виды модуляции требуют при передаче сообщений больших значений отношения сигнал/шум и, наоборот, виды модуляции с низкой спектральной эффективностью – небольших значений этого отношения.

При определении показателя спектральной эффективности и отношения сигнал/шум необходимо знать полосу частот W , занимаемую сигналом с заданным видом модуляции. К сожалению, однозначного определения этой вели-

ны нет. Рассмотрим некоторые наиболее употребительные определения полосы W (рисунок 2.2).

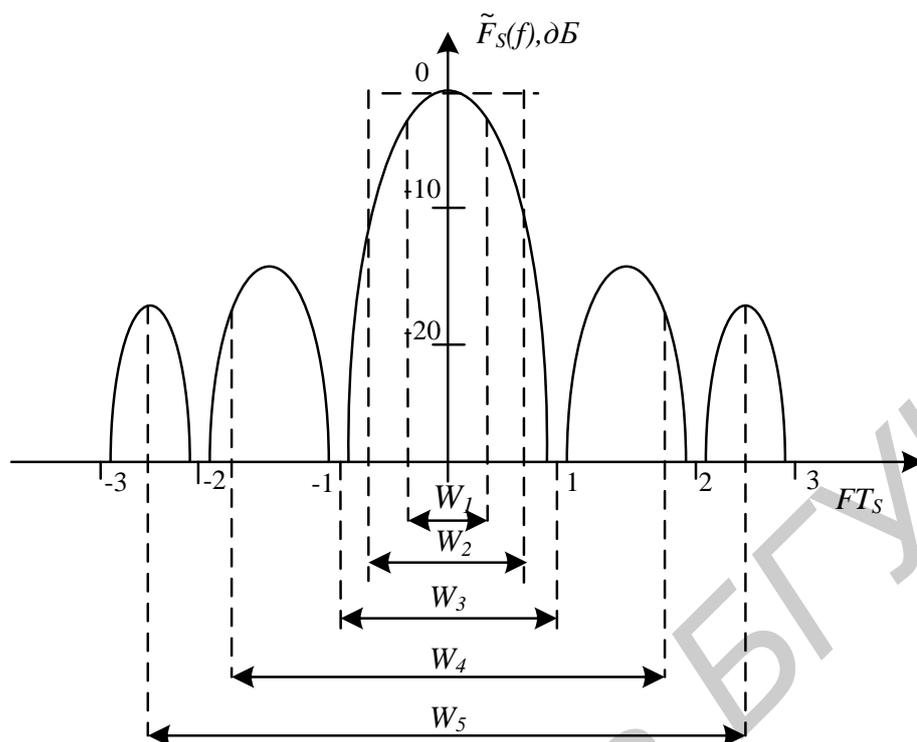


Рисунок 2.2 – Различные способы определения ширины полосы, занимаемой спектром модулированного сигнала

Здесь:

W_1 – ширина полосы по уровню половинной мощности. Она определяется как интервал частот, граничное значение которого соответствует уровню спектральной плотности на 3 дБ ниже максимального. Это достаточно простое и наглядное определение, позволяющее приблизительно судить о степени расширения спектра.

W_2 – эффективная ширина полосы. Это определение ширины полосы частот аналогично определению эквивалентной шумовой полосы частот линейной системы и позволяет более точно судить о степени расширения спектра. По существу ширина полосы равна основанию прямоугольника, равновеликого фигуре, образованной спектральной функцией и осью частот. В ней содержится вся мощность сигнала.

W_3 – ширина полосы по первым нулям спектра. Это определение ширины полосы частот является наиболее простым и широко распространенным. Оно исходит из предположения, что в пределах основного лепестка спектра сосредоточена значительная часть мощности сигнала. Поэтому оно является достаточно грубой оценкой степени расширения спектра.

W_4 – ширина полосы частот по доле мощности (ϵ), содержащейся в ее пределах. При таком определении ширины полосы предполагается, что внутри полосы сосредоточена часть мощности сигнала, равная $(1-\epsilon)$, а за ее пределами – только ϵ .

W_5 – ширина полосы частот по выбранному уровню спектральной плотности. Подобное определение ширины полосы частот означает, что за ее пределами уровень спектральной плотности гарантированно будет ниже заданного и измеренного относительно максимального. Обычно заданные значения уровней спектральной плотности выбираются в пределах от минус 35 до минус 50 дБ.

Следует подчеркнуть, что целесообразность использования того или иного определения ширины полосы частот в значительной мере определяется спецификой решаемой задачи. В дальнейшем при сравнении различных видов модуляции будет использоваться определение ширины полосы частот по первым нулям спектральной функции.

В качестве показателя достоверности передачи дискретных сообщений при использовании M -позиционных видов модуляции можно принять вероятность ошибки при демодуляции M -ичного символа P_E . Однако этот показатель не позволяет адекватно сравнивать различные виды модуляции при возможных вариантах выбора объема алфавита M . Поскольку потребителя обычно интересует достоверность передачи сообщения в виде последовательности двоичных символов, то в этой ситуации логичнее будет использование в качестве показателя достоверности передачи вероятность ошибки на бит $P_b=f(P_E)$.

Таким образом, выбор конкретного вида многопозиционной модуляции должен базироваться на трех параметрах: P_b , E_b/N_0 , R_b/W . Тот или иной выбор вида многопозиционной модуляции направлен на достижение следующих основных целей:

- минимизация вероятности ошибки на бит;
- минимизация требуемого энергетического потенциала;
- максимизация спектральной эффективности;
- минимизация сложности аппаратуры формирования и обработки сигналов.

Интуитивно ясно, что сформулированные цели являются взаимопротиворечивыми. Поэтому выбор конкретного вида многопозиционной модуляции предполагает компромиссное решение относительно значений указанных параметров. Для того чтобы не ошибиться в подобном выборе, необходимо знать свойства основных видов многопозиционной модуляции, выражаемые в терминах P_b , E_b/N_0 , R_b/W .

2.2 Векторное представление синусоиды

Используя известное тригонометрическое равенство, называемое теоремой Эйлера, введем комплексную запись синусоидальной несущей:

$$e^{iw_0t} = \cos(w_0t + i\sin w_0t).$$

Достоинства записи. Во-первых, при комплексной записи в компактной форме (e^{iw_0t}) указаны два важных компонента любой синусоидальной несущей волны, называемые взаимно ортогональными составляющими – синфазной (действительной) и квадратурной (мнимой). Во-вторых, как показано на рисунке 2.3, немодулированная несущая удобно представляется в полярной системе координат в виде единичного вектора, вращающегося против часовой стрелки с постоянной скоростью w_0 (рад/с). При увеличении t (от t_0 до t_1) мы можем изобразить переменные во времени проекции вращающегося вектора на синфазной I и квадратурной Q осях. Эти декартовы оси обычно называются синфазным (I channel) и квадратурным каналом (Q channel), а их проекции представляют взаимно ортогональные составляющие сигнала, связанные с этими каналами. В-третьих, процесс модуляции несущей можно рассматривать как систематическое возмущение вращающегося вектора (и его проекций).

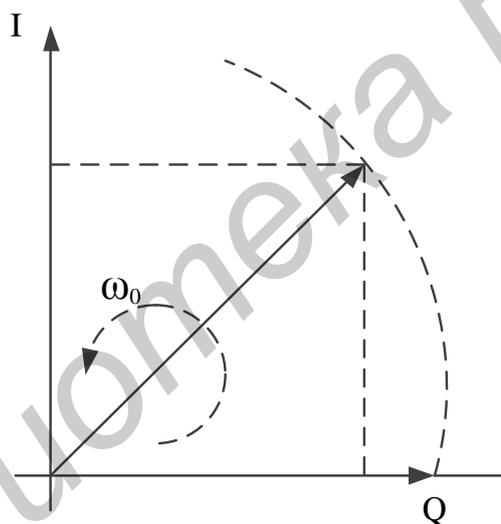


Рисунок 2.3 – Векторное представление синусоиды

Переданный сигнал имеет следующий вид:

$$s(t) = \text{Re}\{ e^{iw_0t} (1 + e^{iw_m t} / 2 + e^{-iw_m t} / 2) \},$$

где $\text{Re}\{x\}$ – действительная часть комплексной величины $\{x\}$
 w_m – частота модулирующего сигнала.

На рисунке 2.4 показано, что вращающийся вектор e^{iw_0t} , представленный на рисунке 2.3, возмущается двумя боковыми векторами $e^{iw_m t}$, вращаю-

щимся против часовой стрелки, и $e^{-i\omega_m t}$, вращающимся по часовой стрелке. Боковые векторы вращаются намного медленнее, чем вектор несущей волны. В результате модулированный вращающийся вектор несущей волны растет и уменьшается согласно указаниям боковых полос, но частота его вращения остается постоянной; отсюда и название «амплитудная модуляция».

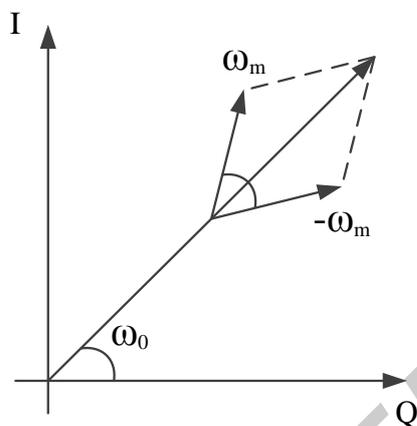


Рисунок 2.4 – Амплитудная модуляция

Еще один пример, иллюстрирующий полезность векторного представления, – это *частотная модуляция* (frequency modulation – FM) несущей синусоидой с частотой вращения ω (рад/с). Аналитическое представление *узкополосной частотной модуляции* (narrowband FM – NFM) подобно представлению амплитудной модуляции (рисунок 2.5) и описывается выражением

$$S(t) = \text{Re}(e^{i\omega_0 t}(1 - e^{i\omega_m t} \cdot \beta/2 + e^{i\omega_m t} \cdot \beta/2)). \quad (2.5)$$

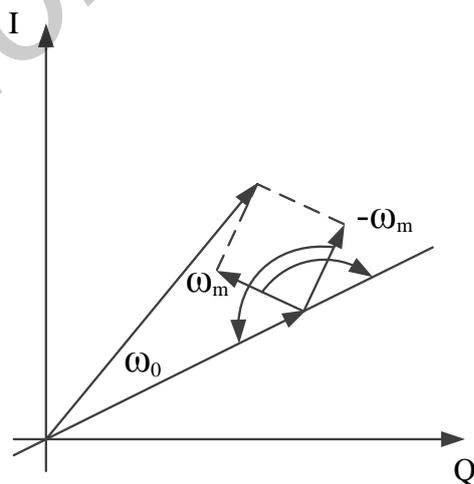


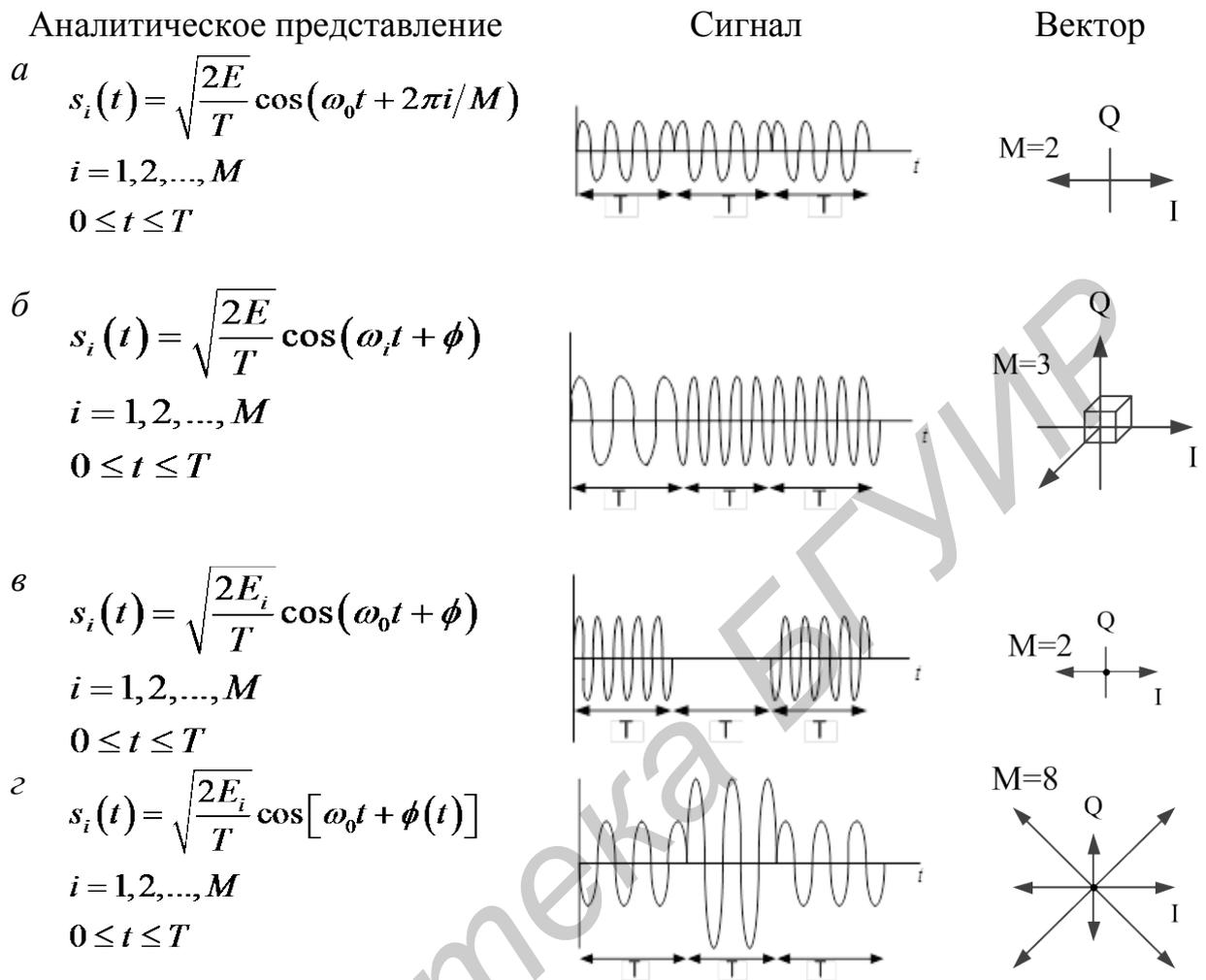
Рисунок 2.5 – Узкополосная частотная модуляция

На рисунке 2.5 показано, что, как и в предыдущем случае, вектор несущей волны возмущается двумя боковыми векторами. Но поскольку один из них, как

указано в формуле (2.5), имеет знак «минус», симметрия боковых векторов, вращающихся по часовой стрелке и против нее, отличается от имеющейся в случае амплитудной модуляции. При амплитудной модуляции симметрия приводит к увеличению или уменьшению вектора несущей волны со временем. В случае узкополосной частотной модуляции симметрия боковых векторов, на 90° отличающаяся от симметрии амплитудной модуляции, приводит к ускорению и замедлению вращения вектора согласно указаниям боковых полос, при этом амплитуда остается неизменной. Отсюда название «частотная модуляция».

На рисунке 2.6 изображены наиболее распространенные форматы цифровой модуляции PSK, FSK, ASK и смешанная комбинация ASK и PSK, обозначаемая как ASK/PSK, или APK. В первом столбце указаны аналитические выражения, во втором – временная диаграмма, а в третьем – векторная диаграмма. В общем случае M-арной передачи сигналов устройство обработки получает k исходных битов (или канальных битов, если используется кодирование) в каждый момент времени и указывает модулятору произвести один из M возможных сигналов. Частным случаем M-уровневой модуляции является бинарная модуляция с $k = 1$.

На рисунке 2.3 несущая волна представлялась как вектор, вращающийся на плоскости со скоростью, равной частоте несущей, ω рад/с. На рисунке 2.6 векторная схема каждой цифровой модуляции представляет совокупность информационных сигналов (векторов или точек пространства сигналов) без указания времени. Другими словами, здесь отображено не вращение немодулированного сигнала с постоянной скоростью, а только взаимное расположение векторов – носителей информации. Стоит обратить внимание, что в примерах на рисунке 2.6 значения размера множества M отличаются.



a – PSK; $б$ – FSK; $в$ – ASK; $г$ – ASK\PSK(APK)

Рисунок 2.6 – Виды цифровой модуляции

2.3 Структурная схема модулятора цифровых систем модуляции

Обобщенная структурная схема модулятора показана на рисунке 2.7. Случайный входной цифровой поток поступает на вход двухбитового преобразователя последовательного потока в параллельный (S/P).

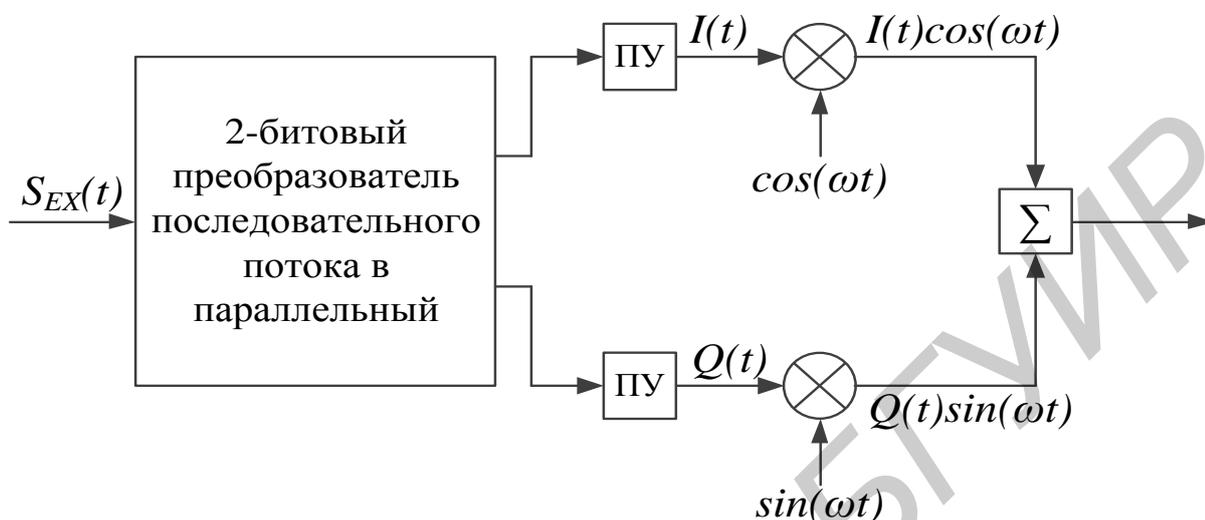


Рисунок 2.7 – Обобщенная структурная схема модулятора

На выходе преобразователя формируются два потока: четных импульсов 0, 2, 4, ... и нечетных импульсов 1, 3, 5 и т. д. (рисунок 2.8). Скорость передачи информации в каждом потоке (четном и нечетном) уменьшается в два раза. Они поступают на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), который формирует синфазный и квадратурный сигналы. Временные характеристики сигналов ЦАП определяются видом и форматом модуляции и более подробно рассмотрены в третьем разделе. Сформированные синфазный $I(t)$ и квадратурный $Q(t)$ сигналы поступают на перемножители. На второй вход перемножителя синфазного канала подается косинус несущей частоты (действительная часть комплексного числа равна произведению модуля амплитуды комплексного сигнала на косинус несущей частоты). В квадратурном канале сигнал $Q(t)$ умножается на синус несущей частоты.

Выходной сигнал модулятора можно записать следующим образом:

$$S(t) = I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t).$$

Модуль амплитуды выходного комплексного сигнала равен

$$|S(t)| = (I(t)^2 + Q(t)^2)^{0.5}. \quad (2.6)$$

Фаза

$$V(t) = \text{atan}[Q(t)/I(t)]. \quad (2.7)$$

Выражения (2.6), (2.7) позволяют определить необходимые временные зависимости синфазного $I(t)$ и квадратурного $Q(t)$ сигналов, позволяющих обеспечить требуемые временные зависимости амплитуды $U(t)$ и фазы $V(t)$ выходного сигнала:

$$I(t) = |U(t)|\cos(V(t));$$

$$Q(t) = U(t)\sin(V(t)).$$

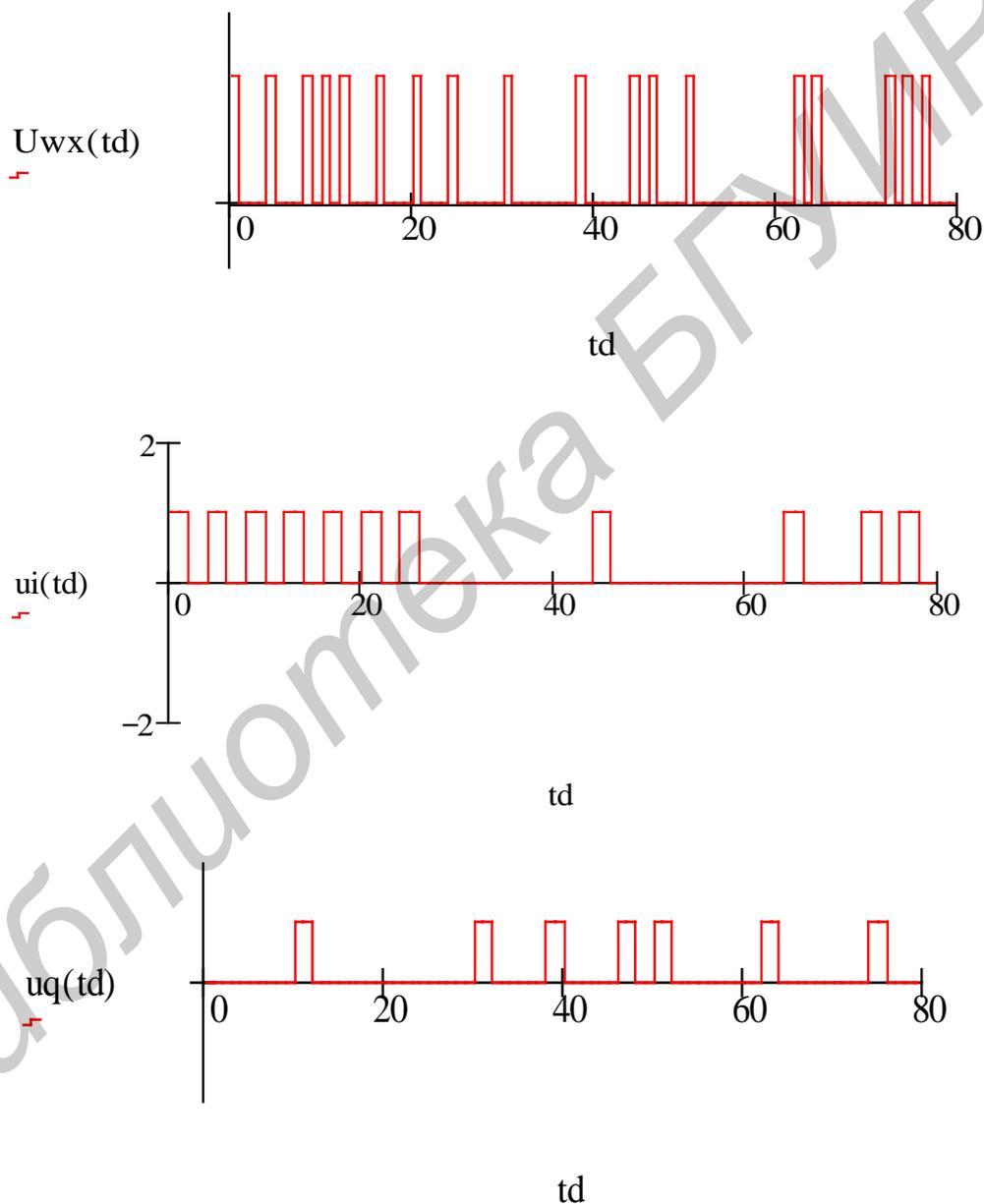
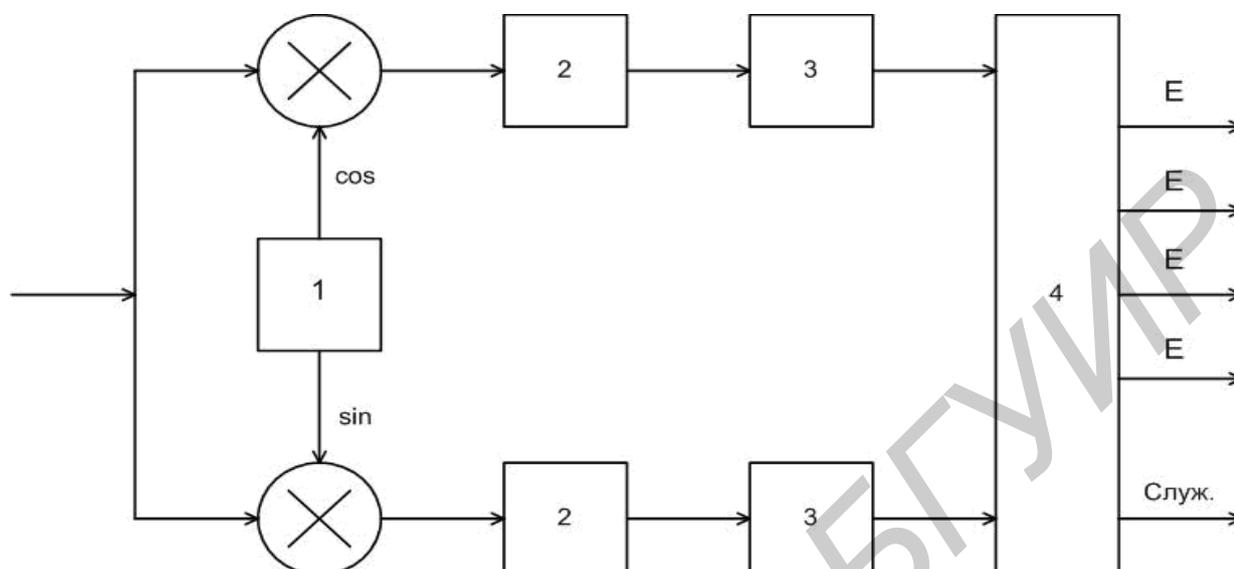


Рисунок 2.8 – Случайный входной цифровой поток ($U_{wx}(td)$), четный ($u_i(td)$) и нечетный ($u_q(td)$) потоки модулятора

2.4 Демодулятор

Упрощенная структурная схема демодулятора показана на рисунке 2.9.



- 1 – устройство выделения несущей частоты;
- 2 – фильтр Найквиста;
- 3 – аналогово-цифровой преобразователь;
- 4 – устройство формирования цифровых потоков

Рисунок 2.9 – Цифровой приемник

Рассмотрим работу демодулятора при подаче на его вход сигнала модулятора

$$S(t) = I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t).$$

Входной сигнал поступает на перемножители синфазного (верхний) и квадратурного (нижний) каналов. На второй вход перемножителя синфазного канала поступает сигнал несущей частоты $\cos(2\pi f_c t)$. Формирование значений $I(t)$ и $Q(t)$ более подробно рассмотрено в разделе 3 (выражения (3.8), (3.9), (3.10)).

3 МОДУЛЯЦИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

3.1 Амплитудная модуляция

При амплитудной модуляции в соответствии с символами передаваемого сообщения изменяется амплитуда передаваемого сигнала, поэтому АМ сигнал можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t), \quad (3.1)$$

где $A(t)$ – случайные значения амплитуды многоуровневого сигнала.

На рисунке 3.1 дана геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля АМ сигналов для форматов АМ=4, АМ=8. На рисунке 3.2 приведена структурная схема оптимального когерентного демодулятора АМ сигналов. Она содержит когерентный (синхронный) детектор, согласованный фильтр, дискретизатор, многопороговое решающее устройство. В многопороговом решающем устройстве производится сравнение текущего отсчета выходного сигнала согласованного фильтра с возможными значениями, соответствующими переданным символам, и принимается решение в пользу ближайшего. В демодулятор включены два вспомогательных элемента: блоки восстановления несущей и тактовой частоты. Первый служит для формирования опорного напряжения для когерентного (синхронного) детектора, второй – для формирования последовательности стробирующих импульсов с частотой следования символов, моменты появления которых должны совпадать с моментами достижения максимального значения выходными сигналами согласованного фильтра, т. е. тактовыми моментами времени kT_s .

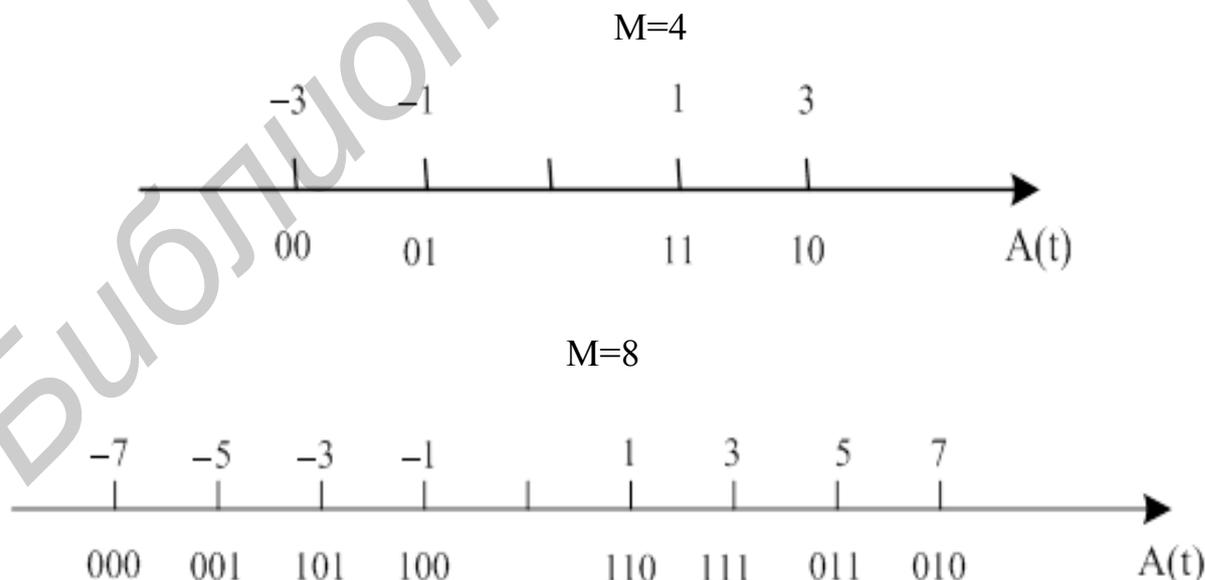


Рисунок 3.1 – Геометрическое представление ансамбля АМ сигналов

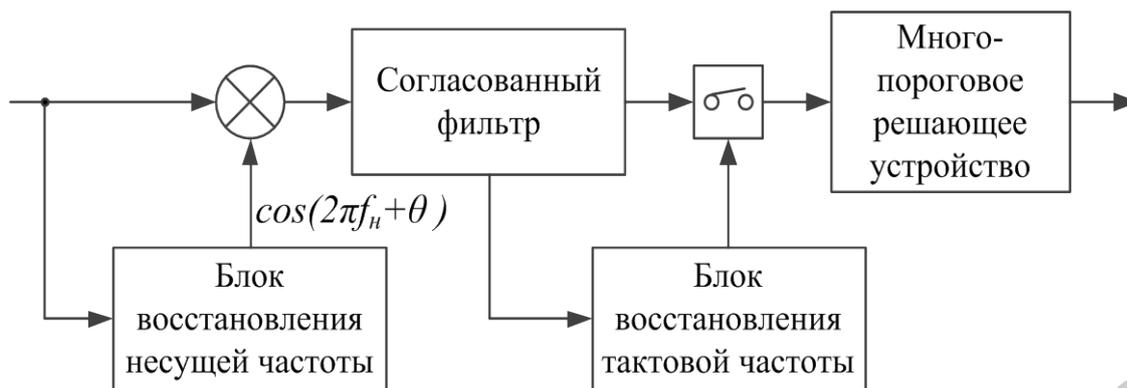


Рисунок 3.2 – Структурная схема оптимального когерентного демодулятора АМ сигналов

Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита P_E к спектральной плотности шума N_0 (E_b/N_0) для различных значений форматов модуляции M приведены на рисунке 3.3. Из них следует, что при увеличении M значение E_b/N_0 , требуемое для обеспечения заданной вероятности ошибки, возрастает. Так, при переходе от $M=2$ к $M=4$ оно возрастает примерно на 4 дБ, а при очень больших M его увеличение вдвое приводит к возрастанию E_b/N_0 почти на 6 дБ.

Наиболее часто на практике отображение последовательностей двоичных символов в M -ичные производят в соответствии с кодом Грея. В этом случае соседние сигнальные точки отображают двоичные последовательности, различающиеся только одним символом. Зависимости, приведенные на рисунке 3.3, соответствуют именно этому правилу отображения.

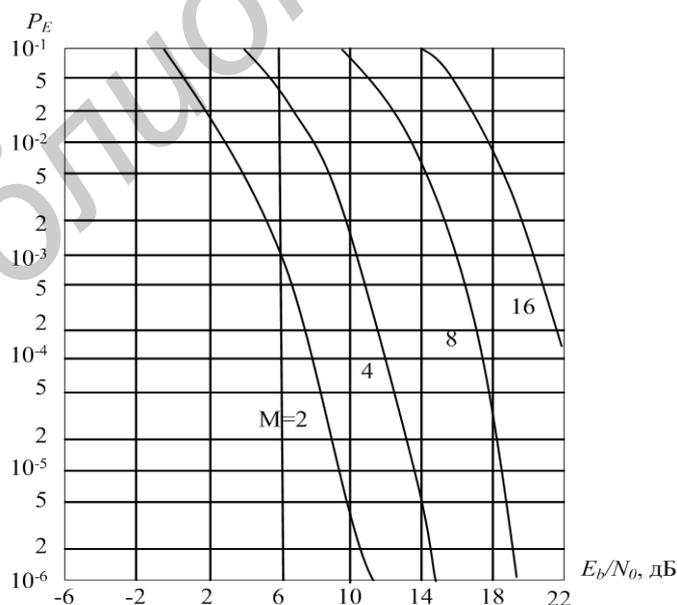


Рисунок 3.3 – Зависимость вероятности ошибки P_E от E_b/N_0 при когерентной демодуляции многопозиционных АМ сигналов

3.2 Фазовая модуляция

3.2.1 Фазовый модулятор ФМ-2

Схема формирования ФМ-2 показана на рисунке 3.4. Входной цифровой поток (рисунок 3.5) поступает на вход преобразователя уровней. На выходе преобразователя уровней нули заменяются на «-1» (рисунок 3.6).

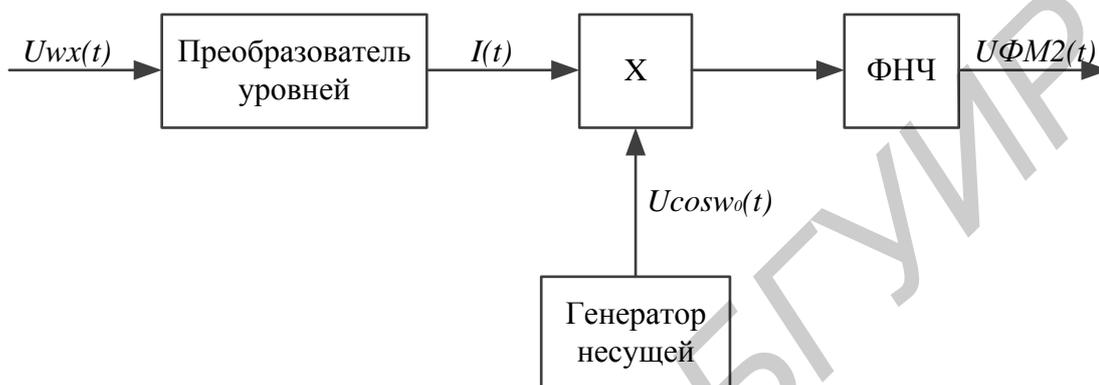


Рисунок 3.4 – Модулятор ФМ-2 сигналов

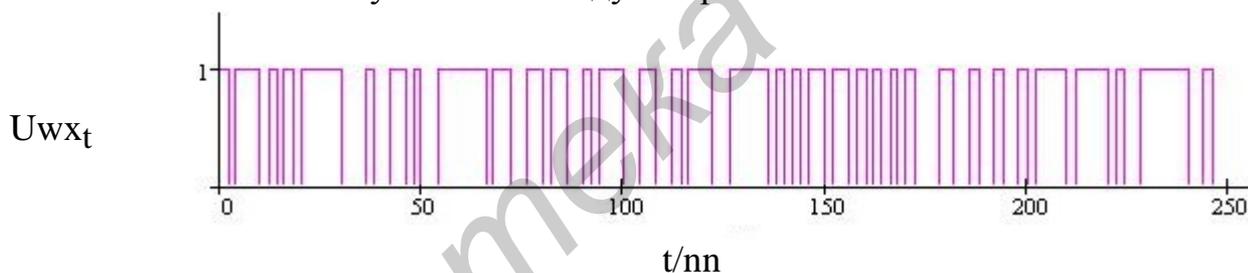


Рисунок 3.5 – Временная зависимость случайного цифрового потока в коде без возвращения к нулю

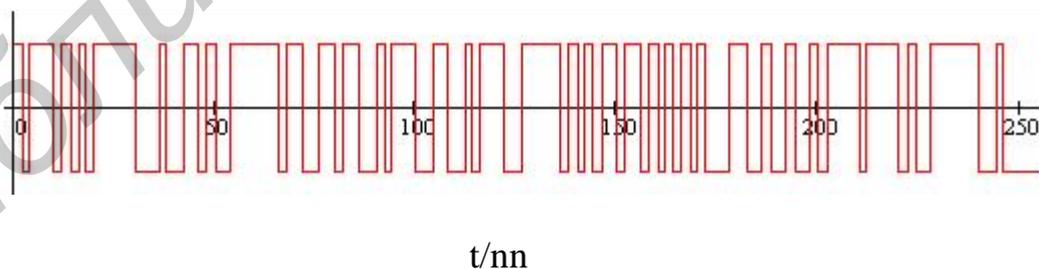


Рисунок 3.6 – Временная зависимость двухполярного случайного цифрового потока

В результате перемножения выходного сигнала преобразователя уровней и сигнала генератора несущей на выходе перемножителя формируется сигнал ФМ-2 (рисунки 3.7, 3.8.)

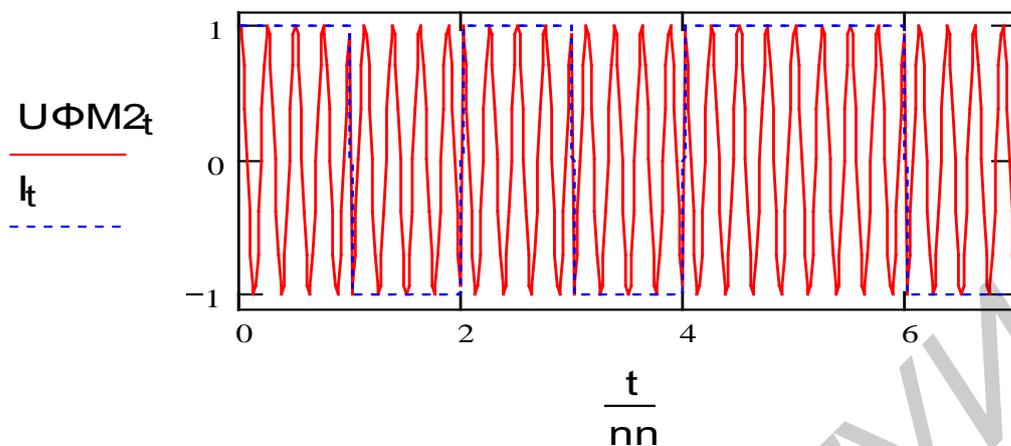


Рисунок 3.7 – Выходной сигнал ФМ-2

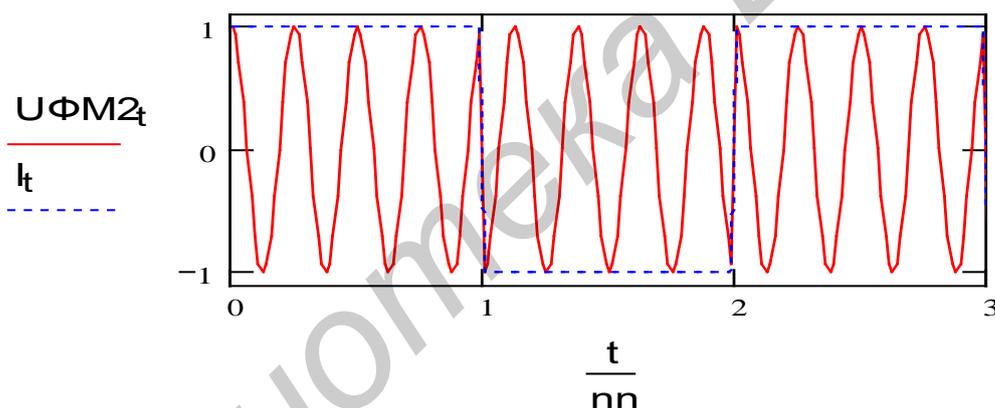


Рисунок 3.8 – Фрагмент выходного сигнала модулятора ФМ-2

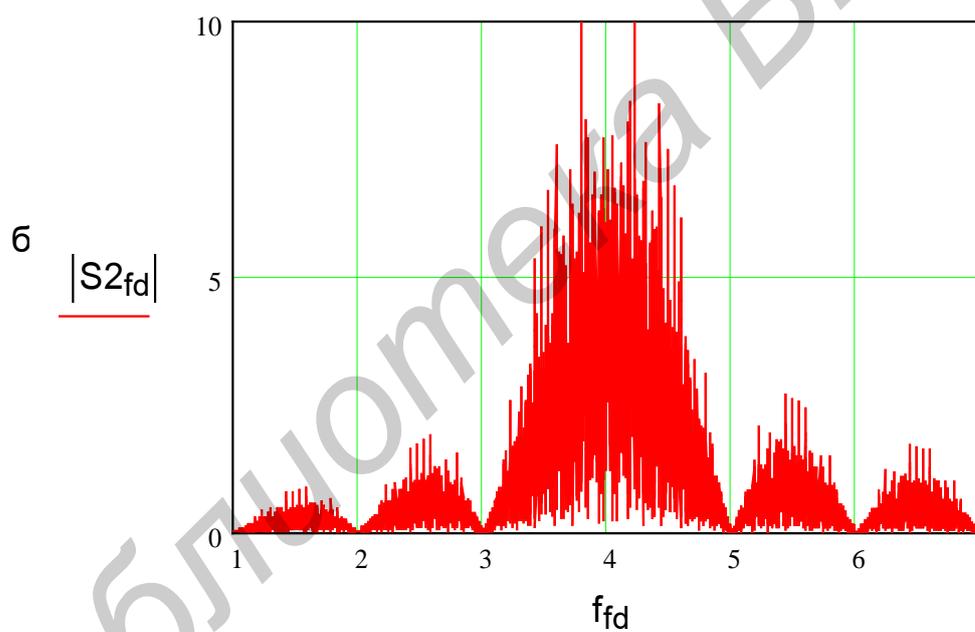
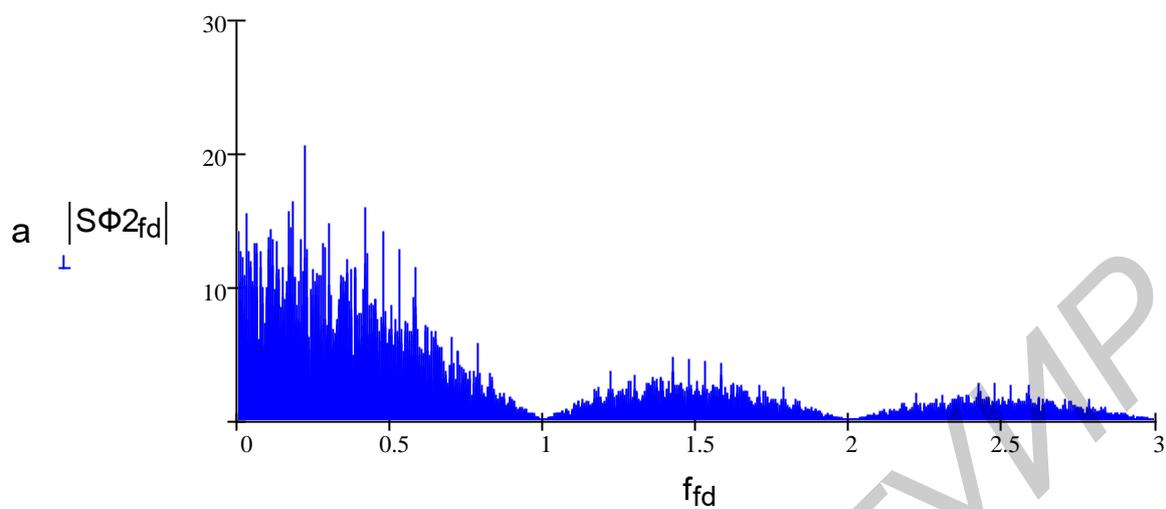
Из рисунка 3.8 видно, что фаза выходного сигнала изменяется на 180 градусов при изменении полярности выходного сигнала преобразователя уровней $I(t)$.

На рисунке 3.9, *a* показан спектр выходного сигнала преобразователя уровней, на рисунке 3.9, *б* – сигнала ФМ-2.

Сравнение спектра сигнала ФМ-2 и спектра на выходе преобразователей уровней показывает:

- ширина спектра сигнала на выходе преобразователя уровней равна тактовой частоте ($f_{fd} = 1$);
- ширина спектра сигнала ФМ-2 равна 2, что обусловлено формированием двух боковых частотных полос (верхней и нижней) относительно несущей частоты.

Спектральная составляющая несущей частоты равна нулю.



а – спектр сигнала на выходах преобразователей уровня;
б – спектр сигнала ФМ-2

Рисунок 3.9 – Спектры сигналов

3.2.2 Демодулятор ФМ-2

Структурная схема демодулятора ФМ-2 показана на рисунке 3.10. На входе демодулятора всегда присутствуют входной принимаемый сигнал $U_{ФМ2t}$ и шумы канала связи $r(t)$. Временная зависимость сигнала и шума показана на рисунке 3.11. На приемной стороне мы знаем (априорная информация), что передающее устройство в качестве гармонического колебания использует косинусоиду (из рисунка 3.8 видно, что при $t = 0$, $U_{ФМ2} = 1$). Поэтому приемное устройство формирует на втором входе перемножителя сигнал $\cos(2\pi f_0 t)$. Фильтр нижних частот (ФНЧ) выполняет математическую операцию интегрирования сигналов. В результате на выходе ФНЧ формируется временная зависимость сигнала и шума, показанная на рисунке 3.12. Из рисунка видно, что форма временной зависимости сигнала на выходе демодулятора, отличается от формы идеальных прямоугольных импульсов. Это обусловлено линейными искажениями сигнала в ФНЧ. Линейные искажения могут быть уменьшены, путем увеличения полосы пропускания ФНЧ (уменьшения времени интегрирования). Однако это приведет к увеличению мощности шумов на выходе демодулятора и увеличению вероятности ошибки в канале связи. Для сравнения на рисунке 3.12 показана временная зависимость сигнала при мощности шумов, равной нулю.

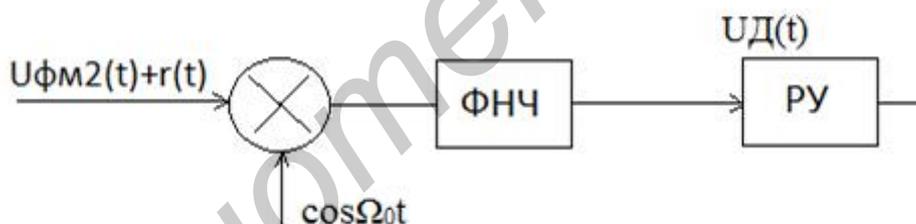


Рисунок 3.10 – Демодулятор ФМ-2

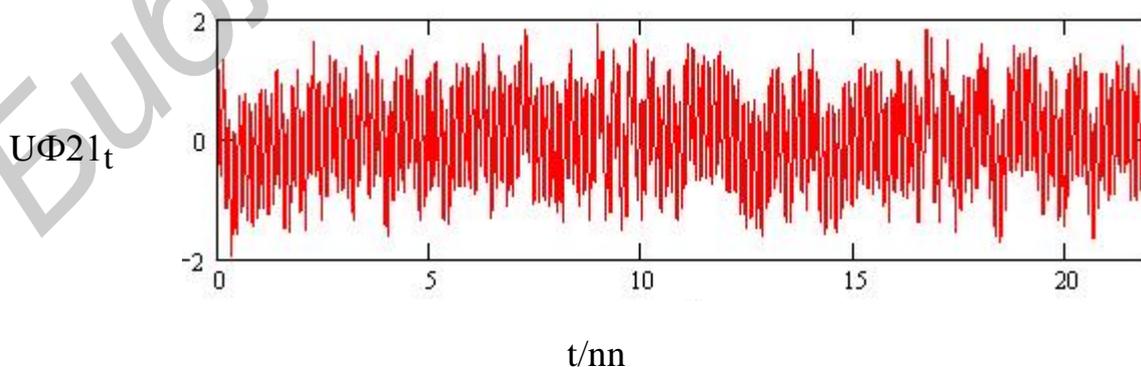


Рисунок 3.11 – Входной сигнал демодулятора при наличии шумов в канале связи

На рисунках 3.12, 3.13 показаны выходные сигналы демодулятора при отсутствии и наличии шумов в канале связи. Из рисунка 3.12 видно, что при ограничении полосы пропускания ФНЧ возникают линейные искажения принимаемого сигнала (сигнал на выходе ФНЧ устанавливается за конечное время $t_{\text{у}} \approx 0.35/F_w$). Это приводит к тому, что предыдущий символ затягивается на временной интервал следующего символа (межсимвольная интерференция). На рисунке 3.13 показан выходной сигнал демодулятора при наличии шумов в канале связи. Решающее устройство должно обеспечить минимальное значение количества ошибок при принятии решения о значении принимаемого символа.

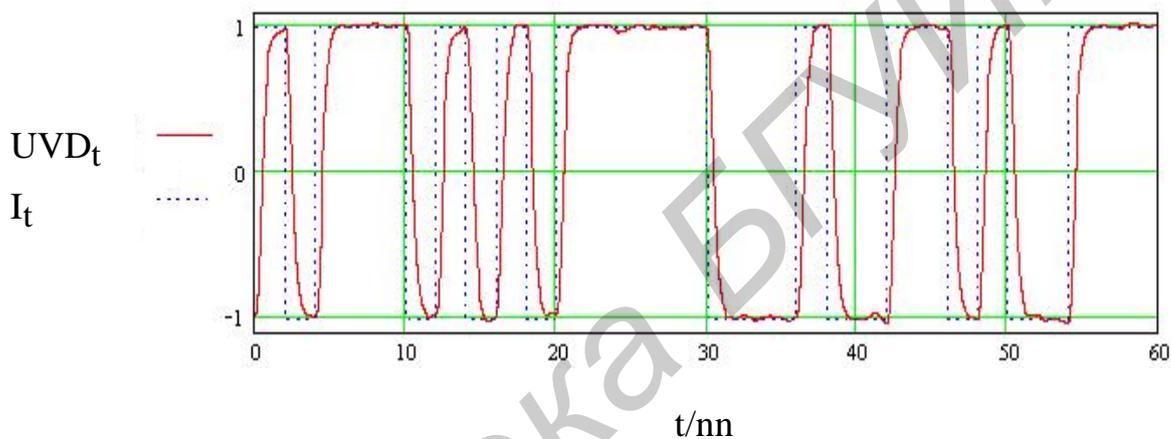


Рисунок 3.12 – Выходной сигнал демодулятора при отсутствии шумов в канале связи

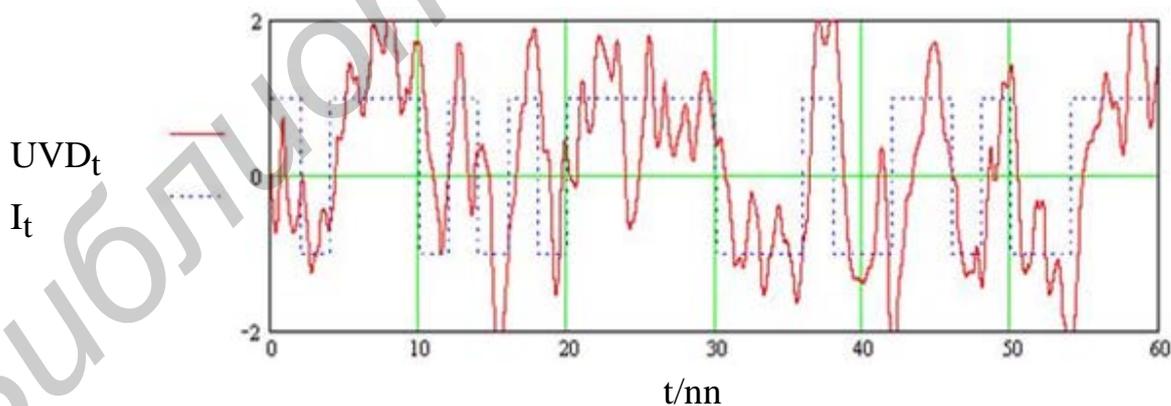


Рисунок 3.13 – Выходной сигнал демодулятора при наличии шумов в канале связи

Вероятность возникновения ошибок определяется выражениями

$$P(z/S_1) = 1/(s_0(2\pi)^{0.5}) \exp(-1/2 \cdot (z - a_1/s_0)^2); \quad (3.2)$$

$$P(z/S_2) = 1/(s_0(2\pi)^{0.5}) \exp(-1/2 \cdot (z - a_2/s_0)^2), \quad (3.3)$$

где $P(z/S_1)$ и $P(z/S_2)$ – плотности условных вероятностей со средними значениями a_1 и a_2 ;

s_0 – дисперсия шума.

На рисунке 3.14 показаны плотности условных вероятностей. Абсцисса $Z(T)$ показывает диапазон значений выборок на выходе приемника. Для двухполярного сигнала $a_1 = 1$, $a_2 = -1$, $\gamma = 0$.

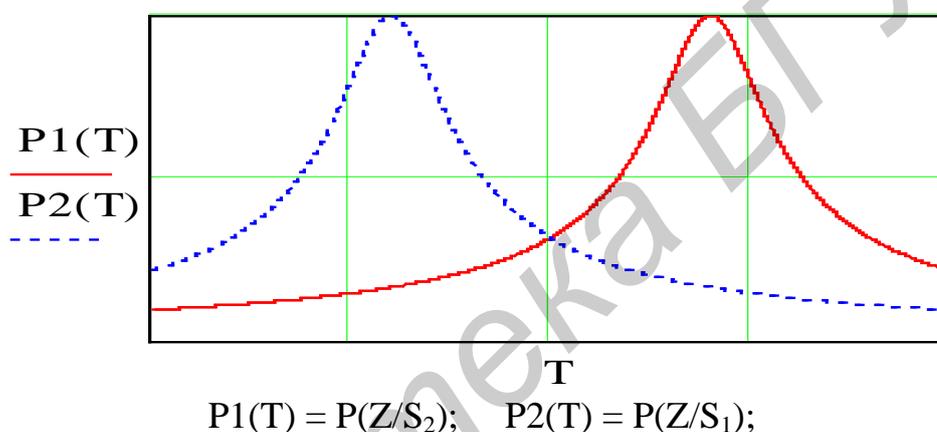


Рисунок 3.14 – Плотности условных вероятностей

Порог $\gamma = 0.5(a_1 + a_2)$ – оптимальный порог для минимизации вероятности принятия неверного решения при равновероятных и симметричных функциях правдоподобия, где a_1 – максимальное значение $UVD(t)$ при отсутствии помех в канале связи ($a_{\max} = 1$); a_2 – минимальное значение $UVD(t)$ при отсутствии помех в канале связи ($a_{\min} = -1$).

Тогда $\gamma = 0$.

Рассмотрим работу решающего устройства при $\gamma = 0$ и отсутствии шумов в канале связи. На вход решающего устройства поступает выходной сигнал демодулятора $UVD(t)$ (рисунок 3.15). В решающем устройстве формируются стробирующие импульсы (импульсы с малой длительностью). Временные интервалы формирования стробирующих импульсов соответствуют середине временного интервала принимаемого символа, амплитуда импульсов равна «1». Если в момент формирования стробирующего импульса $UVD(t) < 0$, принимается решение о приеме «0». При

$UVD(t) > 0$ принимается решение о приеме «1». На рисунке 3.16 показаны сигналы решающего устройства при наличии шумов в канале связи.

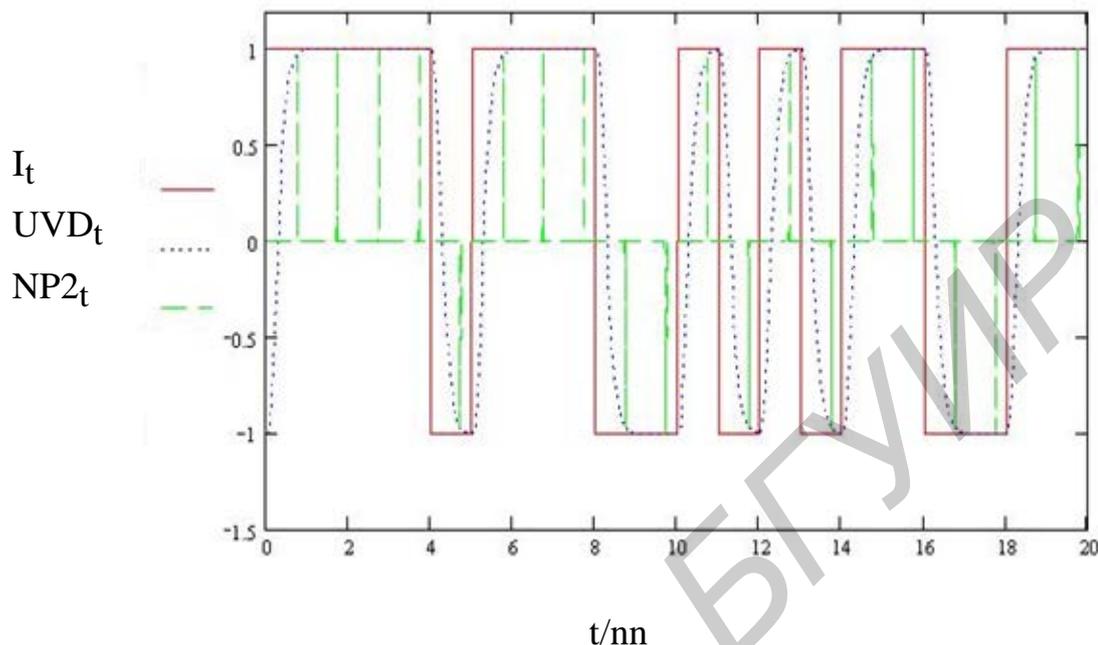


Рисунок 3.15 – Сигналы решающего устройства

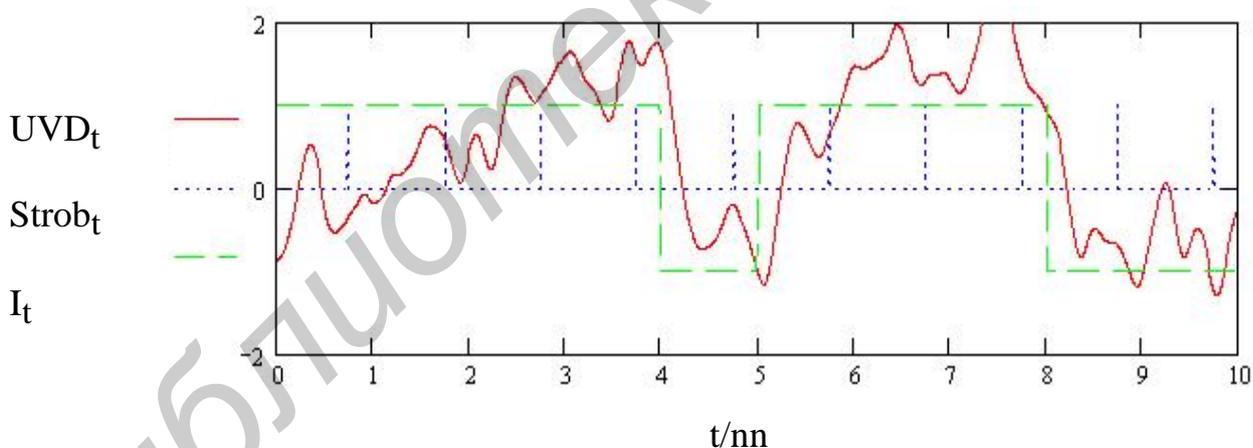


Рисунок 3.16 – Сигналы решающего устройства при наличии шумов в канале связи

Из рисунка 3.16 видно, что в момент времени $t/nn \approx 1$ (момент времени формирования первого стробирующего импульса) значение выходного сигнала детектора $UVD_t < 0$, следовательно, решающее устройство примет решение, что принят символ «минус 1». Однако на передающей стороне в этот момент времени было передано значение символа $I(t) = 1$. Это означает, что наличие шумов в канале связи привело к ошибке при приеме первого символа.

3.2.3 Влияние погрешности фазы несущей частоты на работу демодулятора

В схеме демодулятора, приведенной на рисунке 3.10, на вход перемножителя поступает сигнал $\cos(2\pi f_0 t)$. Создание на приемной стороне генератора, имеющего совершенно одинаковое (с точностью до начальной фазы) значение частоты теоретически невозможно, так как каждый генератор имеет погрешность частоты генерируемого сигнала df . Это приводит к тому, что разность фаз между сигналами передающего и приемного устройств определяется выражением

$$dV_{N_t} := 2 \cdot \pi \cdot df \cdot t, \quad (3.4)$$

где df – погрешность частоты генератора демодулятора.

LC-генераторы имеют относительную погрешность частоты

$$df/f_0 = 1 \cdot 10^{-3}. \quad (3.5)$$

При такой относительной погрешности частоты значение погрешности разности фаз генераторов приемного и передающего оборудования определяется выражением $dV(t) = 57 \cdot 2 \cdot \pi \cdot df \cdot t$ (57 градусов = 1 радиан, рисунок 3.17).

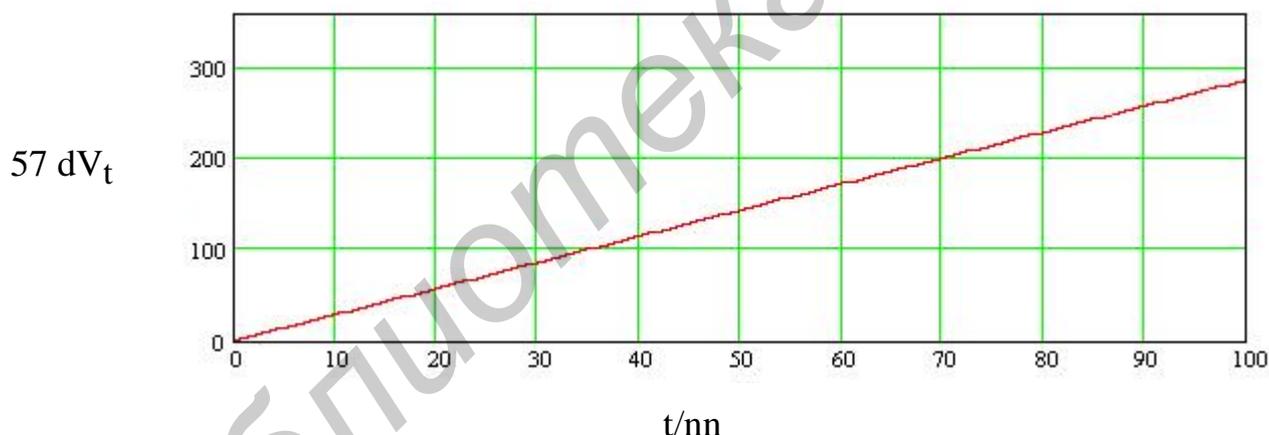


Рисунок 3.17 – Разность фаз (в градусах) между сигналами несущей частоты приемного и передающего устройств, обусловленная погрешностью формирования несущей частоты генератором приемного устройства

Рассмотрим влияние разности фаз $dV(t)$ на работу демодулятора. В соответствии со структурной схемой модулятора на вход перемножителя подается сигнал

$$U_{FM2}(t) := U_{\phi m2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + dV(t)). \quad (3.6)$$

На рисунке 3.18 показан сигнал на выходе ФНЧ при наличии незначительной погрешности частоты генератора демодулятора ($df/f_0 = 10^{-3}$).

Видно, что погрешность частоты приводит к уменьшению амплитуды выходного сигнала демодулятора до нуля. Это обусловлено тем, что значение косинуса на входе перемножителя демодулятора (см. рисунок 3.10) в результате погрешности частоты df получит дополнительный сдвиг фазы $2\pi dft = \pm 0.5\pi$ ($t/nn = 32$). При этом значение косинуса превращается в синус. Косинус и синус являются ортогональными функциями, интеграл от произведения косинуса на синус равен нулю. При $t/nn = 2 \cdot 32 = 64$ дополнительный сдвиг фазы, обусловленный погрешностью частоты, составит π . Значение выходного сигнала изменит полярность символов на противоположную. Принимаемые нули и единицы поменяются местами.

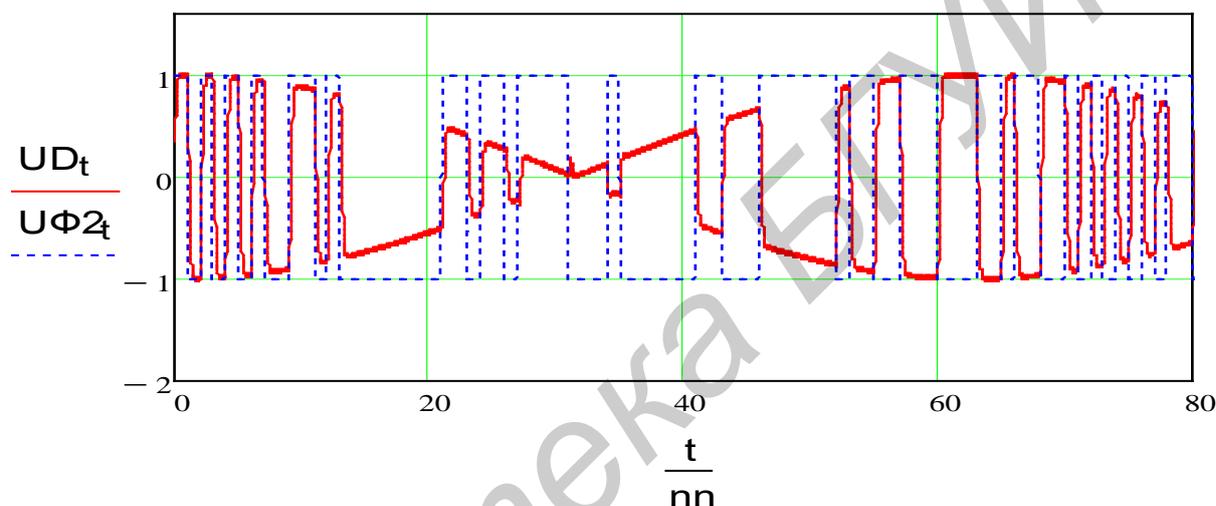
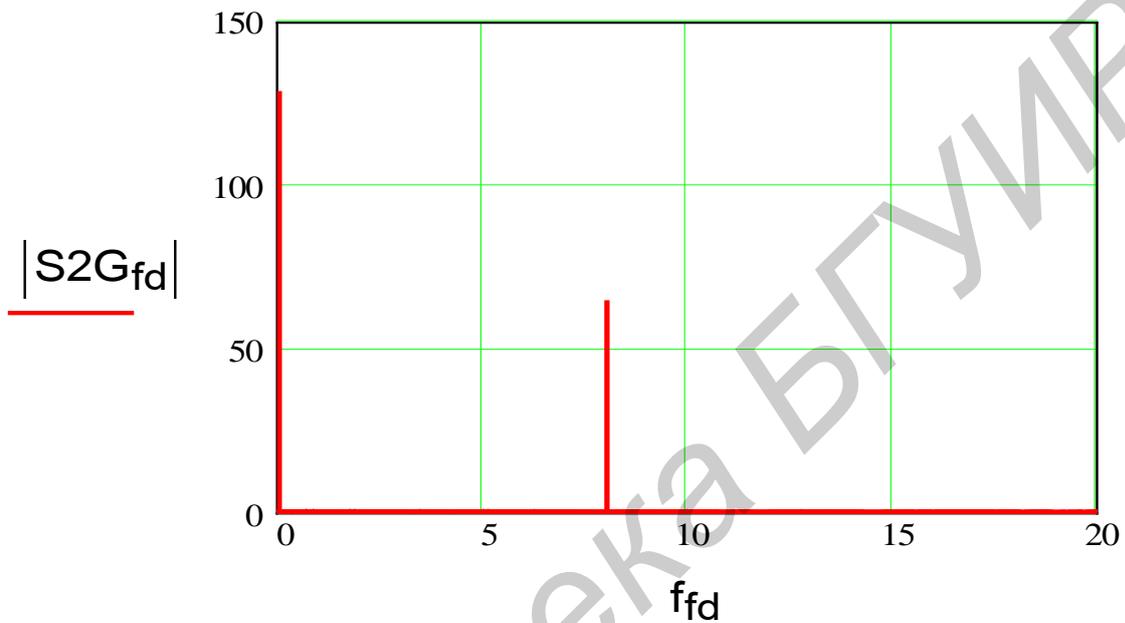


Рисунок 3.18 – Выходной сигнал демодулятора при наличии погрешности частоты генератора демодулятора по отношению к частоте передающего устройства

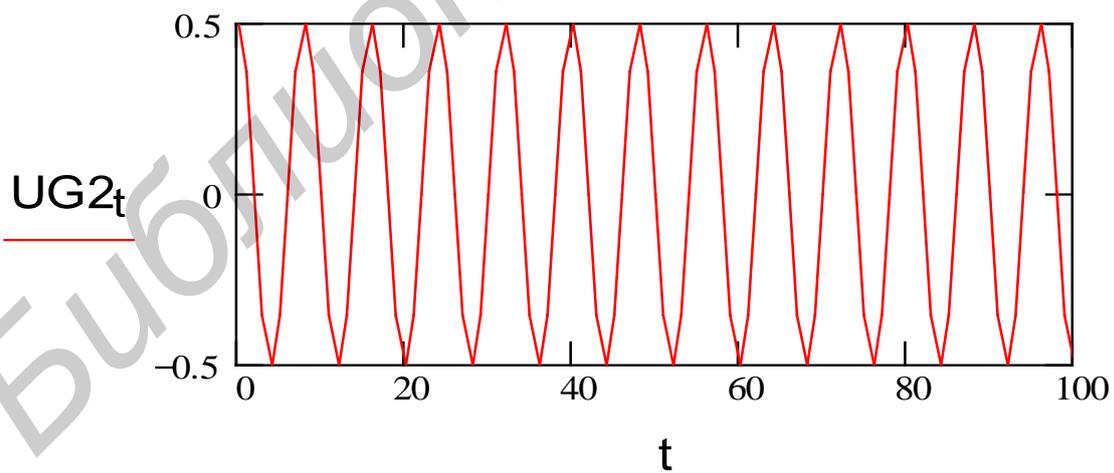
Во вселенной отсутствуют два автономных генератора с одинаковыми частотами. В демодуляторе мы должны иметь сигнал $\cos(2\pi f_0 t)$ с погрешностью частоты, равной нулю. Поэтому в демодуляторе сигнал несущей частоты выделяется из принимаемого сигнала. Выделение несущей частоты сигнала ФМ-2 может быть проведено в следующей последовательности:

1. Сигнал ФМ-2 возводится в квадрат $\cos^2[(2\pi f_0 t) + V(t)] = 0.5[1 + \cos 2[(2\pi f_0 t) + 2 \cdot V(t)]]$, где $V(t)$ – изменение фазы выходного сигнала ФМ-2 (может принимать два значения: $V(t) = 0$ и $V(t) = \pi$). Из выражения видно, что после возведения в квадрат значения частоты и фазы выходного сигнала удваиваются, что приводит к устранению изменений фазы на 180 градусов ($180 \cdot 2 = 360$, т. е. может быть принято равным нулю). Поэтому спектр сигнала будет содержать только спектральную составляющую $2f_c$ (рисунок 3.19).

2. Делим частоту сигнала UG_{2t} на два. На приемной стороне формируется сигнал, частота которого равна частоте несущей частоты передающего устройства (погрешность $df = 0$). Однако при этом возникает проблема неоднозначности начальной фазы сформированного сигнала. При возведении в квадрат мы получили квадратное уравнение, которое имеет два корня, значения которых отличаются на 180 градусов по фазе. Это значительно усложняет реальное построение выделителя несущей частоты ФМ сигналов.



a



б

Рисунок 3.19 – Спектр принимаемого сигнала ФМ-2 после возведения в квадрат (*a*) и его временная характеристика (*б*)

3.3 Модулятор ФМ-4

На выходе модулятора ФМ-4 формируются 4 вектора, сигнальное созвездие которых показано на рисунке 3.20. Из рисунка видно, что при ФМ-4 каждый вектор (символ передаваемого сообщения) содержит информацию о двух символах входного цифрового потока. Два двоичных символа могут создать следующие 4 комбинации: 00; 01; 10; 11. Каждая комбинация двух символов входного цифрового потока будет передаваться одним символом (вектором).

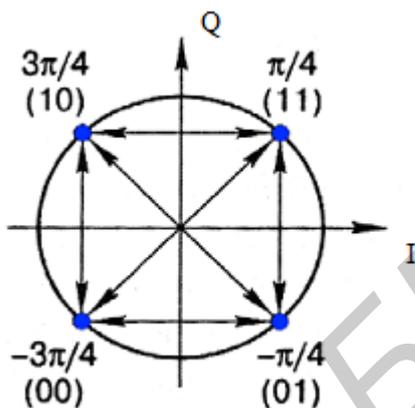


Рисунок 3.20 – Сигнальное созвездие модуляции ФМ-4

Структурная схема модулятора ФМ-4 показана на рисунке 3.21. Случайный цифровой поток (рисунок 3.22, а) поступает на 2-битовый преобразователь последовательного потока в параллельный. На выходах преобразователя формируются четный и нечетный цифровые потоки (рисунок 3.22, б, в).

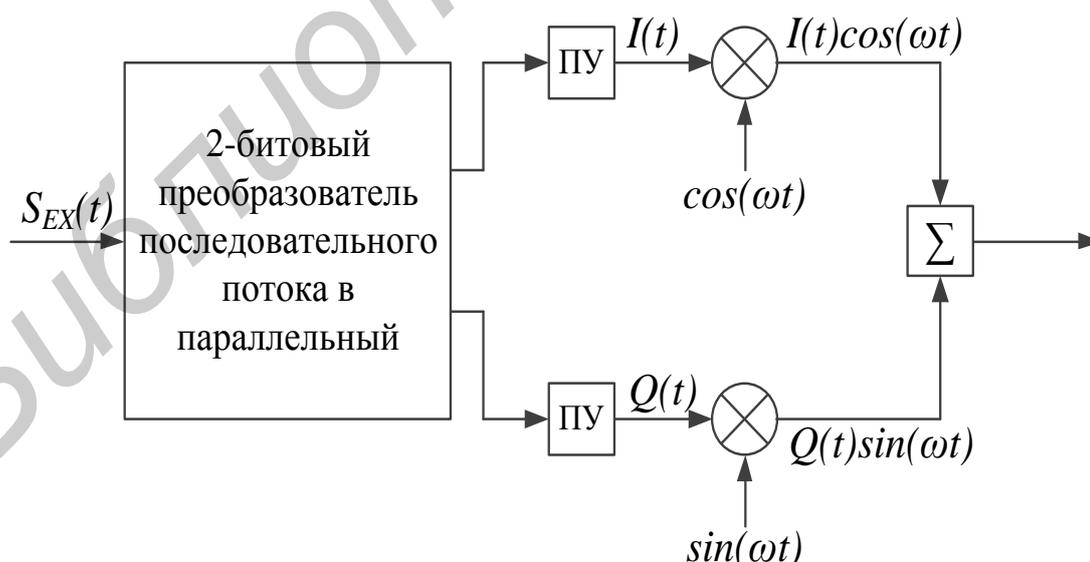
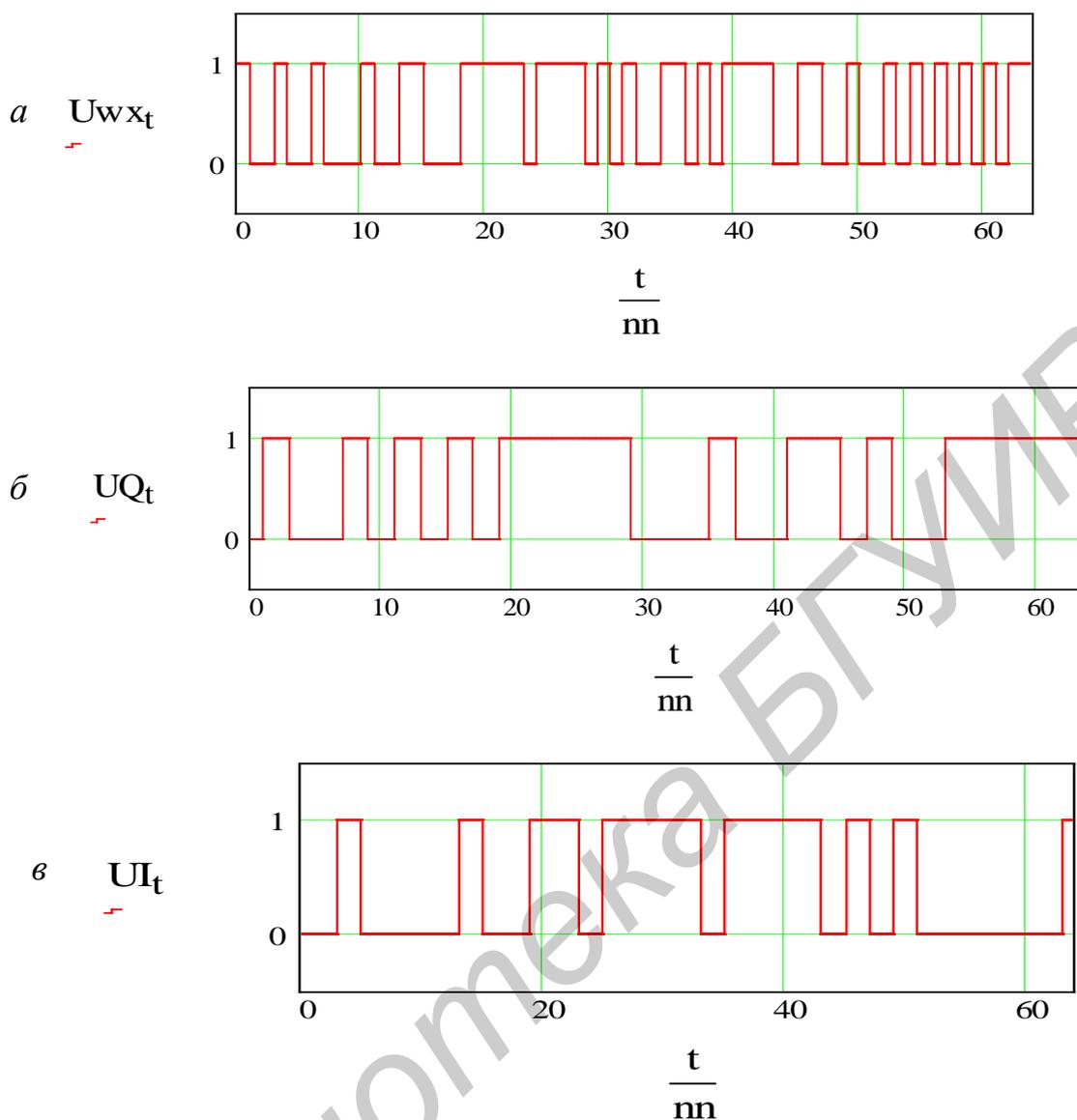


Рисунок 3.21 – Структурная схема формирования ФМ-4



- a – $U_{wx}(t)$ – случайный входной цифровой поток;
 $б$ – $U_Q(t)$ – четный цифровой поток на выходе преобразователя кодов;
 $в$ – $U_I(t)$ – нечетный цифровой поток на выходе преобразователя кодов

Рисунок 3.22 – Цифровые потоки

Формирование двух потоков (четного и нечетного) приводит к уменьшению тактовой частоты каждого потока в два раза, что позволяет произвести расширение длительностей импульсов в нечетном и четном потоках в два раза (рисунок 3.23). После расширения формируются двухполярные сигналы путем замены нулей на минус единицу (рисунок 3.24, штриховая линия).

Сигналы на выходах перемножителей показаны на рисунке 3.24, a , $б$. Видно, что изменение полярности сигналов $I(t)$ приводит к изменению фазы сигнала в синфазном канале $U_i(t)$ на 180° . Амплитуда и фаза выходного сигнала определяются следующими выражениями:

$$|U(t)| = [I(t)^2 + Q(t)^2]^{0.5},$$

$$Vw(t) = \text{atan}[Q(t)/I(t)].$$

В соответствии с рисунком 3.24 в момент времени $t = 0$ значения векторов равны $Q(t) = -0.707$, $I(t) = -0.707$ ($2^{0.5}/2 = 0.707$). Мы будем иметь вектор с амплитудой равной 1 и фазой минус 45° . В соответствии с рисунком 3.20 такой вектор содержит информацию о передаче двух символов входного цифрового потока 00, что соответствует значениям первых двух символов входного цифрового потока (рисунок 3.22, а).

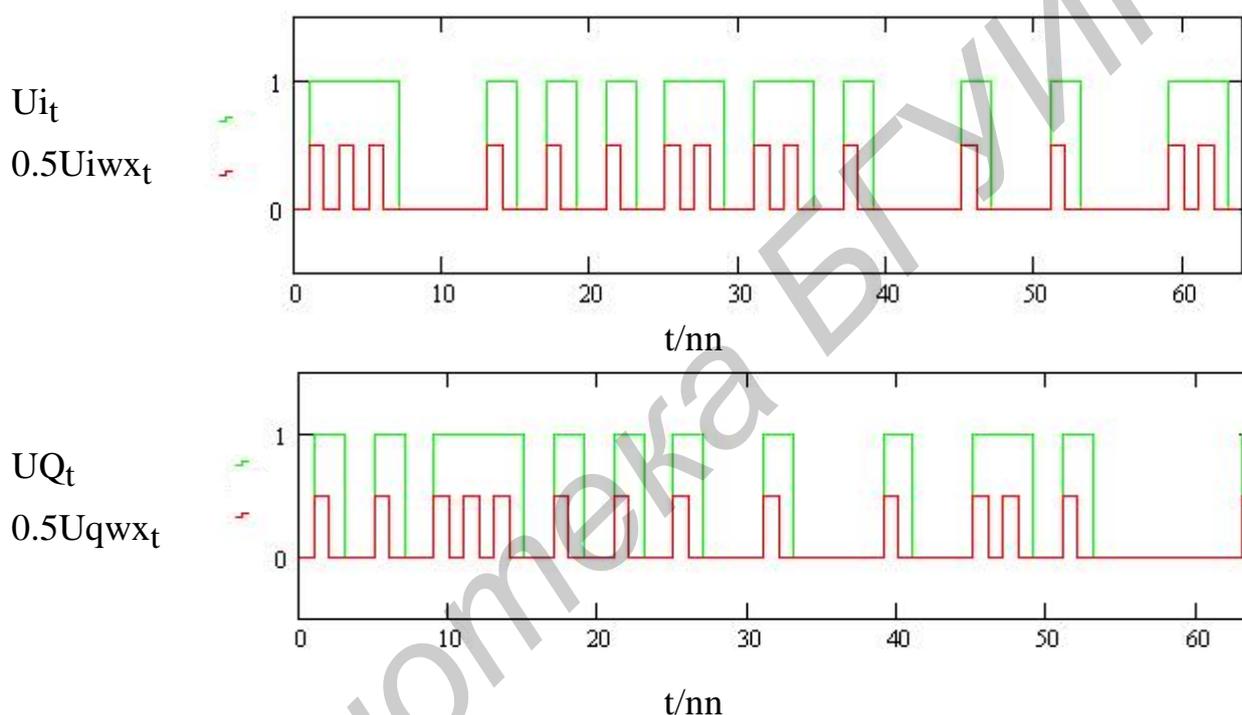
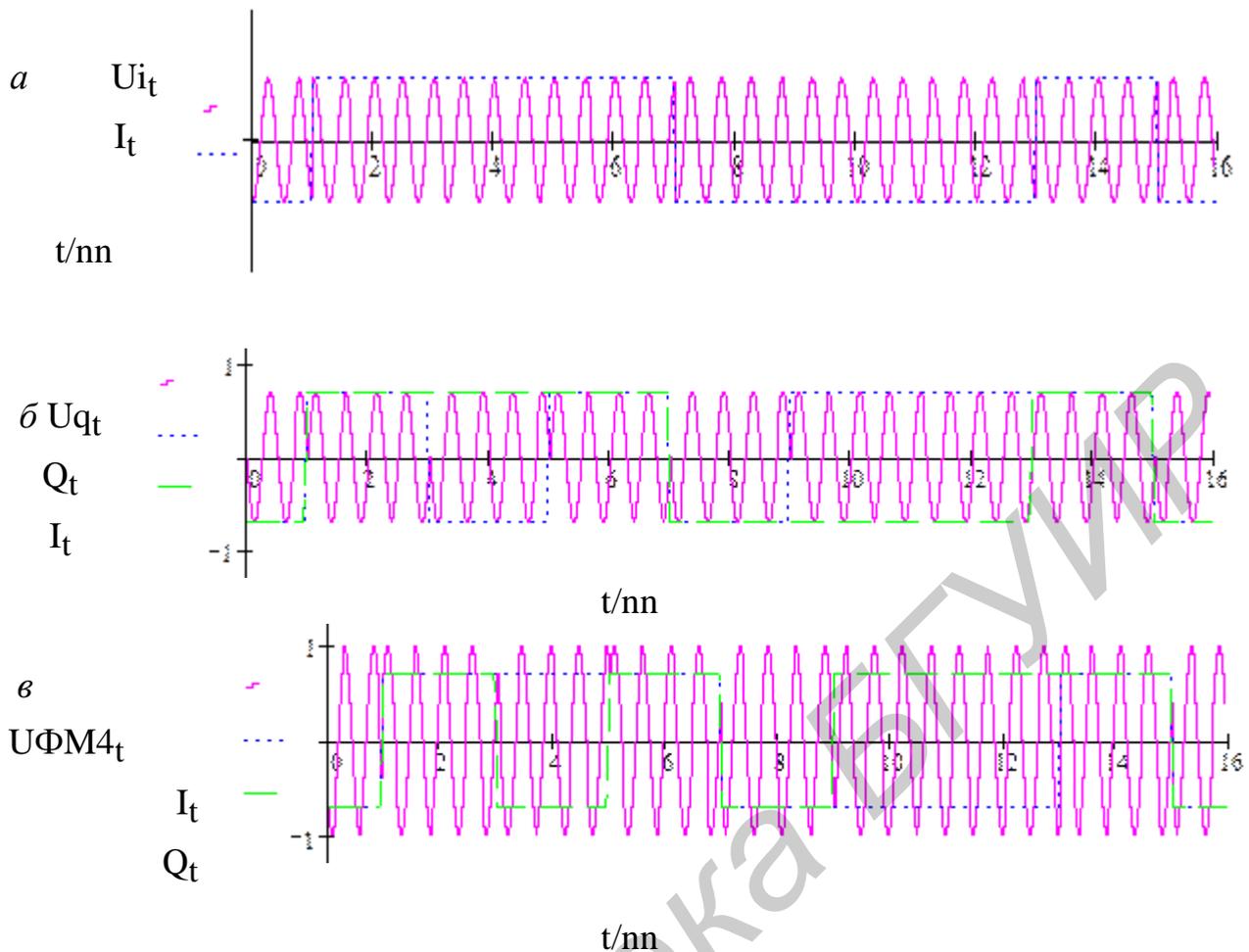


Рисунок 3.23 – Синфазная $UI(t)$ и квадратурная $UQ(t)$ составляющие сигналов модулятора ФМ-4

На рисунках 3.26, 3.27 показаны спектры четного и нечетного цифровых потоков. Для сравнения на рисунке 3.25 повторен спектр входного цифрового потока в коде NRZ. Сравнение спектров показывает, что ширина спектра четного и нечетного потоков в два раза меньше ширины спектра входного сигнала в коде NRZ (код RZ имеет ширину спектра еще в два раза шире чем код NRZ). Уменьшение ширины спектра на рисунках 3.26, 3.27 обусловлено увеличением длительности символов четного и нечетного потоков в два раза (ширина спектра обратно пропорциональна длительности импульса).



a – временные зависимости в синфазном канале;
б – временные зависимости в квадратурном канале;
в – временная зависимость выходного сигнала модулятора ФМ-4

Рисунок 3.24 – Временные зависимости синфазного (U_i), квадратурного (U_q) и выходного UФМ4 сигналов модулятора ФМ-4

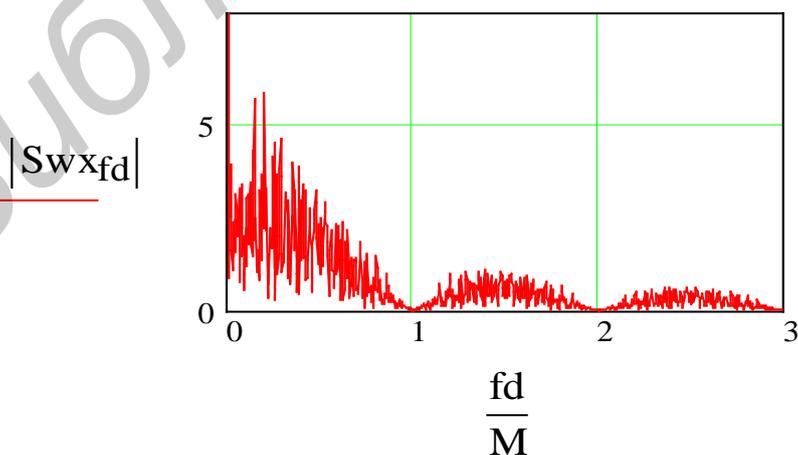


Рисунок 3.25 – Спектр случайного входного цифрового потока в коде NRZ

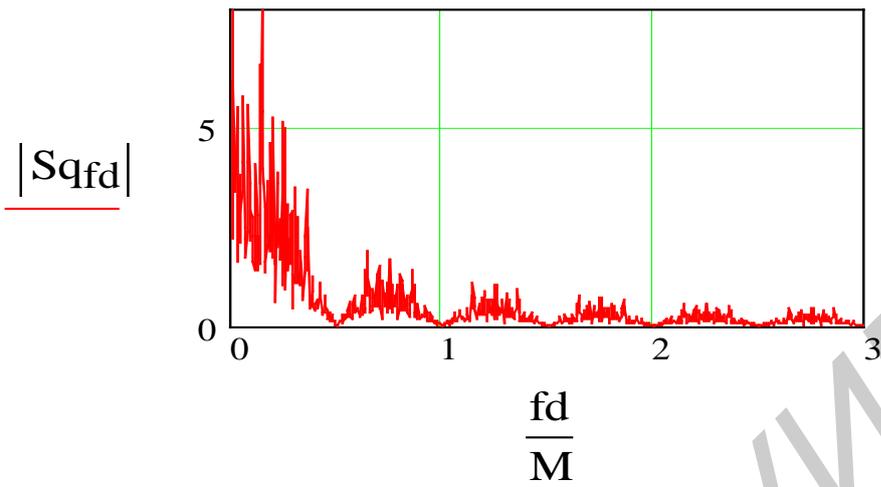


Рисунок 3.26 – Спектр случайного четного цифрового потока

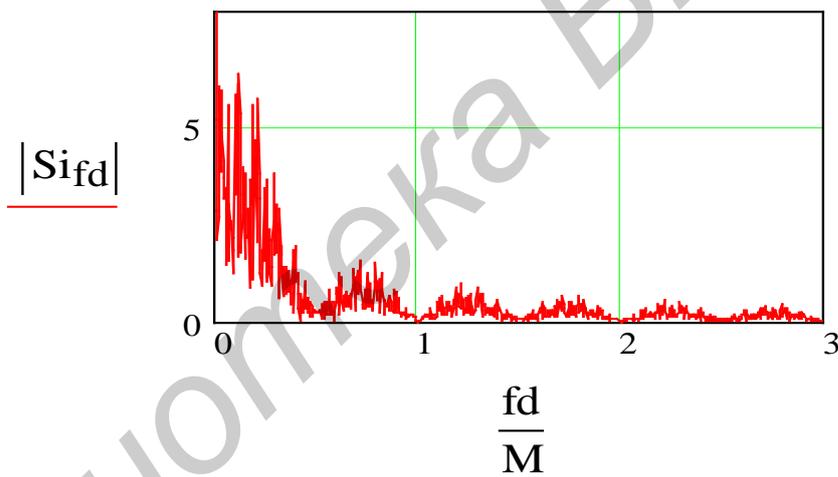


Рисунок 3.27 – Спектр случайного нечетного цифрового потока

Спектр сигнала ФМ-4 показан на рисунке 3.28. На рисунке 3.29 показан спектр сигнала ФМ-2. Видно, что ширина спектра ФМ-4 в два раза меньше ширины спектра ФМ-2.

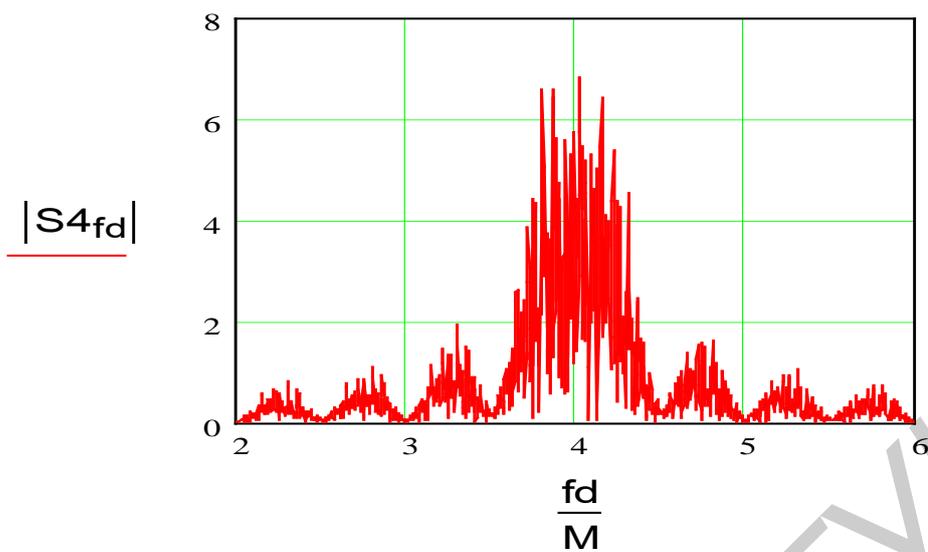


Рисунок 3.28 – Спектр сигнала ФМ-4 (сумма спектров синфазного и квадратурного каналов)

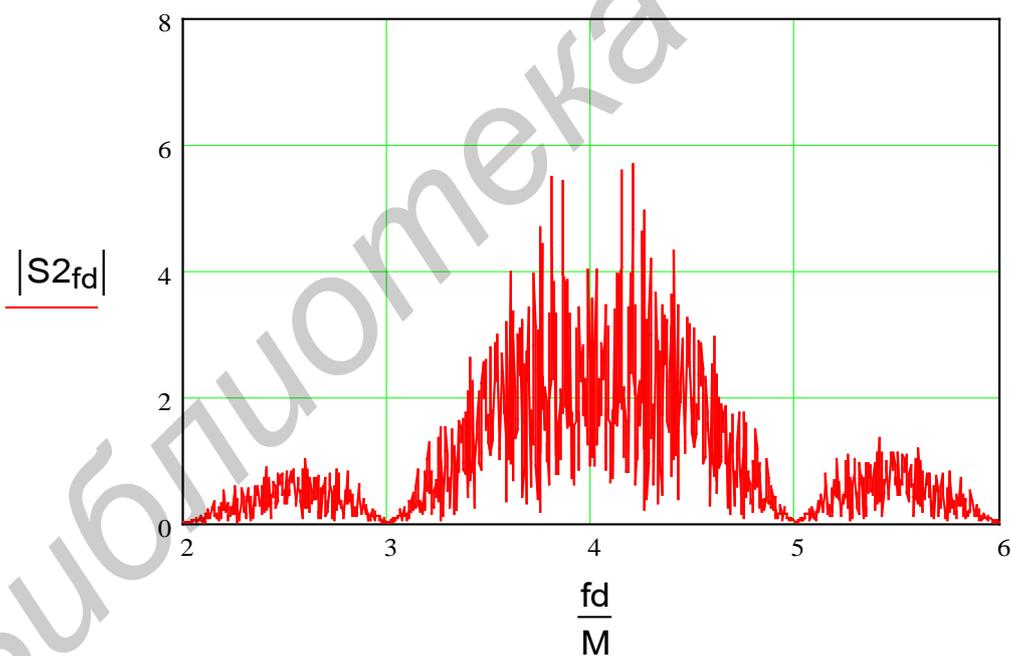


Рисунок 3.29 – Спектры сигнала ФМ-2

Демодулятор ФМ-4 ничем не отличается от демодулятора квадратурной амплитудной модуляции, который рассмотрен ниже.

3.4 Квадратурная амплитудная модуляция

3.4.1 Модулятор квадратурной амплитудной модуляции

В рассмотренных выше методах фазовой модуляции все сигнальные точки расположены на окружности комплексной плоскости (амплитуда ФМ сигналов постоянна). Увеличение формата фазовой модуляции приводит к быстрому уменьшению минимального расстояния между концами соседних векторов и, соответственно, к уменьшению помехозащищенности.

В квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) сигнальные точки равномерно расположены на комплексной плоскости (рисунок 3.30). Это позволяет увеличить расстояние между соседними сигнальными точками и улучшить помехозащищенность системы связи с КАМ.

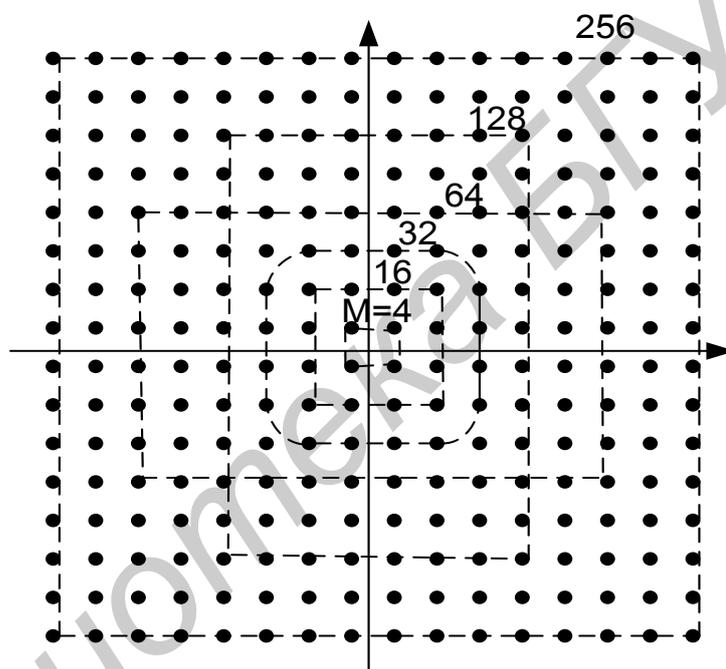


Рисунок 3.30 – Сигнальная диаграмма различных форматов КАМ

Рассмотрим построение цифрового передатчика на примере формирования сигнала формата КАМ-64. Структурная схема модулятора КАМ (рисунок 3.31) незначительно отличается от структурной схемы модулятора ФМ-4 (см. рисунок 3.21). В модуляторе КАМ преобразователи уровней заменены на ЦАП.

Случайный цифровой поток $u_{w,t}$ (рисунок 3.32) поступает на 2-битовый преобразователь последовательного кода в параллельный. На выходах преобразователя формируются четный и нечетный цифровые потоки $u_{t,d}$ и $u_{q,t,d}$, которые формируют квадратные составляющие сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ (рисунок 3.33).

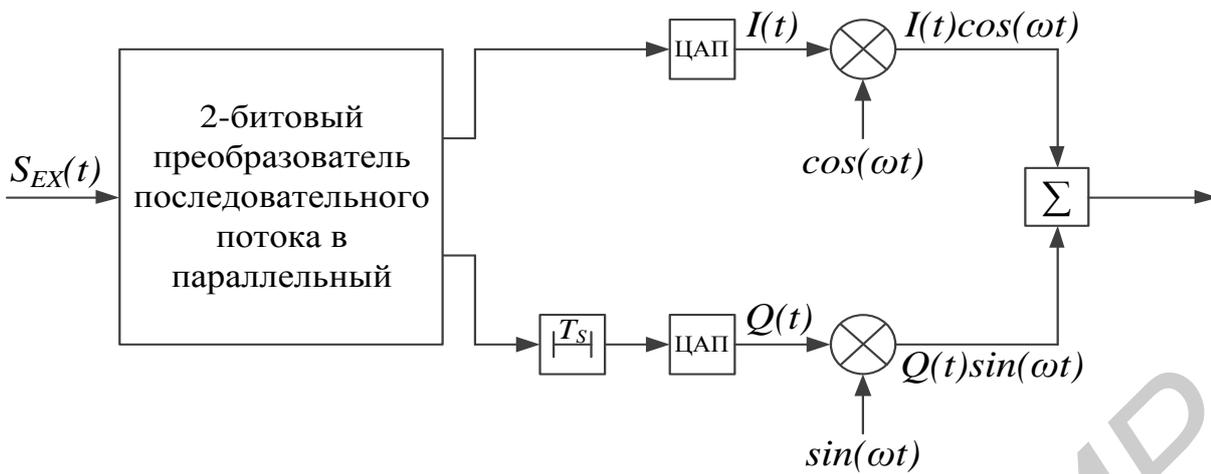


Рисунок 3.31 – Структурная схема формирования КАМ-64

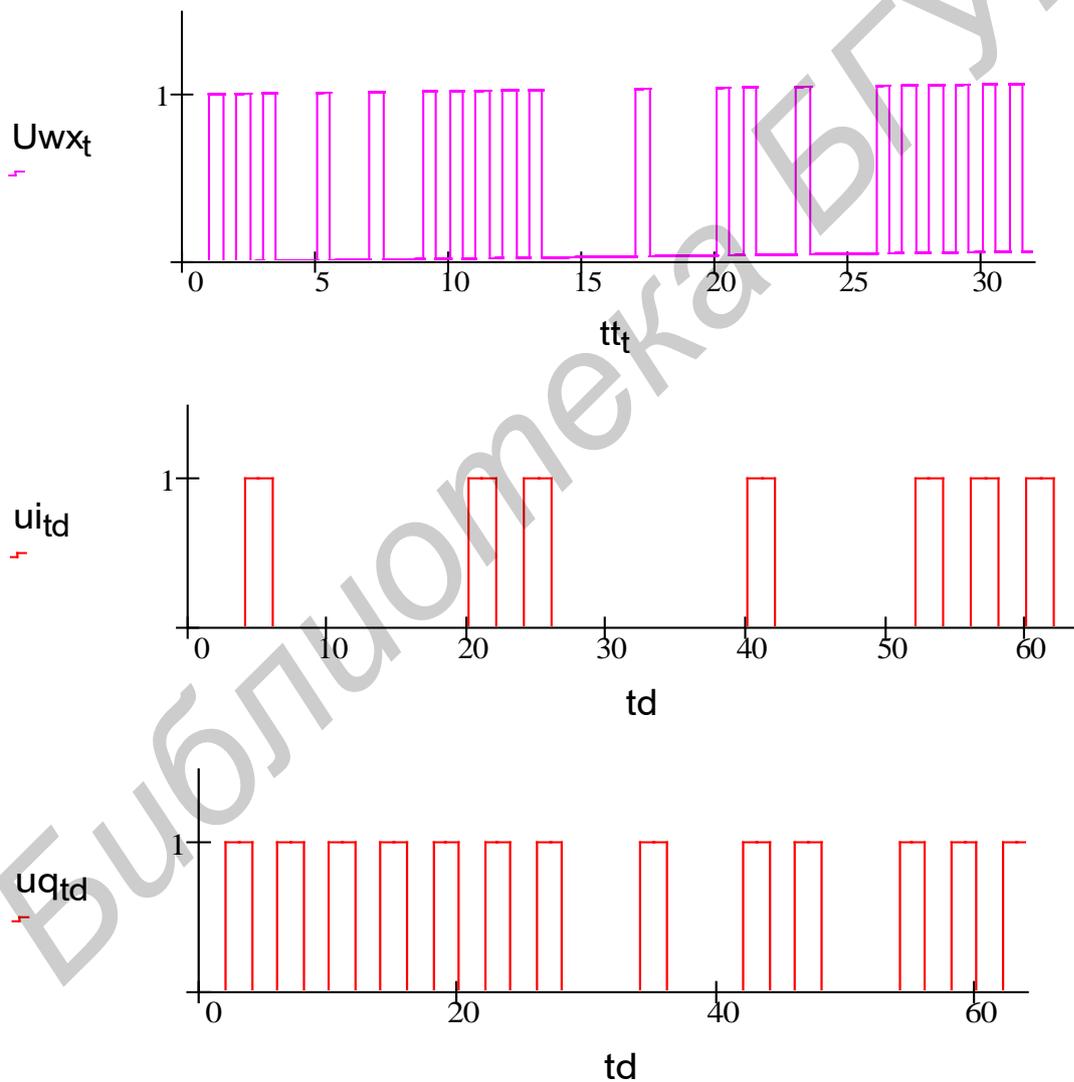


Рисунок 3.32 – Случайный входной цифровой поток ($u_{wx}(t)$), четный (u_{itd}) и нечетный u_{qtd} потоки модулятора

Первый символ четного потока поступил на вход модулятора в момент времени $t = 0$, первый символ нечетного потока – в момент времени $t = 1$. Для работы модулятора необходимо, чтобы начало четного и нечетного потоков совпало по времени. Поэтому четный поток задерживается на один интервал (T_s) линией задержки.

Для формирования формата КАМ-64 необходимо сформировать 64 различных вектора, каждый из которых будет содержать информацию о шести ($\log_2(M) = \log_2(64) = 6$) символах входного цифрового потока. Поэтому модулятор формирует восемь значений вектора I и восемь значений вектора Q. Формирование векторов I и Q осуществляют ЦАП, алгоритм работы которых приведен в таблице 3.1. При составлении таблицы использован код Грэя, обеспечивающий различие соседних кодовых слов не более чем на один знак, что позволяет уменьшить количество ошибок при наличии помех и искажений в канале связи.

Таблица 3.1

Кодовое слово	Выходное напряжение
110	+7
111	+5
101	+3
100	+1
000	-1
001	-3
011	-5
010	-7

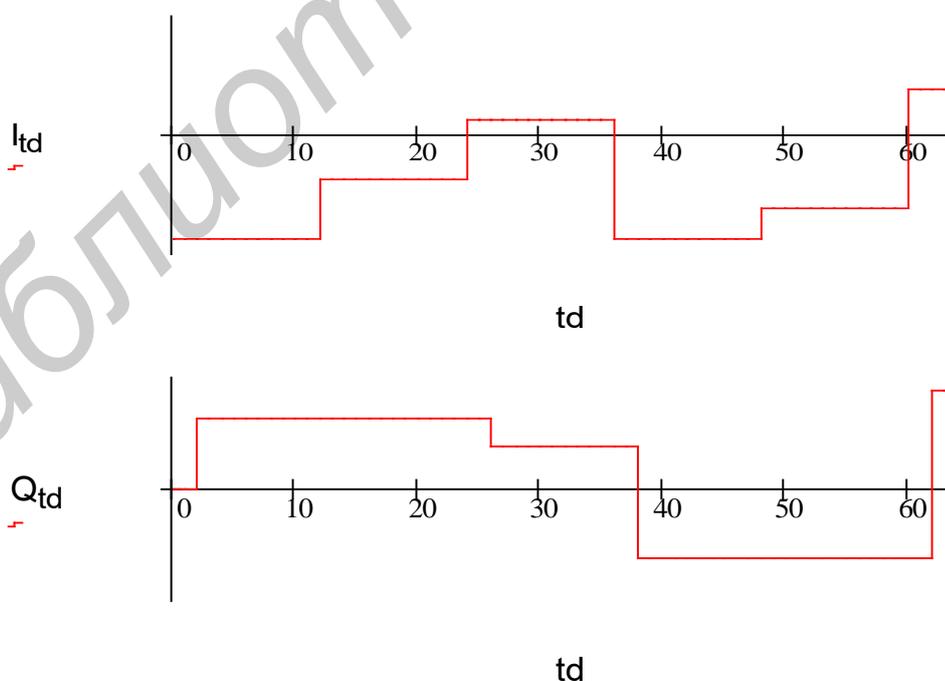


Рисунок 3.33 – Формирование квадратурных составляющих модулятора КАМ-64

На рисунке 3.34 показаны временные зависимости квадратурных сигналов на выходах перемножителей. Видно, что огибающие сигналов соответствуют значениям векторов $I(t)$ и $Q(t)$. При изменении полярности векторов $I(t)$ и $Q(t)$ фазы сигналов на выходах перемножителей изменяются на 180° .

В результате суммирования сигналов квадратурных каналов получим $I(t)\cos(\omega t) + Q(t)\sin(\omega t) = U_{\text{кам}}(t)$ (рисунок 3.35). Несмотря на то, что значения фаз сигналов синфазного и квадратурного каналов изменяются только на 180° , фаза сигнала КАМ имеет 64 значения, которые определяются выражением $V(t) = \text{atan}(Q(t)/I(t))$.

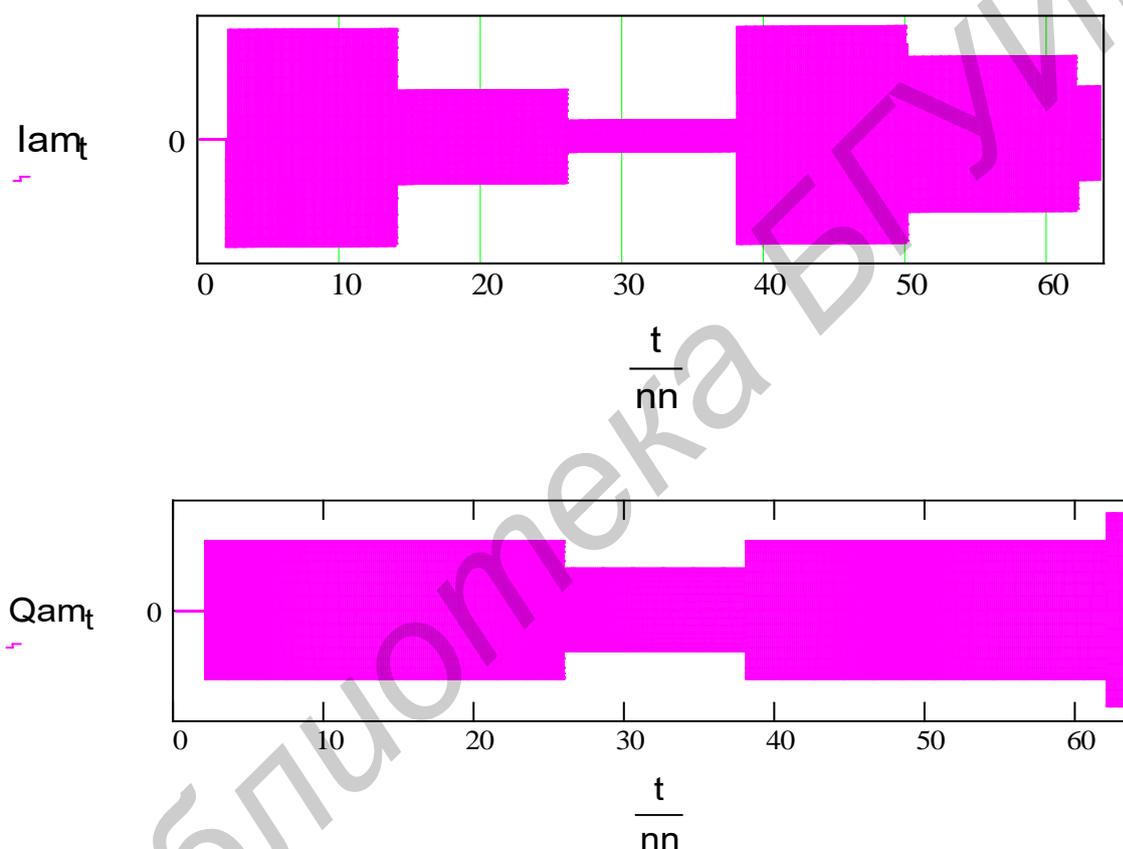


Рисунок 3.34 – Выходной сигнал квадратурного канала

При увеличении формата модуляции помехозащищенность КАМ уменьшается значительно медленнее, чем помехозащищенность ФМ. Например, для максимальной амплитуды выходного сигнала, равной 1, минимальное расстояние между соседними векторами формата ФМ-64 равно $2\pi/64 = \approx 0.1$. Для формата КАМ-64 расстояние между соседними векторами равно $2^{0.5}/7 = 0.2$. Это означает, что при одинаковых значениях максимальной мощности передающего устройства, допустимый уровень помехи по амплитуде при модуляции КАМ-64 в 2 раза больше (по мощности в 4 раза), чем для модуляции ФМ-64.

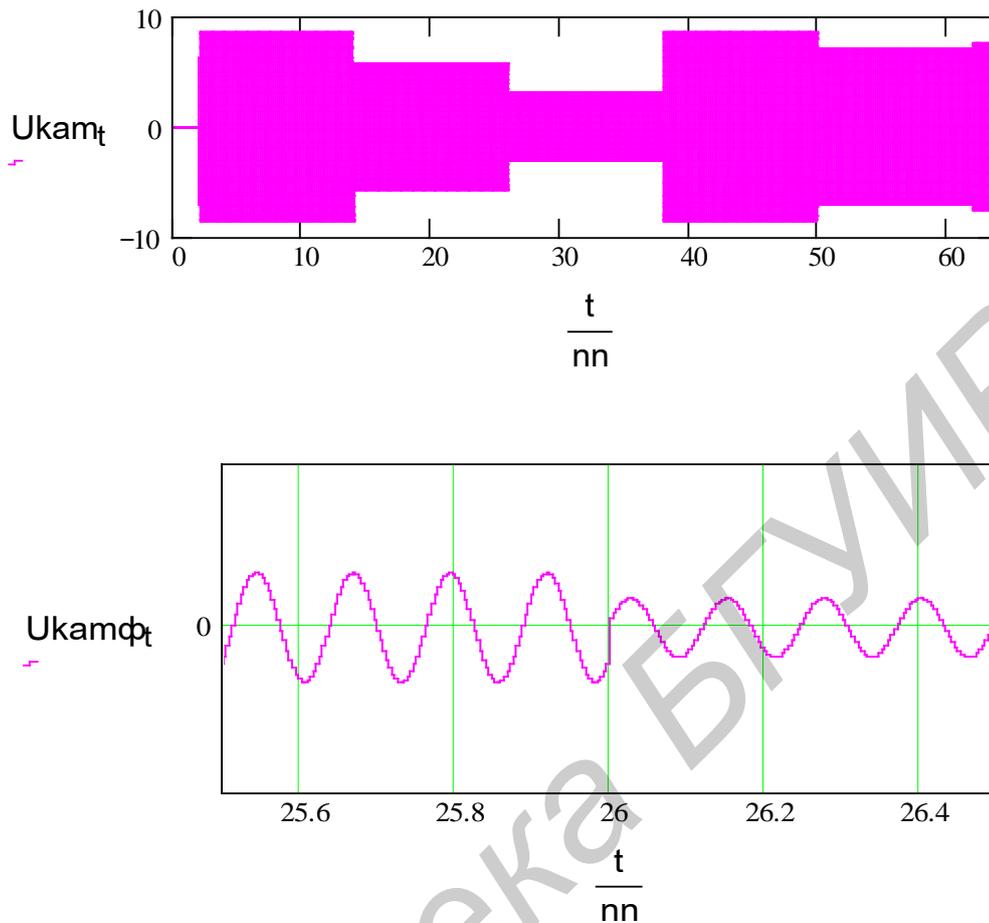


Рисунок 3.35 – Временные зависимости выходного сигнала КАМ-64 ($U_{kam}(t)$) и фрагмент временной зависимости $U_{kam\phi}(t)$

3.4.2 Демодулятор КАМ

Структурная схема демодулятора сигналов с КАМ показана на рисунке 3.36. На вход демодулятора поступает выходной сигнал модулятора, прошедший по каналу связи, в котором имеются шумы. Поэтому входной сигнал демодулятора может быть представлен и в следующем виде:

$$U_{вхD}(t) = I(t)\cos(2\pi 2f_c t) + Q(t)\sin(2\pi 2f_c t) + r(t), \quad (3.7)$$

где $r(t)$ – шумы канала связи.

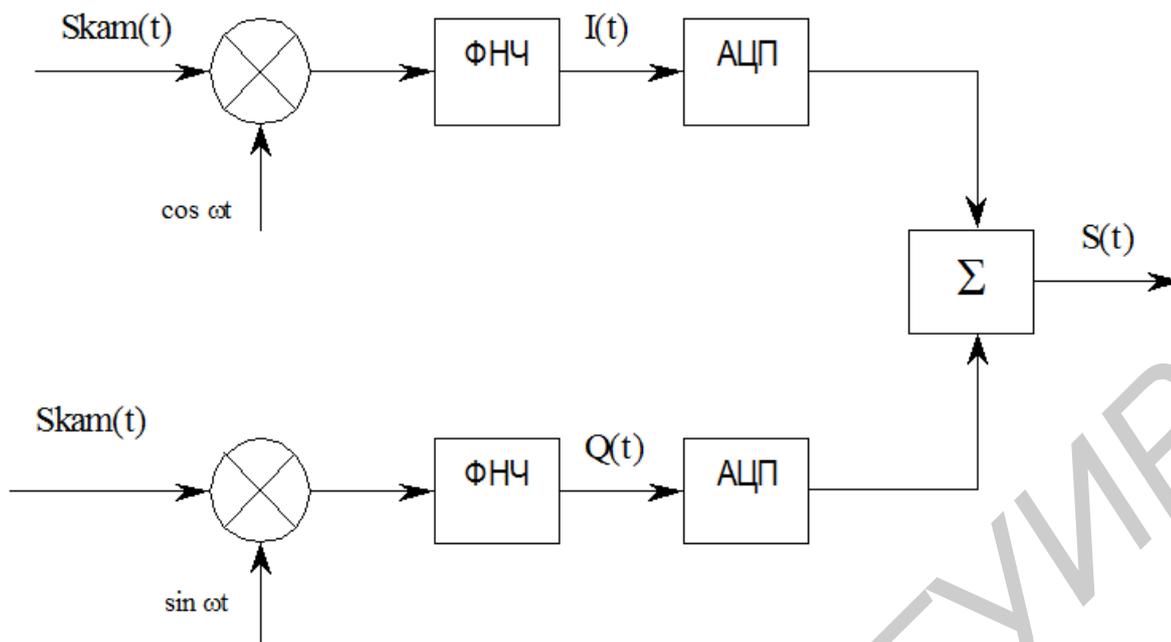


Рисунок 3.36 – Демодулятор КАМ

В соответствии со структурной схемой демодулятора для отдельного выделения квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$, содержащих информацию о принимаемом цифровом потоке, входной сигнал должен быть умножен на $\cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)$ и $\sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)$. Однако эти сигналы не могут быть сформированы в демодуляторе с помощью генераторов. Поэтому эти сигналы формируются из принимаемого входного сигнала выделителем несущей частоты. Учитывая, что ФНЧ выполняет математическую операцию интегрирования сигналов, сигнал на выходе ФНЧ равен

$$UI(t) = \int_0^T [I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t) + r(t)] \cos(2\pi f_0 t) dt. \quad (3.8)$$

Значения $I(t)$ и $Q(t)$ за время интегрирования T (время длительности импульса) постоянны (см. рисунок 3.33), что позволяет вынести их из-под знака интеграла. Функции \cos и \sin являются ортогональными, следовательно, интеграл от их произведения равен нулю.

$$U_{\text{ФНЧ}I}(t) = 0.5 I(t) + rI(t); \quad (3.9)$$

$$U_{\text{ФНЧ}Q}(t) = 0.5 Q(t) + rQ(t), \quad (3.10)$$

где $rI(t)$ и $rQ(t)$ – значения мощностей на выходах синфазного и квадратурного каналов.

При отсутствии помех в канале связи ($r(t) = 0$) на вход АЦП демодулятора квадратурного канала поступит значение вектора $Q = +7$. В соответствии с алгоритмом, приведенном в таблице 3.1, на выходе АЦП квадратурного цифрового потока будут сформированы символы 110, такие же, как на входе ЦАП модулятора передающего устройства. Аналогично работает синфазный канал. Мультиплексор объединяет символы синфазного и квадратурного каналов и обеспечивает восстановление цифрового потока на выходе демодулятора.

Наличие шумов в канале связи приводит к возникновению ошибок. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал – шум показаны на рисунке 3.37.

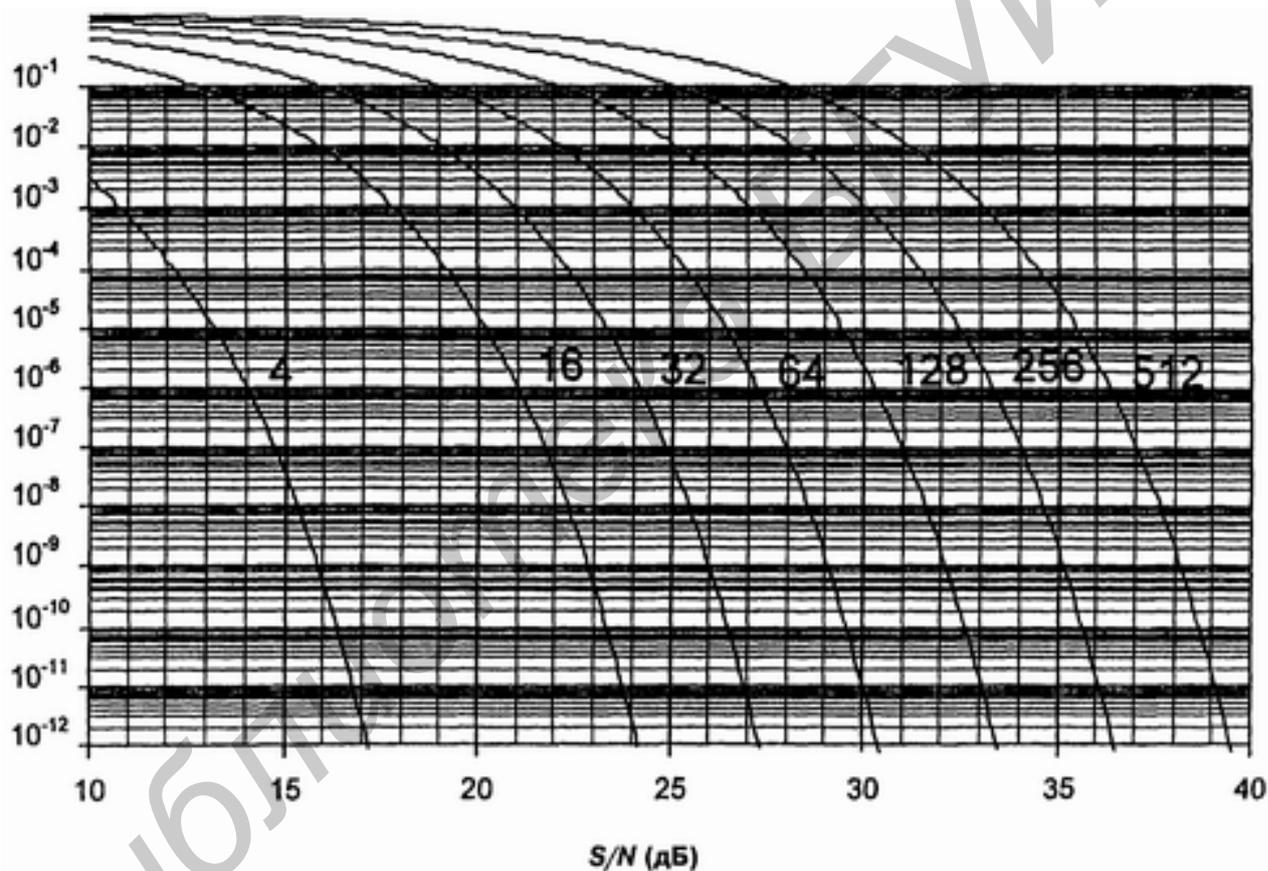


Рисунок 3.37 – Коэффициент ошибок в символах в зависимости от отношения сигнал – шум с числом уровней КАМ в качестве параметра

3.5 Частотная модуляция

3.5.1 Частотная модуляция с постоянной огибающей

Ранее рассматривались методы модуляции, в которых фаза несущего колебания изменялась скачком от одного возможного значения к другому в соответствии с изменением значения модулирующего сигнала. Отмечалось, что при таких изменениях фазы возможны значительные изменения амплитуды радиосигнала, которые приводят к заметному снижению как средней мощности радиосигнала, так и спектральной эффективности системы связи. Следует также отметить, что находят применение многопозиционные методы модуляции, в которых отдельные значения мгновенной фазы представляют группы информационных битов, что позволяет снизить скорость передачи канальных символов.

Вместо разбиения интервала возможных значений мгновенной фазы несущего колебания на небольшие интервалы и переходов между ними скачками можно переходить от одного значения фазы к другому плавно по какому-либо закону. Если это сделать таким образом, чтобы сигнальная точка оставалась на окружности радиусом единица, то можно получить радиосигнал с постоянным значением амплитуды.

Многие современные системы связи с подвижными объектами используют методы модуляции, которые обеспечивают формирование радиосигнала с постоянным значением амплитуды несущего колебания при меняющихся значениях модулирующего сигнала. Известно несколько таких методов модуляции, которые обеспечивают системам связи ряд следующих положительных свойств:

- возможность использования усилителей мощности класса С без риска расширения полосы занимаемых частот в радиоканале; известно, что усилители этого класса являются наиболее экономичными с точки зрения потребляемой энергии при прочих равных характеристиках;
- низкий уровень внеполосных излучений, достигающий значений от минус 60 до минус 70 дБ, что позволяет уменьшить защитный частотный интервал между соседними частотными каналами;
- возможность использования простых устройств демодуляции, содержащих устройства ограничения уровня принимаемого сигнала, что упрощает проектирование приемных устройств и обеспечивает устойчивый прием в условиях значительных замираний принимаемого сигнала.

Для методов модуляции с постоянным уровнем несущего колебания при всех их достоинствах все же необходима большая полоса частот в радиоканале по сравнению с линейными методами модуляции. Поэтому эти методы следует использовать в тех случаях, когда энергетическая эффективность системы связи более важна, чем спектральная.

Напомним, что мгновенная частота любого узкополосного колебания

$$s(t) = A(t)\cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)]$$

может быть определена как производная по времени полной мгновенной фазы

$$dV(t)/dt = 2\pi f_0 + d(\varphi(t))/dt. \quad (3.11)$$

Поэтому фазовую модуляцию с непрерывным гладким изменением фазы можно рассматривать как частотную модуляцию. В этом случае частота несущего колебания является параметром, значение которого должно изменяться в зависимости от значения модулирующего сигнала.

При двоичной частотной манипуляции частота несущего колебания в соответствии со значениями модулирующего сигнала изменяется скачками. В зависимости от того, каким образом изменения частоты вводятся в передаваемое высокочастотное колебание, получающийся частотно-манипулированный сигнал (ЧМн сигнал) будет иметь либо разрывную, либо непрерывно изменяющуюся мгновенную фазу между двумя соседними битами. В общем случае ЧМн сигнал можно представить следующим образом:

$$s(t) = A\cos[(2\pi f_0 + 2\pi\Delta f)t], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (\text{при передаче } 1); \quad (3.12)$$

$$s(t) = A\cos[(2\pi f_0 - 2\pi\Delta f)t], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (\text{при передаче } 0), \quad (3.13)$$

где $2\pi\Delta f$ определяет смещение частоты от ее номинального значения.

Очевидный способ формирования ЧМн сигнала состоит в том, чтобы коммутировать выходные сигналы двух независимых генераторов различных частот в соответствии со значениями передаваемого сигнала. В этом случае формируемый радиосигнал будет иметь разрывную фазу в момент переключения; такие сигналы обычно называют ЧМн сигналами с разрывной фазой, которые можно представить следующими выражениями:

$$s(t) = A\cos[(2\pi f_v + \gamma_1)t], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (\text{при передаче } 1); \quad (3.14)$$

$$s(t) = A\cos[(2\pi f_n + \gamma_2)t], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (\text{при передаче } 0). \quad (3.15)$$

Разрывность фазы здесь является нежелательным свойством радиосигнала, приводящим к расширению спектра в радиоканале. Поэтому такой способ модуляции не используется в современных системах связи.

Более общий метод формирования ЧМн сигнала заключается в том, что используется один генератор несущего колебания, мгновенная частота которого изменяется в соответствии с изменениями модулирующего сигнала. Этот способ модуляции аналогичен методу формирования ЧМн сигнала при аналоговом модулирующем сигнале, однако в этом случае модулирующий сигнал является цифровым и принимает всего два возможных значения. Для такого радиосигнала можно записать

$$s[t; u(t)] = A \cos[2\pi f_0 t + \gamma(t)]. \quad (3.16)$$

На рисунке 3.38 представлена функциональная схема устройства формирования ЧМ сигнала при двоичном модулирующем сигнале. Основным элементом этого модулятора является генератор гармонического несущего колебания, частота которого может управляться напряжением модулирующего сигнала (ГУН – генератор, управляемый напряжением).

Поток информационных битов сначала преобразуется в модулирующий сигнал – последовательность прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности, амплитуды которых выбираются такими, чтобы обеспечить требуемое значение индекса частотной манипуляции:

$$M_{\text{ЧМН}} = (f_{\text{в}} - f_{\text{н}}) / F_{\text{с}}, \quad (3.17)$$

где $F_{\text{с}} = 1/T_{\text{с}}$ – частота модуляции.

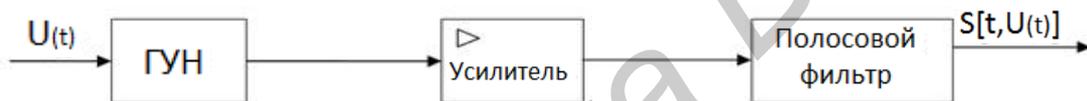


Рисунок 3.38 – Функциональная схема устройства формирования ЧМ сигнала

Недостатком приведенной схемы формирования ЧМ сигнала является возникновение разрыва фазы выходного сигнала при изменении его частоты. В результате выходной сигнал модулируется не только по частоте (частотная модуляция содержит информацию о передаваемом сообщении), но и по фазе. Фазовая модуляция приводит к расширению спектра выходного сигнала, но не содержит информации о передаваемом сообщении. На ее формирование затрачивается часть мощности передающего устройства, что приводит к уменьшению мощности ЧМ сигнала, содержащего информацию о передаваемом сообщении, к ухудшению энергетических характеристик системы и созданию помех.

3.5.2 Фазовая решетка и фазовая траектория ЧМ сигнала с непрерывной фазой

Начальная фаза несущего колебания в каждом канальном символе в данном случае не определена, поэтому данный модулятор формирует некогерентный ЧМн сигнал. Полосовой фильтр ослабляет возможные внеполосные гармонические колебания, которые могут появиться из-за нелинейности динамической характеристики усилителя.

На рисунке 3.39 тонкими линиями изображена фазовая решетка ЧМн сигнала с непрерывной фазой. Ломаной линией представлена возможная фазовая траектория – отклонения мгновенной фазы сигнала от текущей фазы немодулированного несущего колебания. Эта траектория соответствует последовательности импульсов положительной и отрицательной полярности модулирующего сигнала, указанной на этом же рисунке вдоль оси времени.

Отрезки траектории с положительным значением производной этой траектории по времени соответствуют более высокой частоте несущего колебания $f_{\text{в}} = f_0 + \Delta f$, а отрезки с отрицательным значением производной – частоте $f_{\text{н}} = f_0 - \Delta f$. Значение этого смещения определяется скоростью изменения фазы выходного сигнала ($\Delta f = dV/dt$) и может быть обеспечено путем линейной фазовой модуляции.

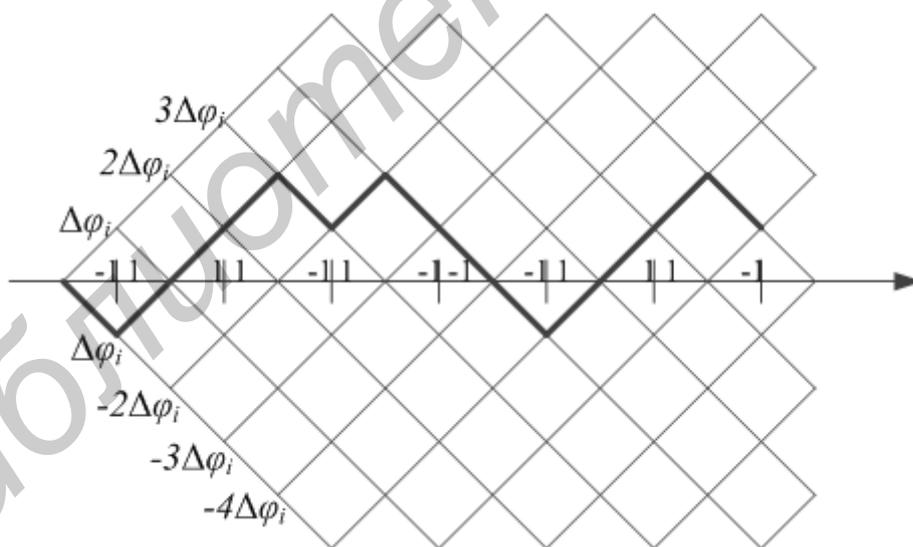


Рисунок 3.39 – Фазовая решетка и фазовая траектория ЧМ сигнала с непрерывной фазой

3.5.3 Структурная схема частотного модулятора с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом (МЧС)

Частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом, схема которой представлена на рисунке 3.40, может трактоваться как квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом, в которой модулирующие импульсы вместо прямоугольной формы имеют синусоидальную, как показано на рисунке 3.40. В этом случае квадратурные составляющие передаваемого сигнала могут быть представлены следующим образом:

$$I(t) = A \sum d_{2k-1} U_{2r} [t - (2k - 1)T_b] \cos(\pi t / 2T_b); \quad (3.18)$$

$$Q(t) = -A \sum d_{2k} U_{2r} [t - 2kT_b] \sin(\pi t / 2T_b). \quad (3.19)$$

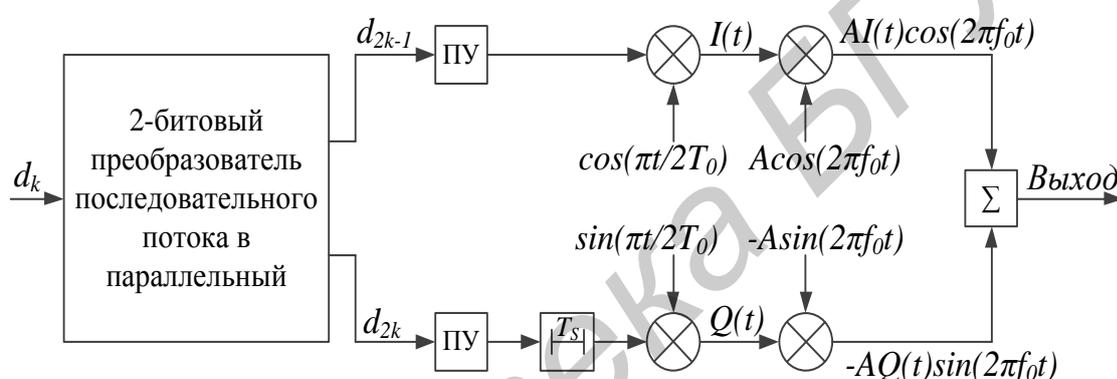
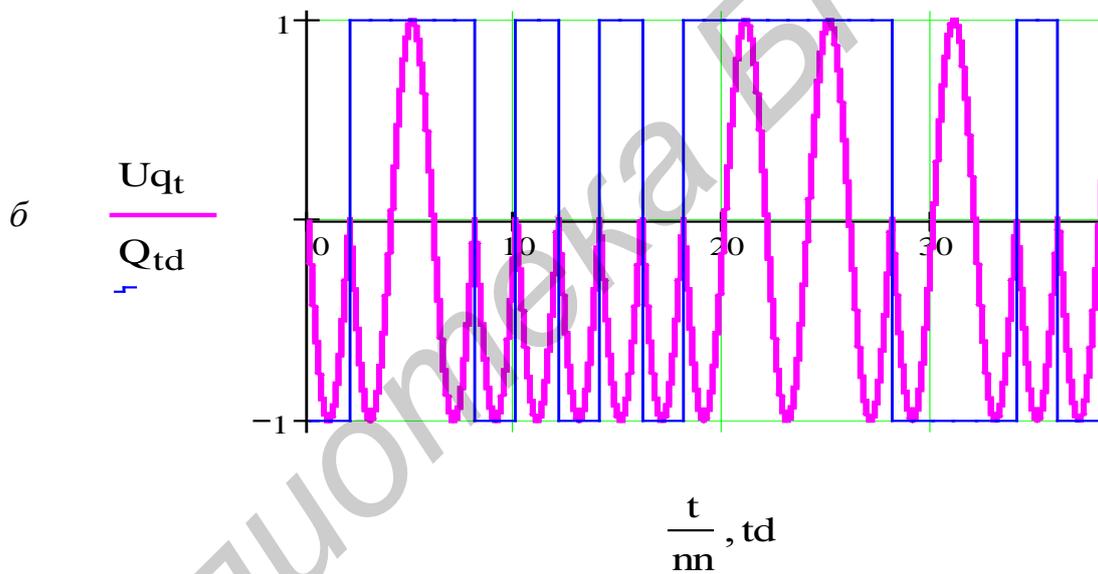
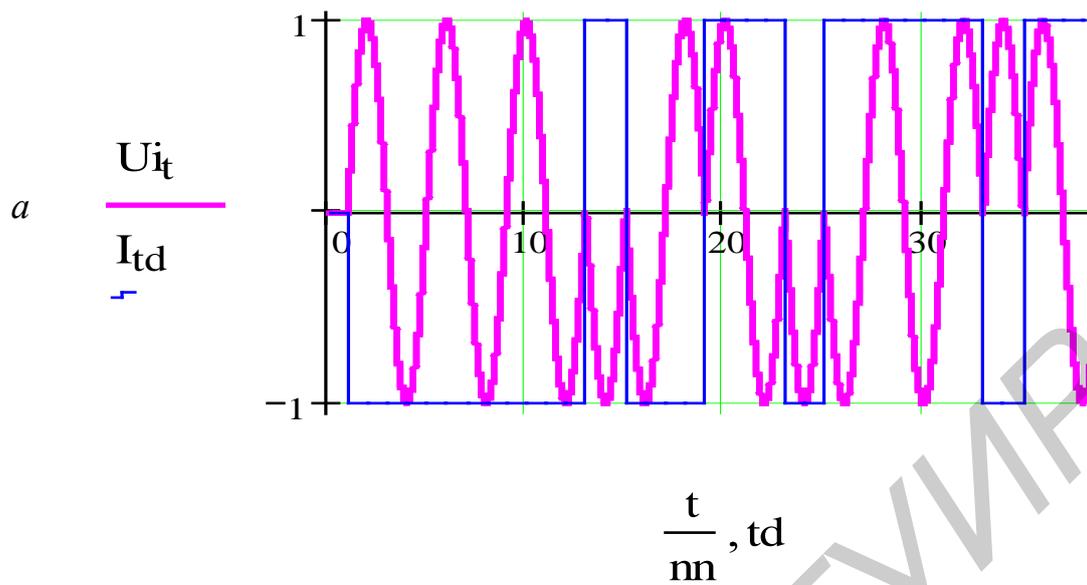


Рисунок 3.40 – Структурная схема частотного модулятора с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом

Такая форма модулирующих импульсов приводит к плавному изменению фазы. Рассмотрим более подробно формирование сигнала с МЧС.

Входной цифровой поток разделяется на два потока, четный и нечетный, и формируются двухполярные сигналы $I(t_d)$ и $Q(t_d)$ (рисунок 3.41). Для формирования плавного изменения фазы сигналы $I(t_d)$ и $Q(t_d)$ модулируются $\cos(\pi t / T_C)$ и $\sin(\pi t / T_C)$, формируя синфазную и квадратурную составляющие модулятора, которые модулируют по амплитуде квадратурные составляющие несущей частоты. В результате формируются синфазный $I_{am}(t)$ и квадратурный $Q_{am}(t)$ сигналы (рисунок 3.42). В результате их суммирования формируется сигнал с МЧС (рисунок 3.43).

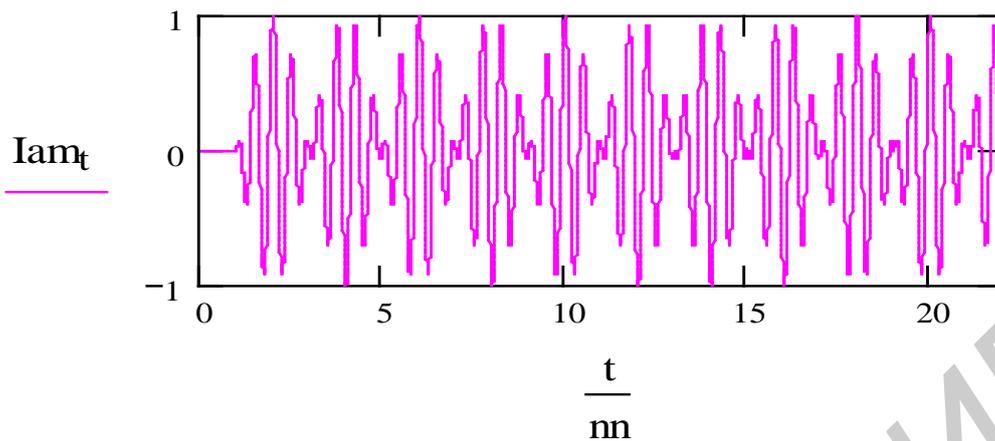
Здесь отсутствуют скачки фазы, характерные для КФМн и СКФМн сигналов, и изменения фазы от одного значения к другому происходят по линейному закону.



a – синфазный канал; *б* – квадратурный канал

Рисунок 3.41 – Временные составляющие квадратурных сигналов

a



б

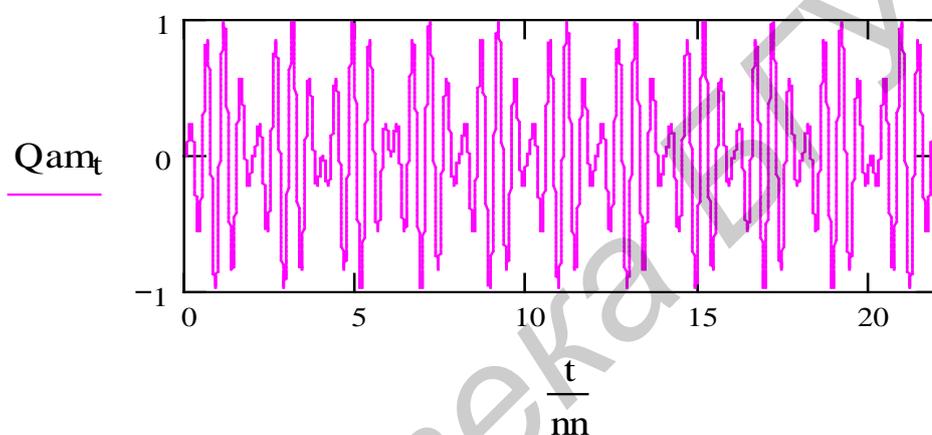


Рисунок 3.42 – Временные зависимости синфазного (*a*) и квадратурного (*б*) потоков модулятора МЧС

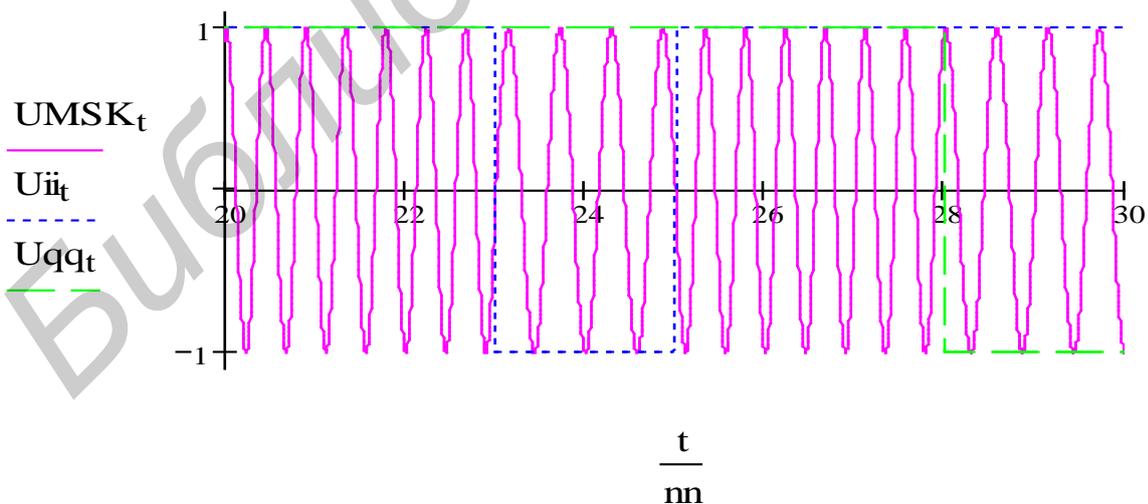


Рисунок 3.43 – Сигнал с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом

Демодуляция МЧС сигнала может быть осуществлена с помощью когерентного демодулятора, изображенного на рисунке 3.44. Демодулятор содержит два квадратурных канала, состоящих из перемножителя, интегратора со сбросом и решающего устройства (знакового компаратора). Каждый канал, по существу, реализует оптимальный алгоритм приема двух противоположных сигналов синусоидальной формы. Время интегрирования в интеграторах равно $2T_b$. Характеристики помехоустойчивости при когерентной демодуляции МЧС сигналов и КФМн сигналов оказываются одинаковыми.



Рисунок 3.44 – Структурная схема когерентного демодулятора МЧС сигналов

Поскольку МЧС сигнал относится к классу ЧМн сигналов, то для его демодуляции могут быть использованы некогерентные алгоритмы. Наиболее простой из них реализуется в виде последовательно включенных амплитудного ограничителя, частотного дискриминатора и интегратора со сбросом. Другие основаны на оценке набега фазы (или некоторой функции от набега фазы) за определенный интервал времени и сравнении с порогом. Длительность интервала анализа набега фазы, как правило, не превышает $2T_b$.

На рисунке 3.45 приведена структурная схема некогерентного демодулятора МЧС сигнала с согласованными фильтрами (СФ), реализующего автокорреляционный алгоритм с задержкой на $2T_b$. В этой схеме сигнал с выхода сумматора пропорционален $\cos[\Delta\theta(2T_b)]$ и используется для восстановления символов передаваемого сообщения с помощью знакового компаратора.

Энергетические потери при демодуляции МЧС сигнала с помощью частотного дискриминатора составляют 3,6 дБ по отношению к когерентной демодуляции и 6,6 дБ по отношению к оптимальной когерентной демодуляции.

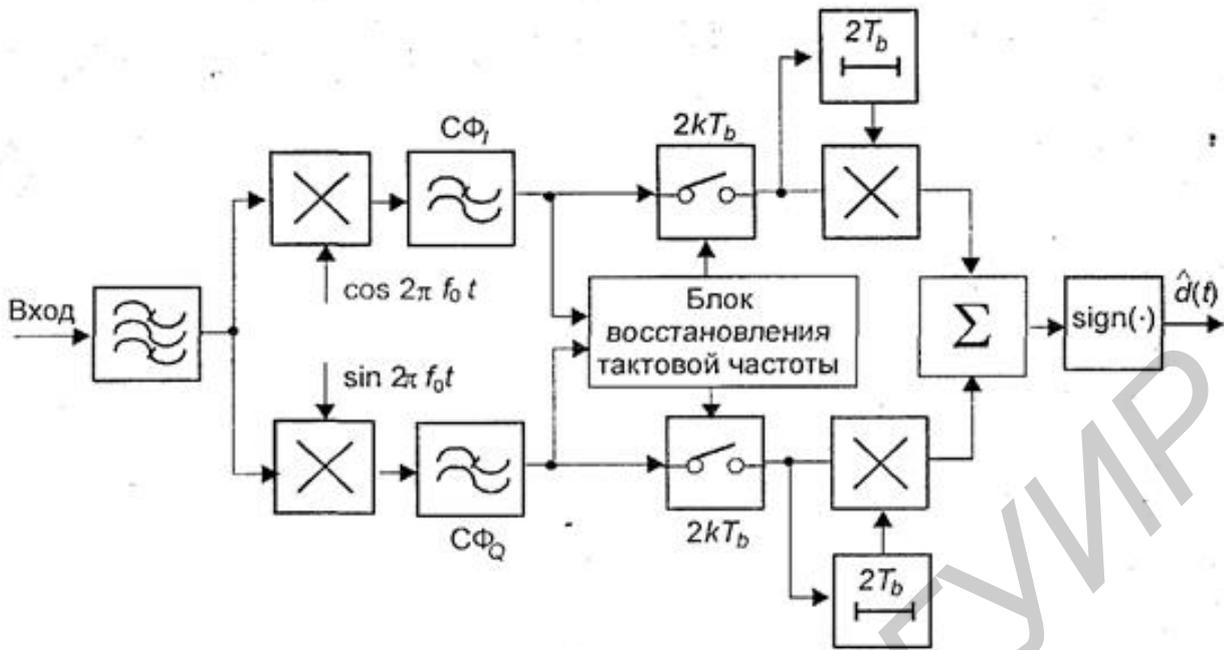


Рисунок 3.45 – Структурная схема некогерентного демодулятора МЧС сигналов

Энергетические потери при некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием оцениваются значением, характерным для аналогичного алгоритма демодуляции ОКФМн сигналов.

Спектральная плотность МЧС сигнала определяется следующим выражением:

$$F_s(f) = [8T_s/\pi^2] \cdot [(1 + \cos 4\pi f T_s) / (1 - 16f T_s)^2]^2. \quad (3.20)$$

Эта функция изображена на рисунке 3.46. Там же для сравнения приведены нормированные спектральные плотности КФМн и СКФМн сигналов. Нормировка произведена относительно максимума спектральной плотности КФМн сигнала. Из приведенных данных можно сделать следующие выводы. Ширина главного лепестка, определяемая по первым нулям спектральной плотности, для КФМн и СКФМн сигналов оказывается меньше, чем для МЧС сигнала. Соответственно она составляет $fT_2 = 0.5$ и $fT_1 = 0.75$. Однако скорость уменьшения уровня боковых лепестков спектральной плотности у МЧС сигнала существенно выше. Поэтому уровень искажений, возникающих из-за ограничения полосы частот, у МЧС сигнала гораздо ниже, чем у КФМн и СКФМн сигналов. Тем не менее окончательно судить о преимуществах одного вида модуляции перед другим можно лишь с учетом реальных характеристик канала связи и воздействия помех по соседним каналам приема.

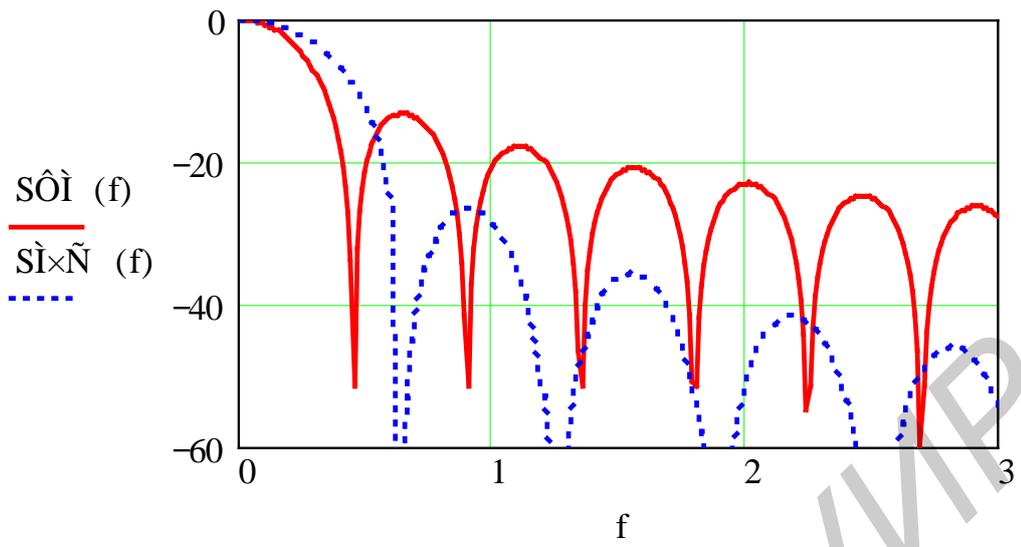


Рисунок 3.46 – Нормированные спектральные плотности КФМн, СКФМн и МЧС сигналов в децибелах

4 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РАБОТЫ, ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МОДУЛЯТОРОВ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

4.1 Требования к подготовке студентов перед выполнением работы

Перед выполнением лабораторной работы студент должен знать:

- временные диаграммы модуляторов различных форматов КАМ для случайного цифрового потока;
- определение помехозащищенности системы связи при различных форматах КАМ;
- спектры входного, выходного и квадратурных сигналов модулятора различных форматов КАМ;
- влияние погрешности разности фаз квадратурных составляющих на работу модулятора КАМ;
- влияние линейных искажений в канале связи на работу модулятора КАМ.

4.2 Порядок выполнения лабораторной работы

- 1 Получить у преподавателя задание на выполнение лабораторной работы.
- 2 Включить компьютер и загрузить программу КАМ.
- 3 Ввести заданный преподавателем формат КАМ.
- 4 Для заданного преподавателем временного интервала зарисовать и объяснить значения квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$ (рисунок 8 программы МСАД).
- 5 Рассчитать значение амплитуды и фазы сигнала заданного значения формата КАМ в заданном интервале времени ($|U| = (I^2 + Q^2)^{0.5}$, $V = \text{ATAN}(Q/I)$). Для интервала времени 2–18 $I = -9$; $Q = 13$; $|U| = 13.928$; $V = -55$ градусов.
- 6 Проверить результаты расчета по рисунку 11 МСАД для заданного формата КАМ.
- 7 Исследовать влияние погрешности разности фаз квадратурных составляющих. Ввести значение погрешности разности фаз (выражение 2) 15 градусов. Рассчитать значение вектора $I(t)$ с МСАД (рисунок 18 программы МСАД), сравнить значения $I(t)$ для различных значений погрешности разности фаз.
- 8 Проверить возникновение ошибок для заданного формата КАМ при наличии погрешности разности фаз (рисунок 19 программы МСАД).
- 9 Объяснить полученные результаты исследований.

4.3 Содержание отчета

В отчете по работе необходимо:

- 1 Привести фрагмент случайного входного цифрового потока в заданном преподавателем интервале времени.
- 2 Построить временные диаграммы квадратурных составляющих для приведенного фрагмента случайного входного цифрового потока для заданного формата КАМ.
- 3 Привести расчет значений амплитуды и фазы выходного сигнала в заданном интервале времени.
- 4 На временной диаграмме выходного сигнала КАМ указать допустимый уровень помехи в канале связи.
- 5 Привести временные диаграммы для трех различных форматов модуляции одного и того же случайного входного цифрового потока.
- 6 Привести спектры сигналов для трех различных форматов модуляции одного и того же случайного входного цифрового потока. Объяснить связь между временами и спектральными характеристиками исследуемых сигналов.
- 7 Привести временные диаграммы выходного сигнала КАМ при отсутствии и наличии погрешности разности фаз квадратурных составляющих в передающем устройстве.
- 8 Выводы по результатам работы.

4.4 Контрольные вопросы

- 1 Почему при одинаковых значениях формата модуляции помехозащищенность сигналов с ФМ лучше, чем ФМ?
- 2 Почему при одинаковых значениях формата модуляции помехозащищенность сигналов с ФМ хуже, чем КАМ?
- 3 Назначение кода Грэя.
- 4 Сравните спектральную эффективность сигналов КАМ-64 и ФМ-64; ФМ-64 и АМ-64.
- 5 Сколько символов входного цифрового потока используется при формировании одного символа КАМ-4; КАМ-16; КАМ-64; КАМ-256; ФМ-256?
- 6 Назовите свойства ортогональных сигналов.

5 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РАБОТЫ, ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕМОДУЛЯТОРОВ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

5.1 Требования к подготовке студентов перед выполнением работы

Перед выполнением лабораторной работы студент должен знать:

- временные диаграммы спектра сигналов модуляторов различных форматов КАМ;
- структурную схему демодулятора и алгоритм ее работы;
- уметь записать аналитические выражения, объясняющие возможность разделения квадратурных сигналов на выходе демодулятора;
- схему выделения несущей частоты;
- алгоритм принятия решения о принимаемых символах случайного цифрового потока;
- влияние погрешности разности фаз квадратурных составляющих выделителя несущей частоты на работу демодулятора КАМ.

5.2 Порядок выполнения лабораторной работы

- 1 Получить у преподавателя задание на выполнение лабораторной работы.
- 2 Включить компьютер и загрузить программу КАМ.
- 3 Ввести заданный преподавателем формат КАМ.
- 4 Объяснить, каким образом в демодуляторе осуществляется формирование синфазного и квадратурного потоков, как влияет погрешность разности фаз квадратурных составляющих на временные зависимости синфазного и квадратурного потоков.

5 Определить последовательность импульсов, передаваемых одним символом заданного формата КАМ в момент времени $t/n = 4$, используя временные диаграммы рисунка 17 программы МСАД. Записать и ввести в программу последовательность временных символов входного цифрового потока, содержащуюся в одном принимаемом символе заданного формата КАМ. Значения определяются с учетом кода Грэя. Таблица кода Грэя приведена в программе лабораторной работы.

При правильном определении последовательности принимаемых символов программное обеспечение продолжит дальнейшую работу. Если построение выполнено неверно, дальнейшая работа программы прекращается и программа ожидает правильного решения.

- 6 В отчете по лабораторной работе привести структурную схему демодулятора КАМ, временные и спектральные характеристики сигналов демодулятора.

7 Исследовать зависимость вероятности ошибки от погрешности разности фаз квадратурных составляющих. По временным характеристикам демодулятора (рисунок 17 программы MCAD) объяснить причину возникновения ошибки в принимаемом сигнале.

5.3 Содержание отчета

В отчете по работе необходимо:

- 1 Привести структурную схему демодулятора.
- 2 Привести фрагмент входного сигнала модулятора.
- 3 Показать квадратурные составляющие сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ на выходе демодулятора и стробирующие импульсы для принятия решения о последовательности принимаемых импульсов четного и нечетного цифровых потоков при наличии и отсутствии шумов в канале связи.
- 4 Временные диаграммы квадратурных составляющих при наличии погрешности фаз квадратурных составляющих.
- 5 Привести восстановленные случайные цифровые потоки при отсутствии и наличии шумов в канале связи.
- 6 Определить символы четного и нечетного случайных цифровых потоков, в которых произошли ошибки. По приведенным временным диаграммам объяснить причину ошибок в канале связи.
- 7 Привести значения вероятности ошибок для трех значений мощности шумов в канале связи.

5.4 Контрольные вопросы

- 1 Каким образом происходит выделение синфазного и квадратурного сигналов из принимаемого сигнала?
- 2 На временных диаграммах $U_I(t)$ и $U_Q(t)$ укажите допустимый уровень помехи в канале связи.
- 3 Объясните причину изменения формы временной зависимости принятых сигналов $U_I(t)$ и $U_Q(t)$ на выходе ФНЧ.
- 4 Объяснить причину влияния погрешности разности фаз на возникновение ошибок в канале связи.
- 5 По значениям синфазного и квадратурного сигналов определите модуль амплитуды и фазу принятого сигнала при наличии и отсутствии шумов в канале связи.
- 6 Определите формат модуляции и последовательность импульсов, соответствующую выбранному временному интервалу амплитудно-импульсного формата (рисунки 5.1, 5.2).

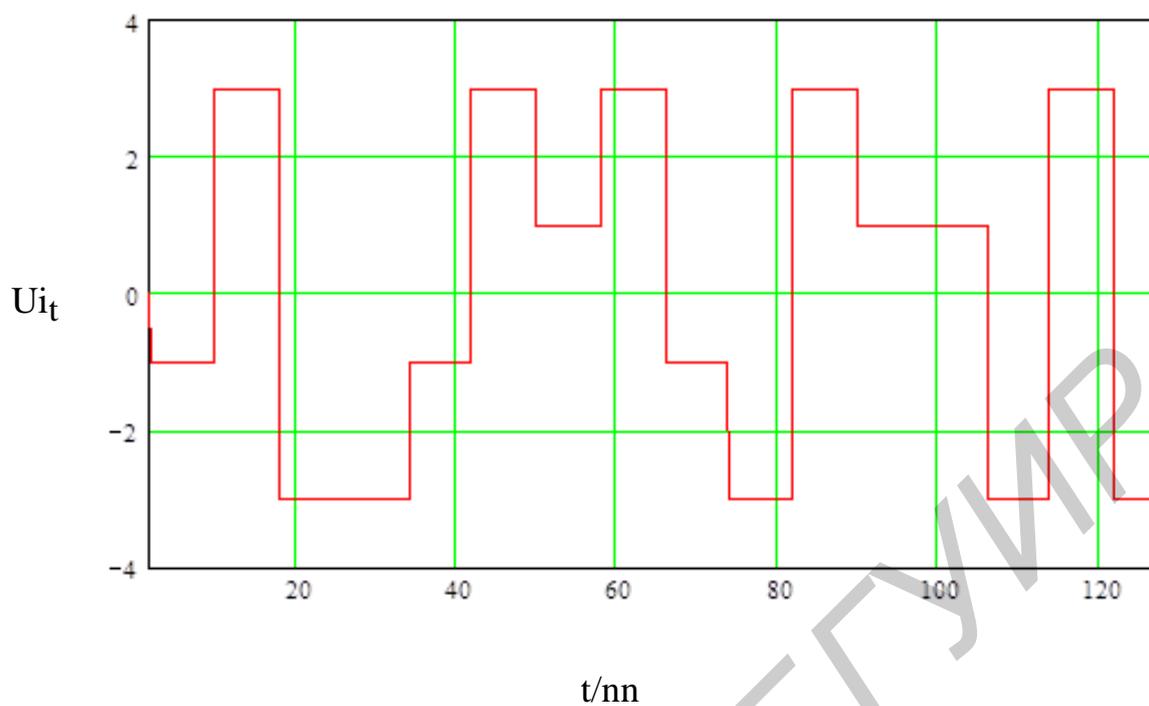


Рисунок 5.1 – Амплитудно-импульсный формат синфазного канала

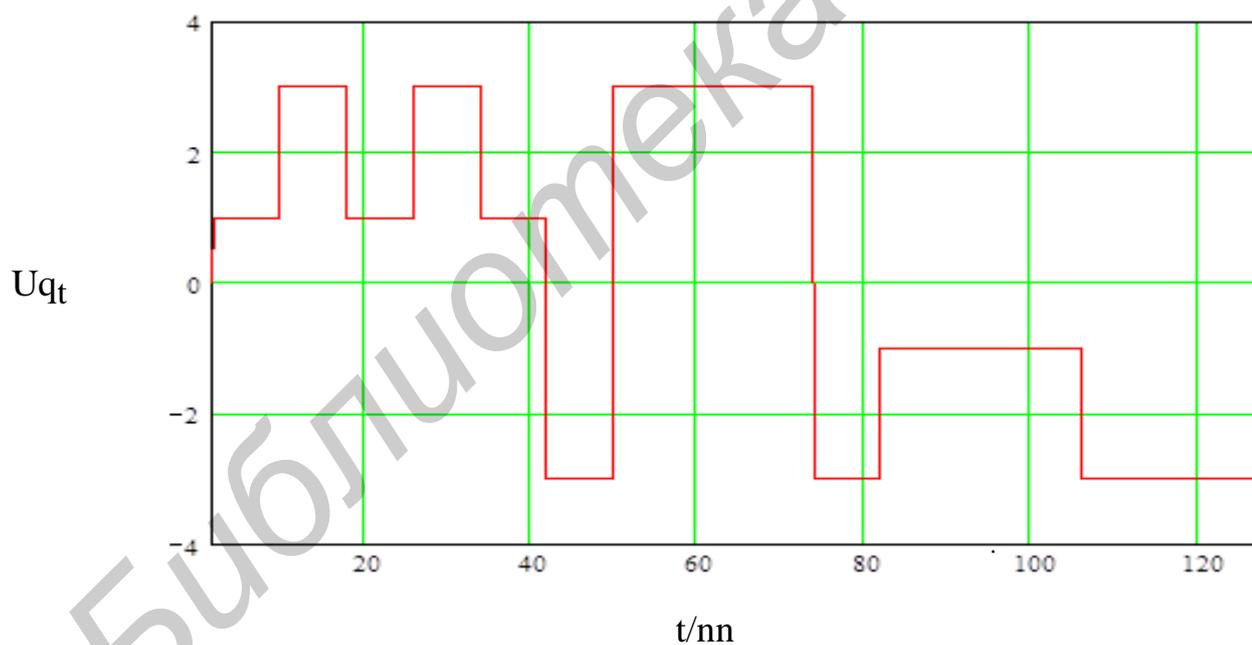


Рисунок 5.2 – Амплитудно-импульсный формат квадратурного канала

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – М. : Издат. дом «Вильямс», 2003.
- 2 Маковеева, М. М. Системы связи с подвижными объектами : учеб. пособие для вузов / М. М. Маковеева, Ю. С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002.
- 3 Муравьев, В. В. СВЧ-технологии в системах телекоммуникаций : учеб.-метод. пособие. В 3 ч. Ч. 1: Направляющие системы передачи и пассивные компоненты диапазона СВЧ / В. В. Муравьев, С. А. Корневский, В. Н. Мищенко. – Минск : БГУИР, 2006.
- 4 Гаранин, М. В. Системы и сети передачи информации : учеб. пособие для вузов / М. В. Гаранин, В. И. Журавлев, С. В. Кунегин. – М. : Радио и связь, 2001.
- 5 Столингс, В. Беспроводные линии связи и сети / В. Столингс ; пер. с англ. – М. : Издат. дом «Вильямс», 2003.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Корневский Святослав Александрович

***МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ***

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. И. Герман*

Компьютерная проверка, оригинал-макет *А. А. Лущикова*

Подписано в печать 22.07.2015. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,42. Уч.-изд. л. 4,2. Тираж 200 экз. Заказ 196.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,

№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

ЛП №02330/264 от 14.04.2014.

220013, Минск, П. Бровки, 6