

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

Факультет инфокоммуникаций

Кафедра инфокоммуникационных технологий

В. В. Муравьев, С. А. Корневский, Т. М. Печень

ПОЛОСОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия
для специальности 1-45 01 01 «Инфокоммуникационные технологии
(по направлениям)»*

Минск БГУИР 2019

УДК 621.376:654(075)
ББК (32.841+32.88)я73
М91

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра информационно-измерительной техники и технологий
Белорусского национального технического университета
(протокол №3 от 09.10.2018);

преподаватель кафедры радио и информационных технологий учреждения
образования «Белорусская государственная академия связи»
кандидат технических наук, доцент В. С. Бердяев

Муравьев, В. В.

М91 Полосовая модуляция в системах телекоммуникаций : учеб.-метод.
пособие / В. В. Муравьев, С. А. Корневский, Т. М. Печень. – Минск :
БГУИР, 2019. – 79 с. : ил.

ISBN 978-985-543-475-8.

Рассмотрены различные виды полосовой модуляции в системах телекоммуникаций, схемы построения модуляторов и демодуляторов, временные и спектральные характеристики сигналов.

Рекомендуется для учебных дисциплин «Функциональные устройства систем телекоммуникаций», «Формирование и обработка телекоммуникационных сигналов», «Спутниковые и радиорелейные системы передачи».

**УДК 621.376:654(075)
ББК (32.841+32.88)я73**

ISBN 978-985-543-475-8

© Муравьев В. В., Корневский С. А.,
Печень Т. М., 2019

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2019

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|----|
| 1 МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ | 4 |
| 1.1 Исторический обзор развития цифровой электросвязи | 4 |
| 1.2 Основные параметры модуляции | 6 |
| 2 ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ | 11 |
| 2.1 M-ичные системы модуляции..... | 11 |
| 2.2 Схемы формирования фазовой модуляции | 13 |
| 2.3 Формирование ФМ-4 | 22 |
| 2.4 Диаграмма фазовых переходов для ФМ-4 | 30 |
| 2.5 Квадратурная фазовая модуляция со сдвигом | 35 |
| 2.6 Относительная квадратурная фазовая модуляция с фазовым сдвигом $\frac{\pi}{4}$ | 40 |
| 3 КВАДРАТУРНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ | 43 |
| 3.1 Модулятор квадратурной амплитудной модуляции | 43 |
| 3.2 Демодулятор квадратурной амплитудной модуляции..... | 47 |
| 4 ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ | 50 |
| 4.1 Частотная модуляция с постоянной огибающей | 50 |
| 4.2 Фазовая решетка и фазовая траектория ЧМ-сигнала с непрерывной фазой..... | 53 |
| 4.3 Структурная схема частотного модулятора с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом (МЧС)..... | 54 |
| 5 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ | 57 |
| 5.1 Общая схема цифровой системы связи с расширением спектра | 57 |
| 5.2 Расширение спектра скачкообразной частотой | 58 |
| 5.3 Многочастотная модуляция | 63 |
| 5.4 Расширение спектра методом прямой последовательности | 65 |
| 5.5 Основные принципы CDMA | 70 |
| 5.6 Коды Уолша..... | 73 |
| ЛИТЕРАТУРА | 78 |

1 МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

1.1 Исторический обзор развития цифровой электросвязи

Самая ранняя форма электрической связи, а именно телеграфная связь, была системой цифровой связи. Электрический телеграф был разработан С. Морзе и продемонстрирован в 1837 г. С. Морзе изобрел двоичный код переменной длины, в котором буквы английского алфавита представлены последовательностью точек и тире (кодовые слова). В этом коде часто встречающиеся буквы представлены короткими кодовыми словами, в то время как буквы, встречающиеся не так часто, более короткими кодовыми словами. Таким образом, код Морзе был предшественником методов кодирования источников кодом переменной длины.

Почти сорока годами позже, в 1875 г., Э. Бодо изобрел код для телеграфной связи, в котором каждая буква кодировалась двоичным кодом фиксированной длины 5. В коде Бодо элементы двоичного кода имеют равную длину и именуются посылкой и паузой.

Хотя С. Морзе принадлежит первая электрическая система цифровой связи (телеграфная связь), начало того, что мы теперь считаем современной теорией цифровой связи, следует из работ Г. Найквиста (1924), исследовавшего проблему определения максимальной скорости передачи, которую можно обеспечить по телеграфному каналу данной ширины полосы частот без межсимвольной интерференции (МСИ). Он сформулировал модель телеграфной системы, в которой передаваемый сигнал имеет общую форму

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT),$$

где $g(t)$ – базовая форма импульса (несущей);

a_n – последовательность данных в двоичном коде (± 1), передаваемых со скоростью $1/T$ бит/с.

Г. Найквист пытался определить оптимальную форму импульса $g(t)$ с ограниченной полосой частот W (Гц) и максимизировать скорость передачи данных в предположении, что импульс не вызывает МСИ в точках отсчета kT , $k = 0, +1, \pm 2, \dots$. Эти исследования привели его к заключению, что максимальная скорость передачи равна $2W$ отсч/с. Эту скорость теперь называют скоростью Найквиста. Более того, эту скорость передачи можно достичь при использовании импульса $g(t) = \frac{\sin 2nWt}{2nWt}$. Эта форма импульса допускает восстановление данных без межсимвольных помех в выборочные моменты времени. Результат Г. Найквиста эквивалентен версии теоремы отсчетов для сигналов с ограниченной полосой, который был позже точно сформулирован К. Шенноном (1948). Теорема отсчетов гласит, что сигнал с шириной полосы частот W может быть восстановлен по его отсчетам, взятым со скоростью Найквиста $2W$, путем использования интерполяционной формулы

$$s(t) = \sum_n s\left(\frac{n}{2W}\right) \frac{\sin\left(2\pi W\left(t - \frac{n}{2W}\right)\right)}{2\pi W\left(t - \frac{n}{2W}\right)}.$$

В продолжение работы Г. Найквиста Р. Хартли (1928) рассмотрел вопрос о количестве данных, которые могут быть переданы надежно по каналу с ограниченной полосой частот, когда для последовательной передачи данных используются импульсы со многими амплитудными уровнями. С учетом шума и другой интерференции Р. Хартли показал, что приемник может надежно оценивать амплитуду принятого сигнала с некоторой точностью. Это исследование привело Р. Хартли к заключению, что имеется максимальная скорость передачи данных по каналу с ограниченной полосой частот, зависящая от максимальной амплитуды сигнала A_{\max} (фиксированной максимальной мощности) и точности оценки амплитуды принятого сигнала. Теорема отсчетов В. А. Котельникова на самом деле дуальна теореме Г. Найквиста. В первой речь идет о передаче непрерывного сигнала с помощью его отсчетов по каналу с дискретным временем, а во второй – о передаче дискретного сигнала по непрерывному каналу. Теорема отсчетов была впервые сформулирована и доказана В. А. Котельниковым (1933).

Значительным вкладом в развитие теории связи была работа Н. Винера (1942), который рассмотрел проблему выделения полезного сигнала $s(t)$ на фоне аддитивного шума $n(t)$, исходя из наблюдения принимаемого сигнала $r(t) = s(t) + n(t)$. Эта проблема возникает при демодуляции сигналов. Н. Винер определил линейный фильтр, выход которого является лучшей аппроксимацией полезного сигнала $s(t)$. Полученный фильтр назван оптимальным линейным фильтром.

Результаты Р. Хартли и Г. Найквиста по максимальной скорости передачи цифровой информации были предшественниками работ К. Шеннона (1948), который установил математические основы передачи информации по каналам связи и нашел фундаментальные ограничения для систем цифровой связи. В своей пионерской работе К. Шеннон сформулировал основную проблему надежной передачи информации в терминах статистической теории связи, используя вероятностные модели для информационных источников и каналов связи. Применяя вероятностный подход, он нашел универсальную логарифмическую меру для количества информации источника. Он также показал, что существует некоторый предельный показатель, характеризующий скорость передачи информации по каналу связи, зависящий от величины мощности передатчика, ширины полосы и интенсивности аддитивного шума, названный им пропускной способностью. Например, в случае аддитивного белого (с равномерным спектром) гауссовского шума идеальный частотно-ограниченный канал с шириной полосы W имеет пропускную способность C бит/с которая определяется формулой

$$C' = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{WN_0}\right),$$

где P – средняя мощность сигнала;

WN_0 – спектральная плотность мощности аддитивного шума.

Значение параметра пропускной способности канала C состоит в том, что если информационная скорость (производительность) источника R меньше, чем C ($R < C$), то теоретически возможно обеспечить надежную (свободную от ошибок) передачу через канал соответствующим кодированием. С другой стороны, если $R > C$, то надежная передача невозможна, независимо от способов обработки сигнала на передаче и приеме. Таким образом, К. Шеннон установил основные ограничения передачи информации и породил новое направление, которое теперь называется теорией информации.

За ранними работами К. Шеннона, В. А. Котельникова и Р. Хемминга появилось много новых достижений в области цифровой связи. Некоторые из наиболее заметных достижений следующие: разработка новых блоковых кодов Д. Маллером (1954), И. Ридом (1954), И. Ридом и Г. Соломоном (1960), Р. Боузом и Д. Рой-Чоудхури (1960) и В. Гоппом (1970–1971). В докторской диссертации «Теория потенциальной помехоустойчивости» В. А. Котельникова (защищенной в 1947 г. на заседании Ученого совета Московского энергетического института), впервые сформулирована задача оптимального статистического синтеза приемных устройств, проведен анализ различных системы связи, установлены потенциальные ограничения на возможные виды модуляции.

Большую роль в распространении идеи и методов статистической теории связи сыграли несколько книг А. А. Харкевича, появившиеся в 1955–1963 гг. Ими зачитывались студенты, преподаватели и специалисты самых различных направлений. Первые работы по исследованию помехоустойчивости систем связи, в том числе при замираниях сигналов, выполнены в 1946 г. А. Н. Щукиным и В. И. Сифоровым.

1.2 Основные параметры модуляции

1. Рассмотрим некоторые виды модуляции, получившие широкое распространение в системах передачи дискретных сообщений, и покажем, насколько эффективно каждый из рассматриваемых видов модуляции использует имеющиеся ресурсы системы связи: мощность, полосу частот, время – для обеспечения требуемой достоверности передачи, выражаемой в терминах частоты или вероятности ошибки.

$$R_S = \frac{R_b}{\log_2 M},$$
$$\frac{P}{N_0} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right) R_b.$$

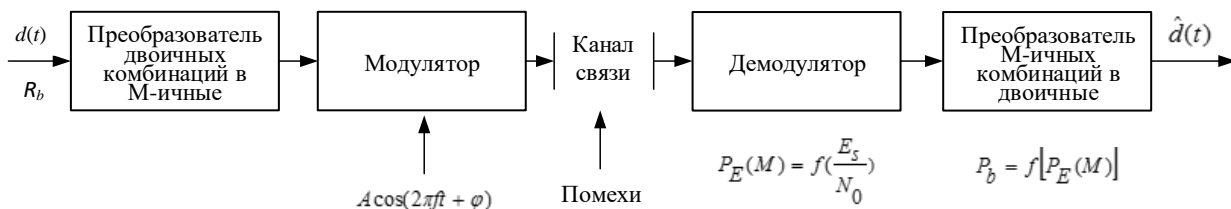


Рисунок 1.1 – Обобщенная структурная схема системы связи с M -позиционной модуляцией

Обобщенная структурная схема системы связи приведена на рисунке 1.1. В системе используется многопозиционная модуляция, предполагающая переход от двоичного алфавита символов дискретного сообщения к M -ичному:

$$M = 2^m, m = \log_2 M$$

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. В некоторых случаях при многопозиционной модуляции производится предварительное преобразование (отображение) символов M -ичного алфавита в одну из кодовых последовательностей со специальными свойствами, позволяющими после модуляции сформировать алфавит ортогональных, биортогональных, трансортогональных сигналов объемом M или сигнальных последовательностей конечной (или полубесконечной) длины с гарантированными дистанционными свойствами в сигнальном пространстве. Такое преобразование более корректно было бы назвать «кодированной модуляцией». Так как один из символов или сигналов M передается в течение времени T_s , равного его длительности, то скорость передачи выражается следующим образом (в битах на секунду): $R_b = m/T_s = \log_2(M/T_s)$.

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

$$R_s = R_b / \log_2 M.$$

Спектральную эффективность различных видов модуляции принято оценивать удельной скоростью передачи:

$$R_b/W = \log_2 M / WT_s = 1/WT_b,$$

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

Таким образом, чем меньше значение WT_b , тем выше спектральная эффективность рассматриваемого вида модуляции и системы передачи

дискретных сообщений в целом. Виды модуляции с $WT_b < 1$ принято относить к классу спектрально-эффективных.

Энергетическую эффективность различных видов модуляции оценивают удельными энергетическими затратами:

$$h^2 = E_b/N_0,$$

т. е. отношением энергии, затрачиваемой на передачу одного бита сообщения, к спектральной плотности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), при заданном значении вероятности ошибки. Чем меньше эта величина, тем меньший энергетический потенциал $\frac{P}{N_0}$ радиолинии требуется для передачи сообщений с заданными 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 -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:

$$\frac{P}{N_0 W} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R_b}{W}.$$

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 величины нет. Рассмотрим некоторые наиболее употребительные определения полосы W на примере узкополосного сигнала с линейной модуляцией:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k U_{T_S}(t - kT_S) \cos 2\pi f_0 t.$$

где $\{d_k\}$ – стационарная последовательность случайных величин с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией;

$U_{T_S}(t)$ – прямоугольный импульс с единичной амплитудой и длительностью T_S .

Спектральная плотность такого сигнала, вычисленная как преобразование Фурье корреляционной функции, определяется выражением

$$F_S(f) = \frac{1}{4} [\tilde{F}_S(-f - f_0) + \tilde{F}_S(f - f_0)],$$

где $\tilde{F}_S(f) = T_S \left[\frac{\sin \pi f T_S}{\pi f T_S} \right]^2$.

График функции $\tilde{F}_S(f)$ изображен на рисунке 1.2. Он состоит из главного и нескольких боковых лепестков. Подобная структура спектра характерна для большинства сигналов с дискретной модуляцией. Отметим, что ширина полосы частот, занимаемой сигналом, определяется только для положительных частот спектра. На рисунке обозначены:

W_1 – ширина полосы по уровню половинной мощности. Она определяется как интервал частот, граничные значения которого соответствуют уровням 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 она 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 она является достаточно грубой оценкой степени расширения спектра;

W_4 – ширина полосы частот по доле мощности, 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 -35 до -50 дБ.

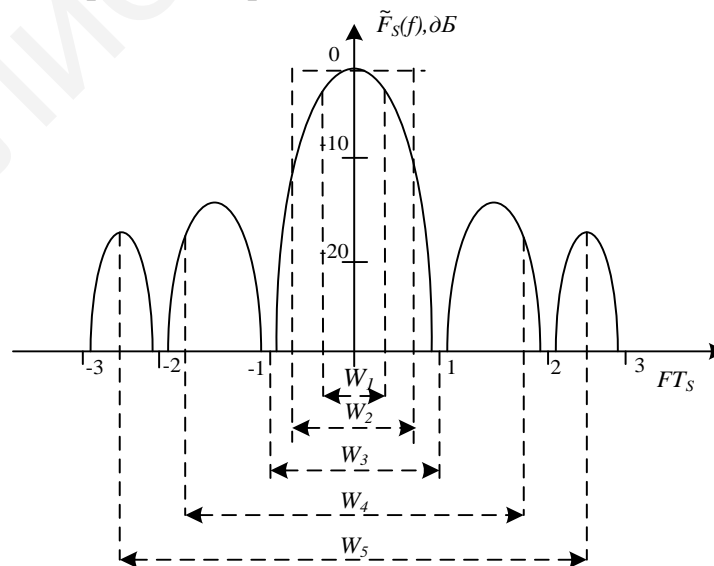


Рисунок 1.2 – Различные способы определения ширины полосы, занимаемой спектром модулированного сигнала

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:

- минимизацию вероятности ошибки на бит;
- минимизацию требуемого энергетического потенциала;
- максимизацию спектральной эффективности;
- минимизацию 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 ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

2.1 M-ичные системы модуляции

При фазовой модуляции (ФМ) в соответствии с символами передаваемого сообщения изменяется фаза гармонического колебания, поэтому передаваемый сигнал можно записать следующим образом:

$$S(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_S}(t - kT_S) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) = I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t,$$

где $I(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_S}(t - kT_S) \cos \varphi_k$;

$$Q(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_S}(t - kT_S) \sin \varphi_k;$$

φ_k принимает значения из множества $\left\{ \frac{2\pi}{M} (i - 1) + \varphi_0, i = \bar{1}, \bar{M} \right\}$;

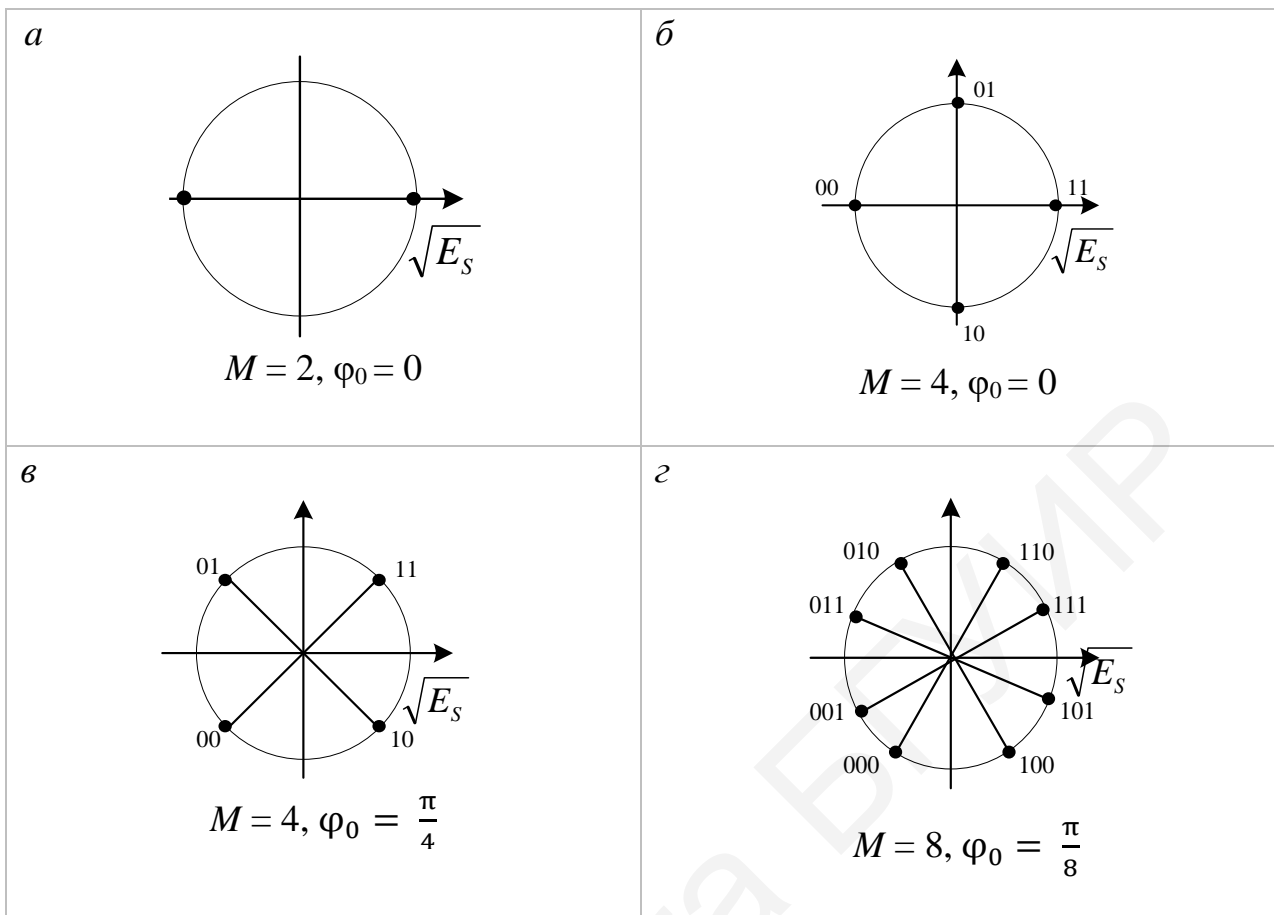
φ_0 – произвольная начальная фаза.

В результате передается последовательность сигналов конечной длительности T_S с постоянной огибающей энергией $E_S = \frac{A^2 T_S}{2}$.

Геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля ФМ-сигналов изображена на рисунке 2.1.

Здесь сигнальные точки лежат на окружности, радиус которой определяется энергией сигналов E_S . При постоянном значении энергии (радиуса окружности) с увеличением M ($M > 2$) спектральная эффективность возрастает. Но при этом уменьшается расстояние между соседними точками, что приводит к уменьшению помехозащищенности, так как допустимый уровень помехи в канале связи не должен превышать половины расстояния между соседними точками. Поэтому для поддержания вероятности ошибки на прежнем уровне приходится увеличивать энергию сигналов (увеличивать радиус окружности, что приводит к увеличению расстояния между соседними концами векторов, расположенных на окружности).

Теперь рассмотрим методы формирования ансамбля ФМ-сигналов, представленных на рисунке 2.1. Заметим, что двоичные символы, создаваемые источником дискретных сообщений, предварительно кодируются кодом Грея. В результате соседние сигнальные точки (фазы сигналов) отображают двоичные последовательности, отличающиеся одним двоичным символом. Это свойство очень важно при рассмотрении характеристик помехоустойчивости демодуляторов.



a – ФМ-2; *б* – ФМ-4; *в* – ФМ-4 со сдвигом $\frac{\pi}{4}$; *г* – ФМ-8 со сдвигом $\frac{\pi}{8}$

Рисунок 2.1 – Геометрическое представление ансамбля ФМ-сигналов

Самой простой является схема демодулятора двухпозиционных сигналов (ФМ-2), представленная на рисунке 2.1, *a*. Можно легко проверить, что скачки фазы на π происходят в моменты изменения полярности модулирующего сигнала $I(t)$. Перемножение двух сигналов – модулирующего и несущей – эквивалентно двухполосной амплитудной модуляции с подавленной несущей. Поэтому сигналы ФМ-2 эквивалентны сигналам АМ-2 с подавленной несущей. Из рисунка видно, что каждый вектор содержит один бит информации.

На рисунке 2.1, *б* показан ансамбль сигналов ФМ-4. Использование четырех значений фаз выходного сигнала позволяет обеспечить передачу с помощью одного вектора двух бит информации. Для рисунка 2.1, *б* каждому значению фазы соответствуют следующие комбинации символов входного цифрового потока.

В таблице 2.1 представлены значения фазы, соответствующие комбинациям символов входного цифрового потока для ФМ-4 со сдвигом $\frac{\pi}{4}$, как показано на рисунке 2.1, *в*.

Таблица 2.1 – Значения фазы, соответствующие комбинациям символов входного цифрового потока, при ФМ-4 со сдвигом $\frac{\pi}{4}$

| Значение фазы, град | Комбинация символов |
|---------------------|---------------------|
| +45 ($\pi/4$) | 11 |
| +135 ($3\pi/4$) | 01 |
| - 45 ($-\pi/4$) | 10 |
| -135 ($-3\pi/4$) | 00 |

При кодировании используется код Грея, при котором выполняется условие, что комбинация символов соседних векторов отличается не более чем одним символом. Это позволяет уменьшить количество ошибок в канале связи.

На рисунке 2.1, z показан ансамбль сигналов ФМ-8, который позволяет обеспечить одним передаваемым символом три символа входного цифрового потока.

В таблице 2.2 представлены значения фазы, соответствующие комбинациям символов входного цифрового потока.

Таблица 2.2 – Значения фазы, соответствующие комбинациям символов входного цифрового потока при ФМ-8

| Значение фазы, град | Комбинация символов |
|---------------------|---------------------|
| $\pi/8$ | 111 |
| $3\pi/8$ | 110 |
| $5\pi/8$ | 010 |
| $7\pi/8$ | 011 |
| $9\pi/8$ | 001 |
| $11\pi/8$ | 000 |
| $13\pi/8$ | 100 |
| $15\pi/8$ | 101 |

2.2 Схемы формирования фазовой модуляции

2.2.1 Формирование ФМ-2

Схема формирования ФМ-2 показана на рисунке 2.2. Информационный цифровой поток поступает на вход преобразователя уровней, затем в модуляторе осуществляется основная операция – перемножение сигналов. Высокочастотный фазомодулируемый сигнал поступает на вход полосового фильтра.

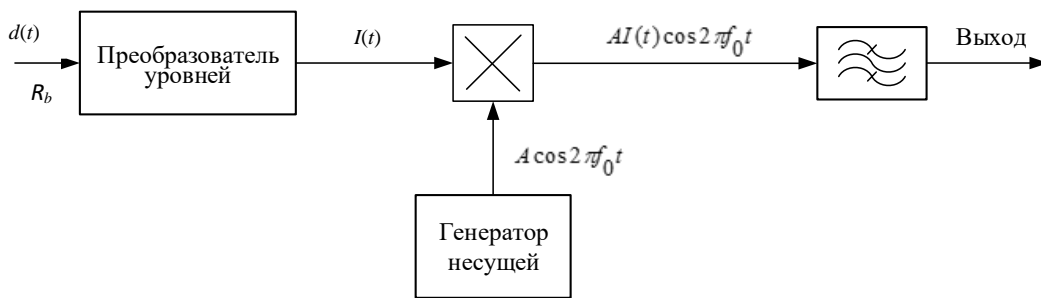
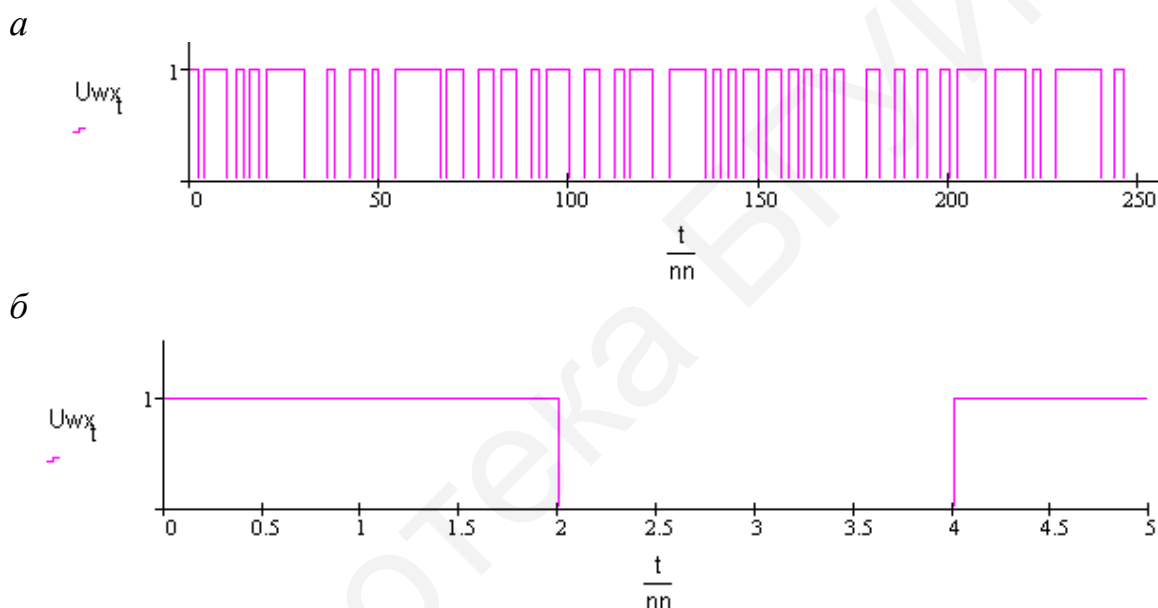


Рисунок 2.2 – Модулятор ФМ-2 сигналов

На рисунке 2.3 представлена временная зависимость случайного цифрового потока в коде без возвращения к нулю.



а – на всем интервале времени; б – в увеличенном масштабе времени

Рисунок 2.3 – Временная зависимость случайного цифрового потока в коде без возвращения к нулю

На выходе преобразователя уровней формируется двухполярный сигнал (рисунок 2.4).

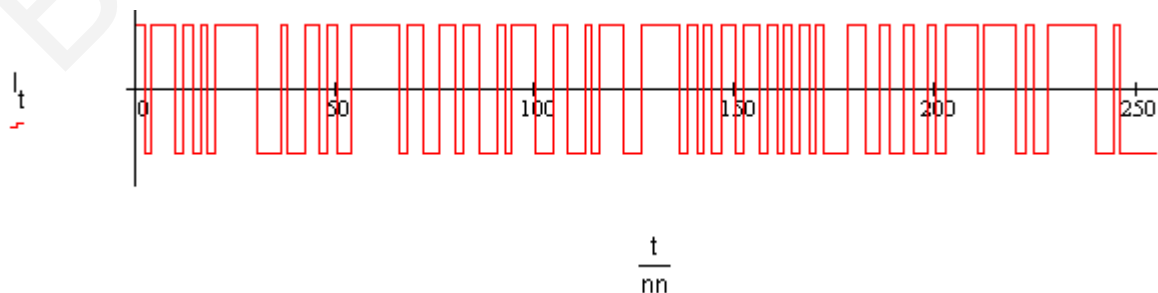
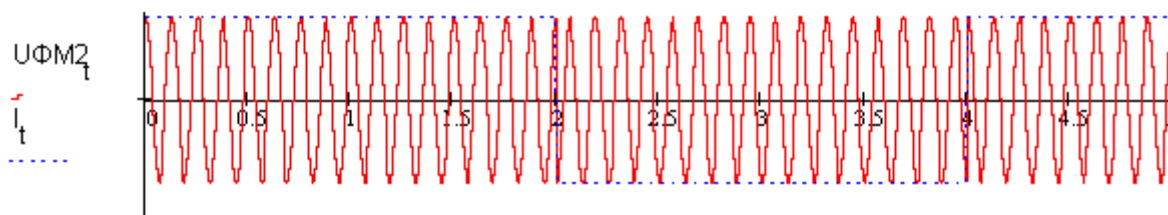


Рисунок 2.4 – Временная зависимость двухполярного случайного цифрового потока

На рисунке 2.5 представлен график ФМ-2 сигнала, который формируется в результате перемножения выходного сигнала преобразователя уровней и сигнала генератора несущего колебания.



сплошная линия – выходной сигнал преобразователя уровней;
пунктирная линия – выходной сигнал ФМ-2

Рисунок 2.5 – Выходной сигнал ФМ-2

Из рисунка 2.6 видно, что фаза выходного сигнала изменяется на 180° при изменении полярности выходного сигнала преобразователя уровней $I(t)$.

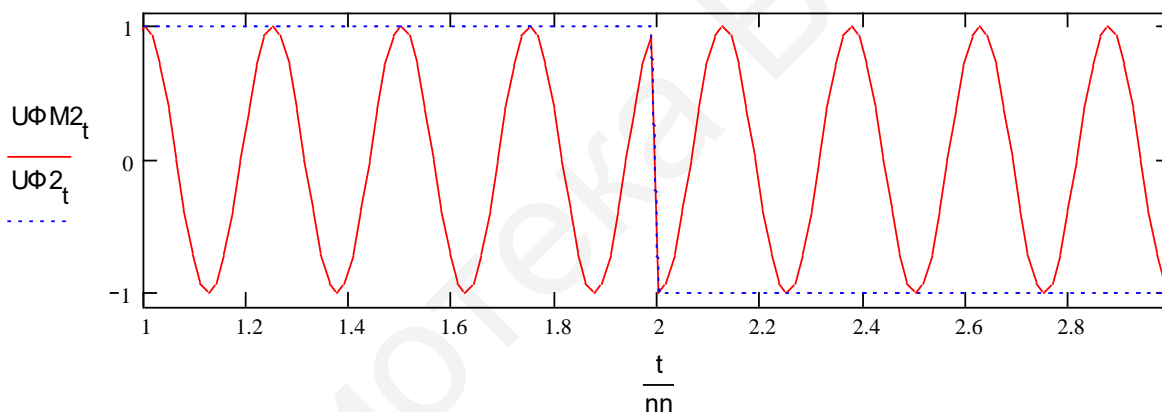


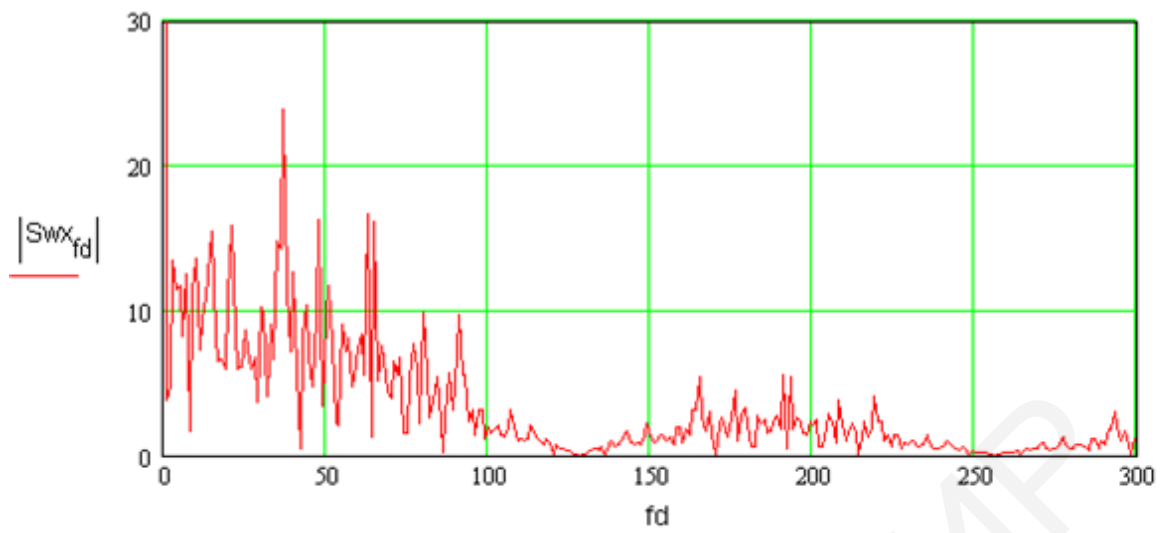
Рисунок 2.6 – Фрагмент выходного сигнала модулятора ФМ-2

На рисунке 2.7, а показан спектр выходного сигнала преобразователя уровней, на рисунке 2.7, б – спектр сигнала ФМ-2.

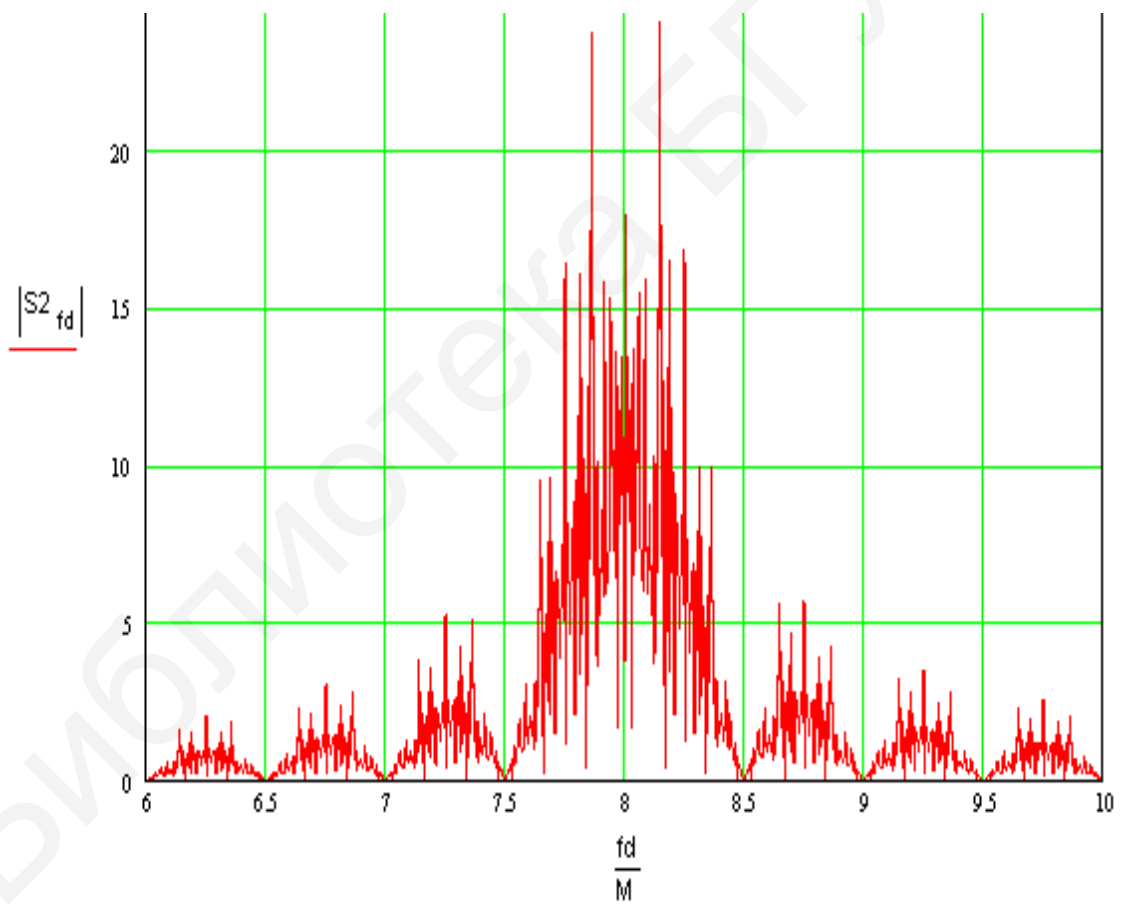
Сравнение спектров сигналов ФМ-2 и на выходе преобразователей уровней показывает:

- что ширина спектра сигнала на выходе преобразователя уровней равна 128 кГц;
- ширина спектра сигнала ФМ-2 равна 256 кГц – в два раза больше ширины спектра сигнала на выходе преобразователя уровней.

a



б



a – спектр выходного сигнала на выходах преобразователя уровней;
б – спектр сигнала ФМ-2

Рисунок 2.7 – Спектры сигналов при формировании ФМ-2

2.2.2 Демодулятор ФМ-2

На входе демодулятора всегда присутствуют шумы канала связи $r(t)$. Предположим, что фазы сигнала несущей частоты известны точно. Тогда схема демодулятора имеет вид, представленный на рисунке 2.8.

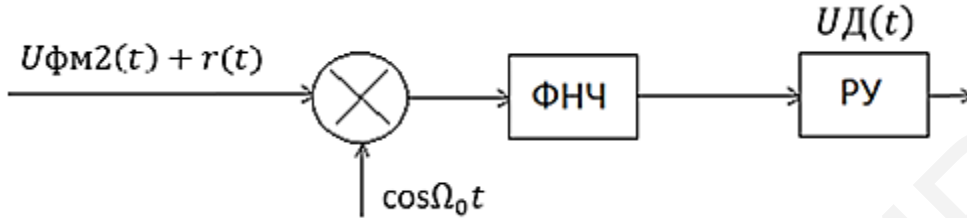


Рисунок 2.8 – Демодулятор ФМ-2

На рисунке 2.9 показана временная характеристика входного сигнала демодулятора при наличии шумов в канале связи, а выходные сигналы демодулятора при отсутствии шумов в канале связи – на рисунке 2.10, при наличии шумов в канале связи – на рисунке 2.11.

Математическую операцию интегрирования выполняет фильтр нижних частот (ФНЧ). Время интегрирования равно

$$T = \frac{1}{F_w},$$

где F_w – верхняя частота полосы пропускания ФНЧ.

На рисунках 2.10–2.11 показаны выходные сигналы на выходе ФНЧ. Из рисунка 2.11 видно, что ограничение полосы пропускания ФНЧ приводит к линейным искажениям принимаемого сигнала (сигнал на выходе ФНЧ устанавливается за конечное время $t_y \approx 0.35/F_w$). Это приводит к тому, что предыдущий символ затягивается на временной интервал следующего символа (межсимвольная интерференция).

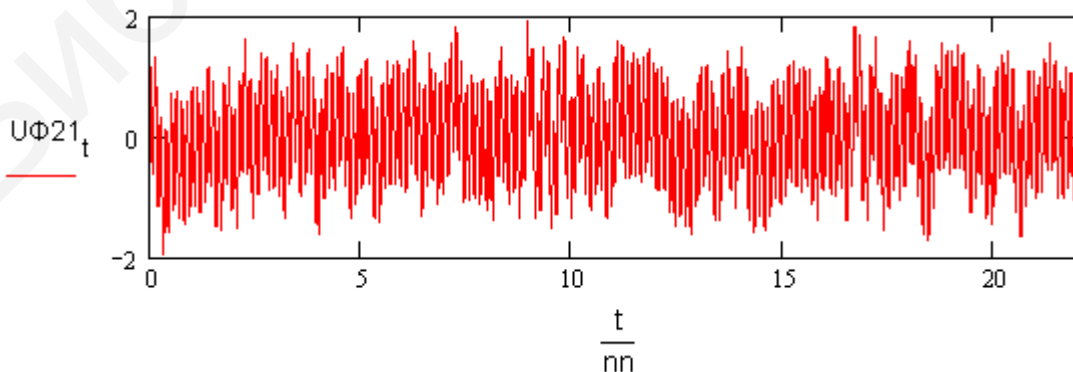


Рисунок 2.9 – Входной сигнал демодулятора

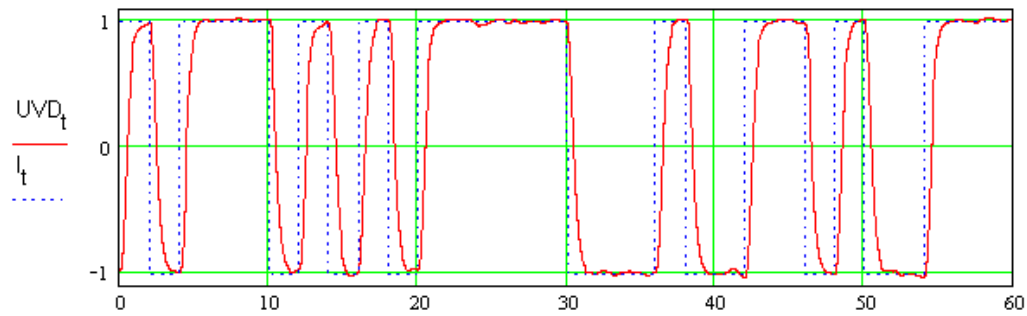


Рисунок 2.10 – Выходной сигнал ФНЧ

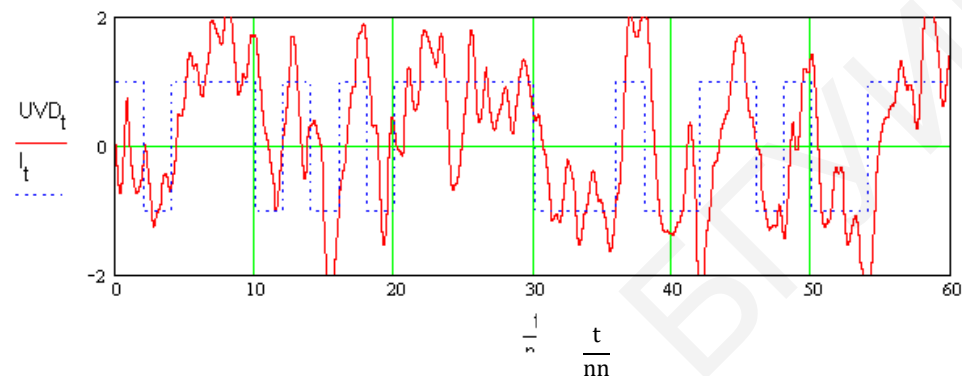


Рисунок 2.11 – Выходной сигнал демодулятора при наличии шумов в канале связи

Из рисунка 2.11 видно, что в момент времени $t_{mn} \approx 0.9$ (момент времени формирования первого стродирующего импульса) значение выходного сигнала детектора $U \vee Д < 0$, следовательно, решающее устройство примет решение, что принято значение -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. Вероятность возникновения ошибок определяется выражениями

$$P(z/S_1) = 1/(\sigma_0(2\pi)^{0.5}) \exp(-1/2 \cdot (z - a1/\sigma_0)^2),$$

$$P(z/S_2) = 1/(\sigma_0(2\pi)^{0.5}) \exp(-1/2 \cdot (z - a2/\sigma_0)^2),$$

где $P(z/S_1)$ и $P(z/S_2)$ – плотности условных вероятностей со средними значениями $a1$ и $a2$ соответственно;

σ_0 – дисперсия шума.

На рисунке 2.12 изображены плотности условных вероятностей. Абсцисса $z(t)$ показывает диапазон значений выборок на выходе приемника. Для двухполярного сигнала $a1 = 1$, $a2 = -1$, $\gamma = 0$.

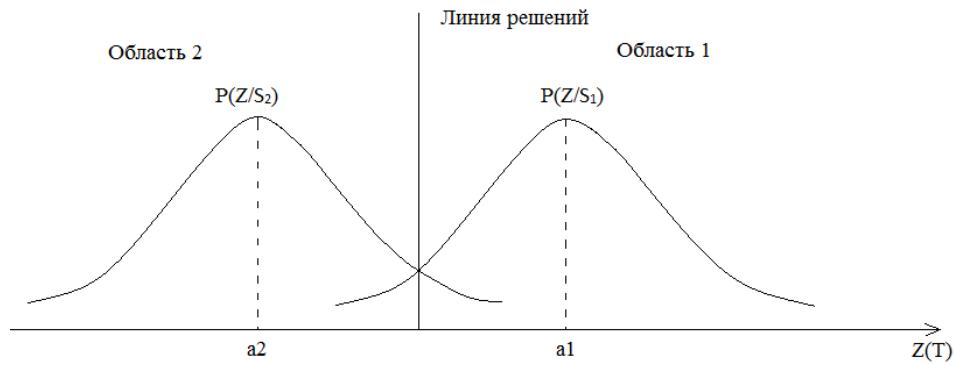


Рисунок 2.12 – Плотность условных вероятностей

Для принятия решения о значении принимаемого символа в момент времени, соответствующий середине принимаемого символа, формируются следующие импульсы, которые на рисунке 2.13 изображен крупным пунктиром. Решение о значении принимаемого символа определяется выражением

$$UD(t) \stackrel{1}{\underset{-1}{\gtrless}} \gamma.$$

Выражение означает, что если $UD(t)$ больше γ , то принимаем решение, что $UD(t) = 1$. Если меньше γ , то $UD(t) = -1$.

Так,

$$\gamma = 0.5(a1 + a2),$$

где $a1$ – максимальное значение принимаемого сигнала ($a1 = 1$);

$a2$ – минимальное значение принимаемого сигнала ($a2 = -1$).

Следовательно, $\gamma = 0$.

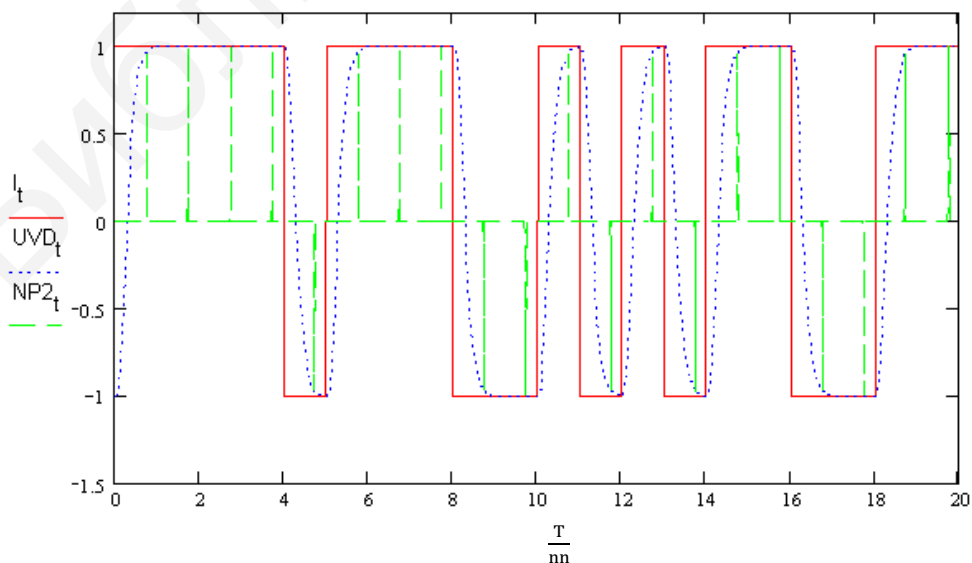


Рисунок 2.13 – Сигналы решающего устройства

Порог $\gamma = 0.5 (a_1 + a_2)$ – оптимальный порог для минимизации вероятности принятия неверного решения при равновероятных и симметричных функциях правдоподобия.

2.2.3 Влияние погрешности фазы несущей частоты на работу демодулятора

В схеме демодулятора, приведенной на рисунке 2.8, 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

$$dV N_t = 2\pi df t,$$

где df – погрешность частоты генератора демодулятора.

LC-генераторы имеют относительную погрешность частоты:

$$\frac{df}{f_0} = 1 \cdot 10^{-3}.$$

При такой относительной погрешности частоты значение погрешности разности фаз генераторов приемного и передающего оборудования определяется выражением $dV(t) = 57 \cdot df \cdot t$ (рисунок 2.14).

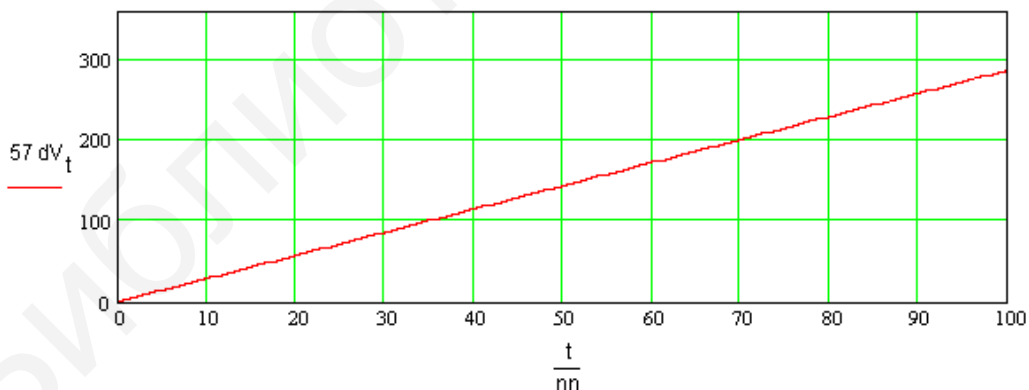


Рисунок 2.14 – Разность фаз между сигналами несущей частоты приемного и передающего устройств, обусловленная погрешностью формирования несущей частоты генератором приемного устройства

Рассмотрим влияние $dV(t)$ на работу демодулятора. В соответствии со структурной схемой модулятора на вход перемножителя вместо сигнала $\cos(2\pi dft)$ подается сигнал

$$U_{\text{ФМ}2_t} = U_{\text{ФМ}2_t} \cos(2\pi d f_c t + dV N_t).$$

На рисунке 2.15 показан сигнал на выходе ФНЧ при наличии незначительной погрешности частоты генератора демодулятора ($\frac{df}{f_0} = 10^{-3}$).

Видно, что это приводит к невозможности работы демодулятора:

- при $dV(t) = k \cdot \pi/2$ [$V(t) = 90 \cdot k^\circ$], где k – любое целое число, выходной сигнал демодулятора равен нулю;

- при $90 > dV(t) > 270^\circ$ ($30 < \frac{t}{nn} < 90$) происходит инверсия значений нулей и единиц принимаемого цифрового сигнала.

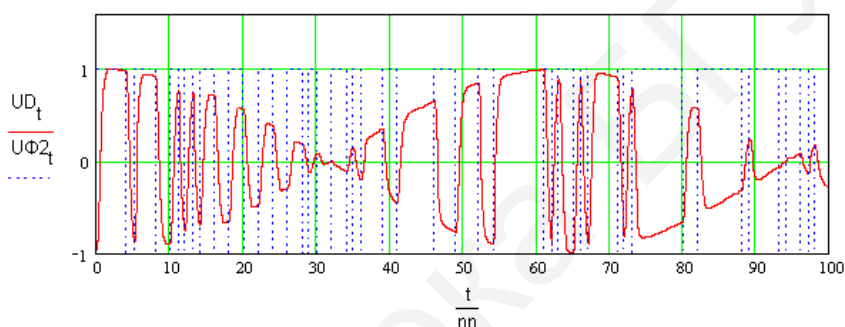


Рисунок 2.15 – Выходной сигнал демодулятора при наличии погрешности частоты генератора демодулятора по отношению к частоте передающего устройства

Так как двух автономных генераторов с одинаковыми частотами не существует, в демодуляторе сигнал несущей частоты выделяется из принимаемого сигнала. Выделение несущей частоты сигнала ФМ-2 может быть проведено в следующей последовательности.

Сигнал ФМ-2 возводится в квадрат ($\cos^2[(2\pi f_c t) + V(t)] = 0.5[1 + \cos(2\pi 2f_c t) + 2V(t)]$), где $V(t)$ – изменение фазы выходного сигнала ФМ-2 ($V(t)$ принимает 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° ($180 \cdot 2 = 360$, т. е. может быть принято равным нулю). Поэтому спектр сигнала будет содержать только спектральную составляющую $2f_c$ (рисунок 2.16).

Деление частоты сигнала $UG_2(t)$ на два позволяет на приемной стороне сформировать 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 получаем квадратное уравнение, которое имеет два

решения, значения которых отличаются по фазе на 180° . Это значительно усложняет реальное построение выделителя несущей частоты ФМ-сигналов.

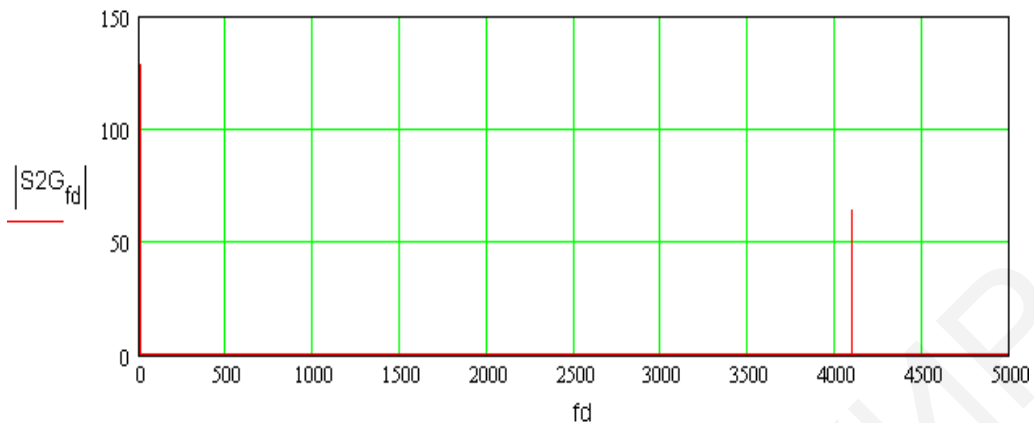


Рисунок 2.16 – Спектр принимаемого сигнала ФМ-2 после возведения в квадрат

2.3 Формирование ФМ-4

Структурная схема модулятора ФМ-4 показана на рисунке 2.17.

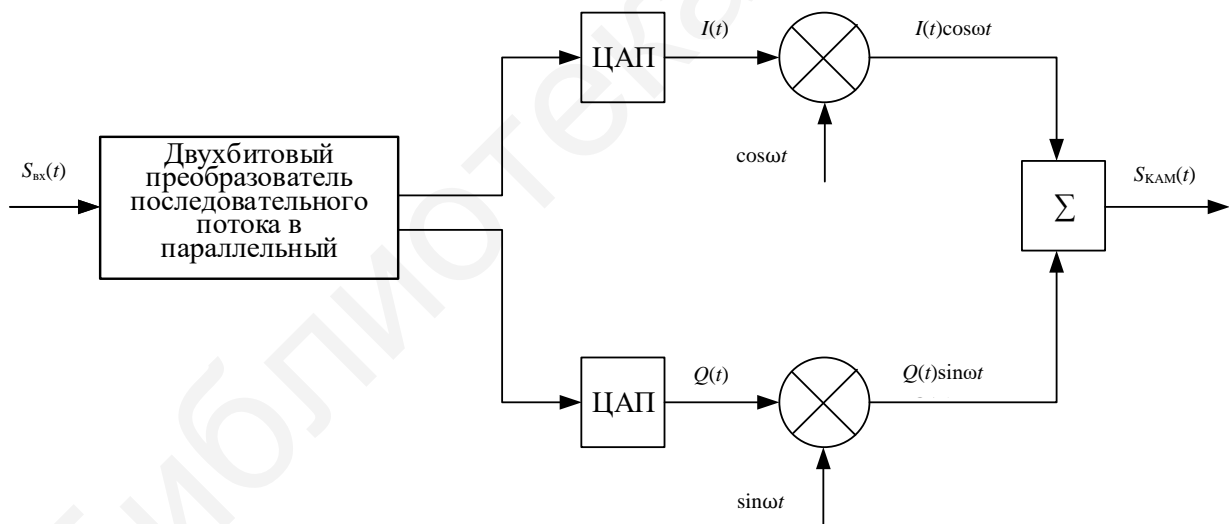
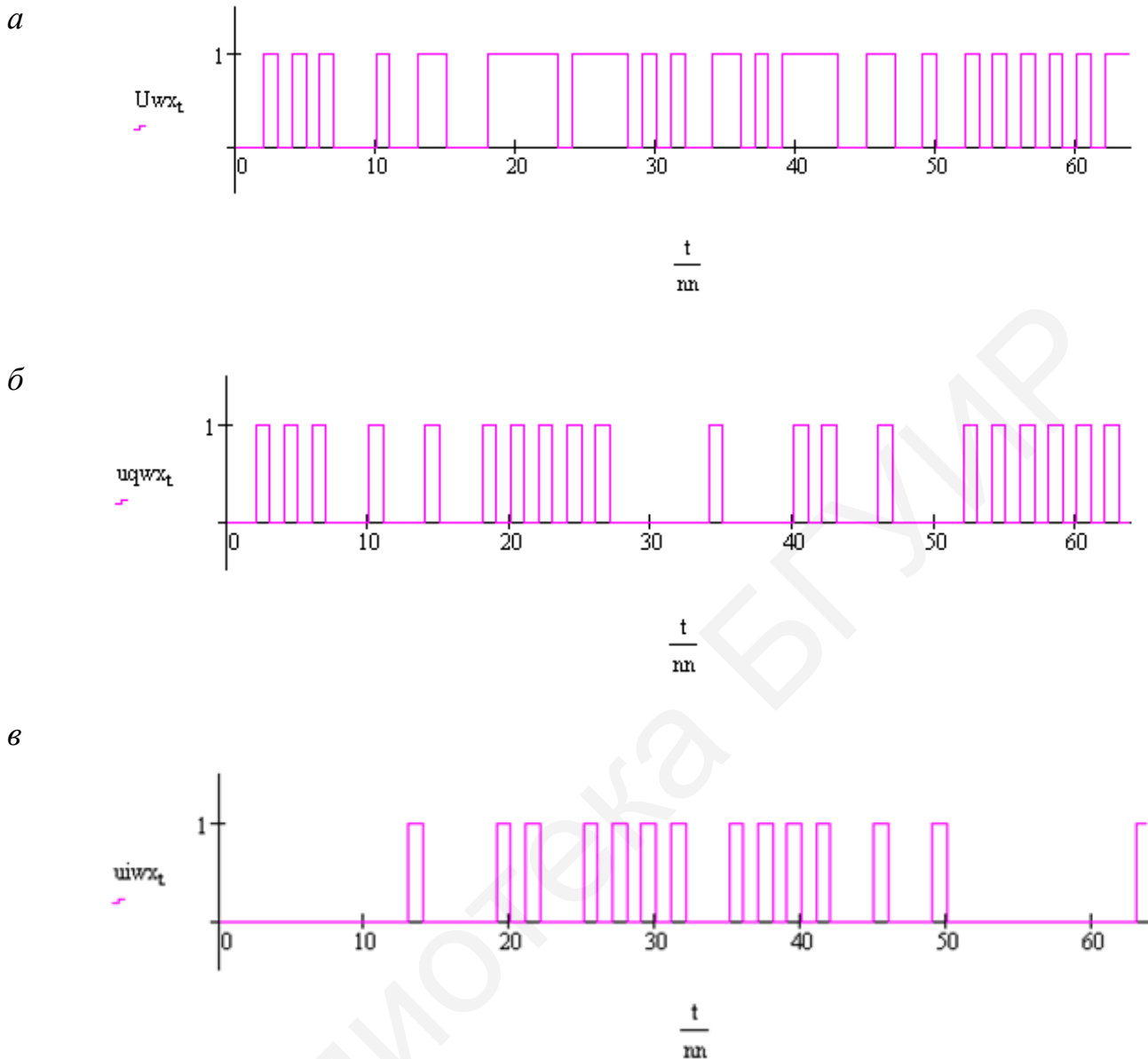


Рисунок 2.17 – Структурная схема формирования ФМ-4

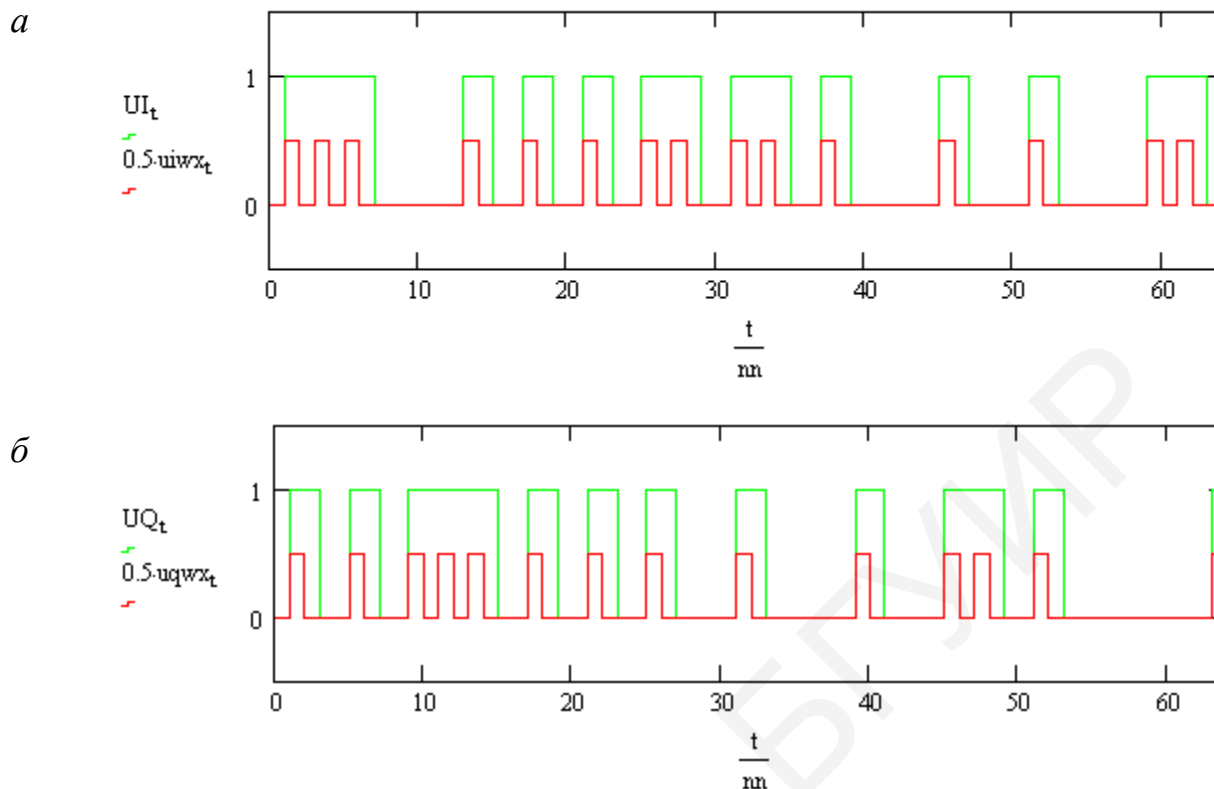
На рисунке 2.18, *а* изображено, как случайный цифровой поток поступает на двухбитовый преобразователь последовательного кода в параллельный. На выходах преобразователя формируются четный (рисунок 2.18, *б*) и нечетный (рисунок 2.18, *в*) цифровые потоки.



a – случайный входной цифровой поток; *б* – нечетный цифровой поток на выходе преобразователя кодов; *в* – четный цифровой поток на выходе преобразователя кодов

Рисунок 2.18 – Цифровые потоки

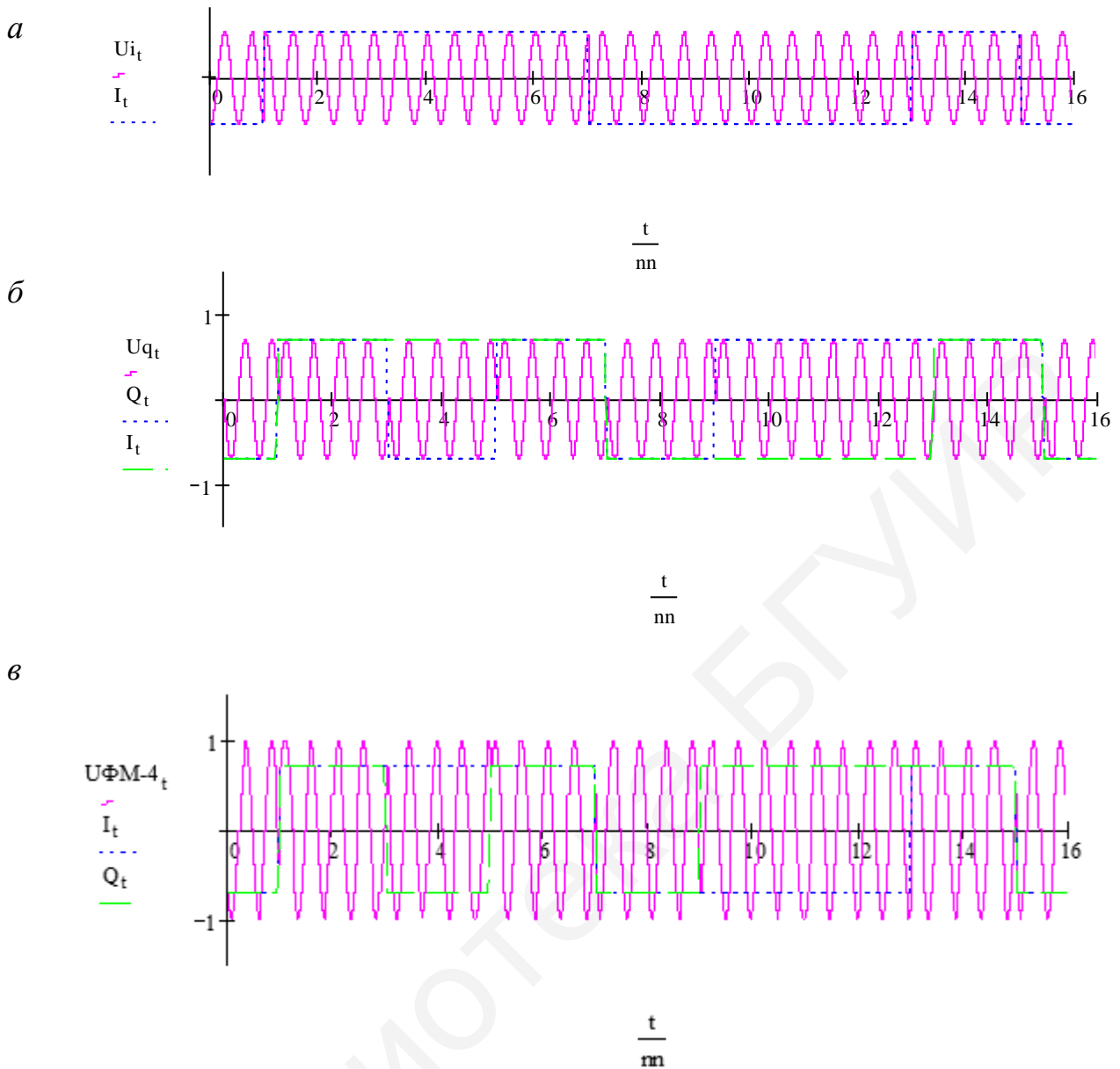
Для формата модуляции ФМ-4 цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) производит расширение длительностей импульсов нечетного сифазного (рисунок 2.19, *a*) и четного – квадратурного (рисунок 2.19, *б*) потоков в два раза.



a – синфазная составляющая сигнала ФМ-4;
б – квадратурная составляющая сигнала ФМ-4

Рисунок 2.19 – Составляющие сигналов в модуляторе ФМ-4

На рисунке 2.20 показана временная зависимость сигнала на выходе перемножителя. Видно, что изменение полярности сигнала $I(t)$ приводит к изменению фазы сигнала U_{i_t} на 180° .

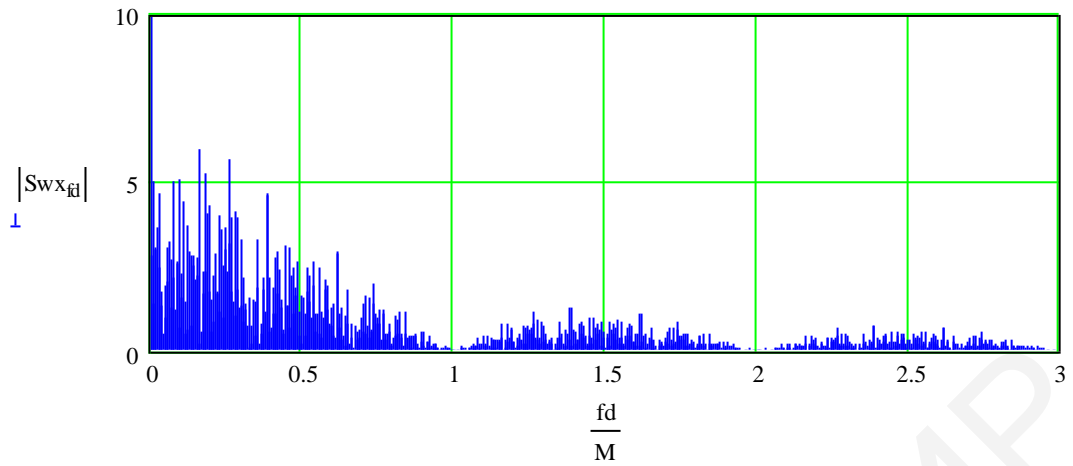


a – синфазная составляющая;
б – квадратурная составляющая; *в* – ФМ-4 сигнал

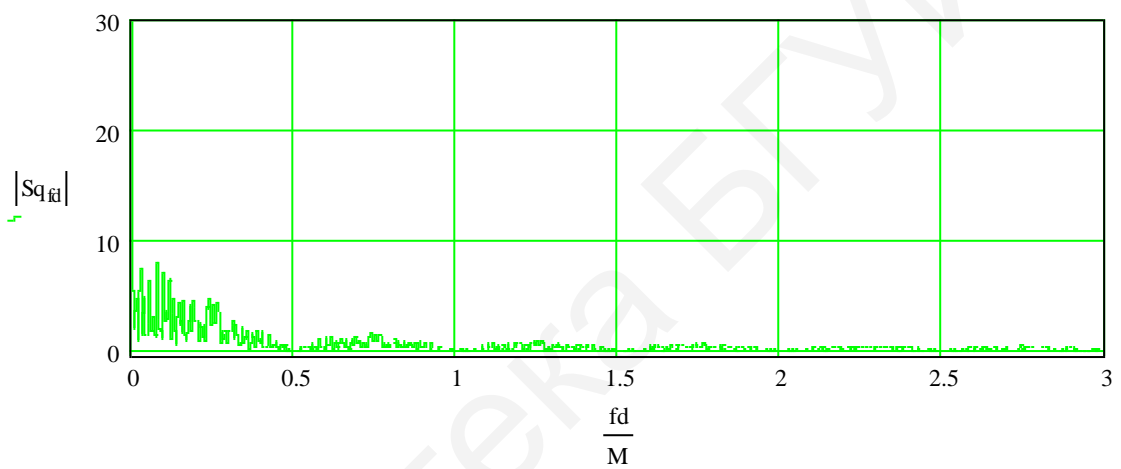
Рисунок 2.20 – Временные зависимости квадратурных сигналов и выходного сигнала модулятора УФМ-4

На рисунке 2.21, *б* показан спектр входного цифрового потока, а спектры сигналов в квадратурных каналах – на рисунке 2.21, *а, в*).

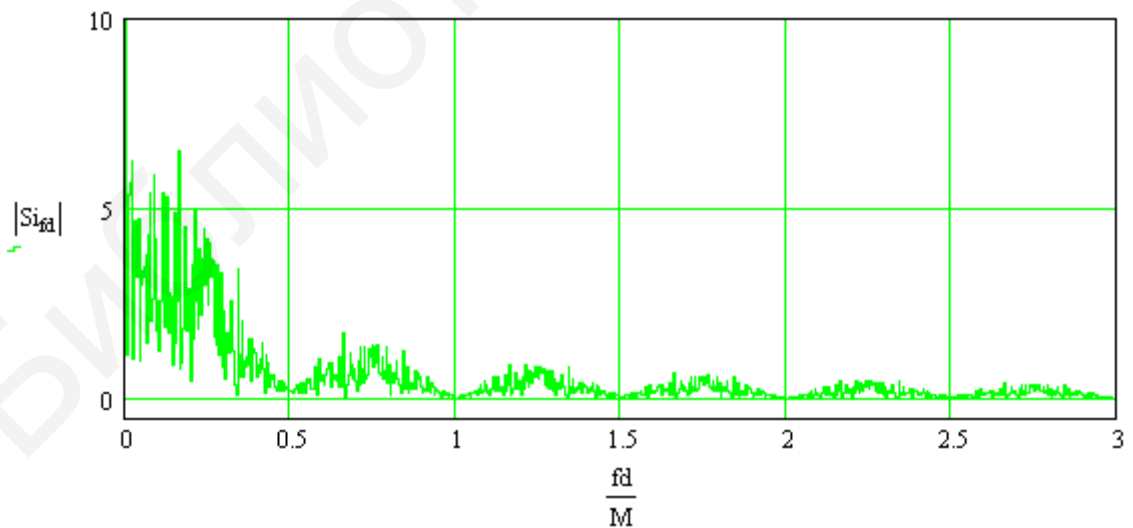
a



б



в



a – спектр случайного входного цифрового потока; *б* – спектр сигнала на выходе преобразователя кодов; *в* – спектр сигнала на выходе ЦАП

Рисунок 2.21 – Спектры сигналов при формировании ФМ-4 в модуляторе

На рисунке 2.21 видно, что ширина спектра сигналов в квадратурных каналах в два раза меньше ширины спектра входного сигнала. Это обусловлено тем, что уменьшение скорости цифровых потоков в квадратурных каналах позволило увеличить длительность символов в два раза по сравнению с длительностью символов входного цифрового потока. Расширение длительности импульса приводит к уменьшению ширины спектра сигнала.

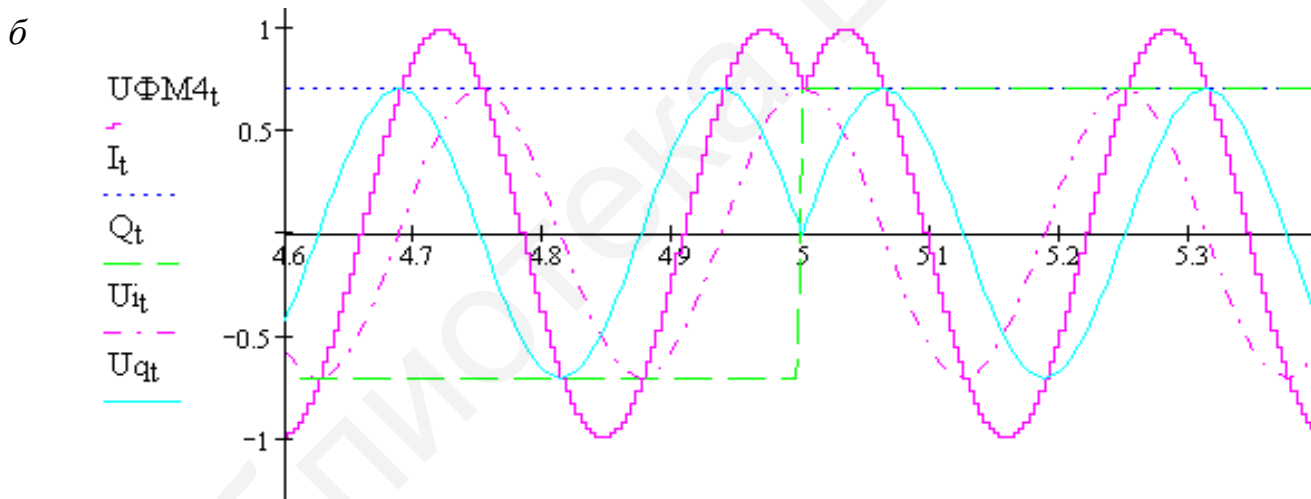
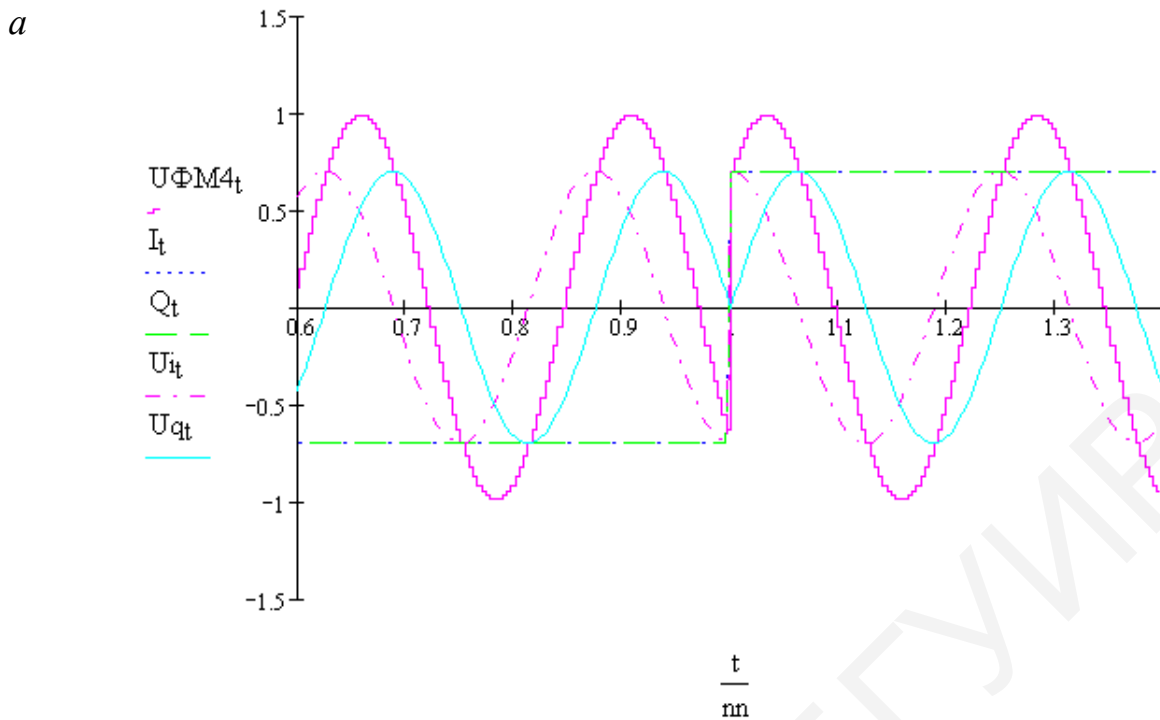
Амплитуда импульсов 1 – синфазная (квадратурная) составляющая на выходе ЦАП (длительность импульсов увеличена в два раза);

Амплитуда импульсов 0.5 – нечетный (четный) поток на входах ЦАП.

На рисунке 2.22 показаны временные зависимости сигналов синфазного и квадратурного каналов. Рассмотрим несколько фрагментов формирования сигнала ФМ-4.

На рисунке 2.22, а показан фрагмент формирования изменения фазы сигнала ФМ-4 на 180° в момент времени $\frac{t}{nn} = 1$. Из рисунка 2.22, а видно, что в момент времени $\frac{t}{nn} = 1$ квадратурные составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ одновременно изменяют свою полярность. Фаза сигнала при $\frac{t}{nn} = 0.999$ равна $V = \text{atan}(Q(t)/I(t))$. При $\frac{t}{nn} = 0.999$ $Q(t) = -0.7$; $I(t) = -0.7$; $V(t) = -235^\circ$ (3 квадрант, $V = 180 + 45$); $U_{\text{ФМ4}}(\frac{t}{nn} = 0.999) = \cos(-235) = -0.7$; $|U_{\text{ФМ4}}| = (I(t)^2 + Q(t)^2)^{0.5} = 1$. При $\frac{t}{nn} = 1.001$ $Q(t) = 0.7$; $I(t) = 0.7$; $V(t) = 45^\circ$ изменение фазы в точке $\frac{t}{nn}$ равно $45 - (-235) = 180^\circ$.

На рисунке 2.22, б показан фрагмент формирования изменения фазы сигнала ФМ-4 на 90° в момент времени $\frac{t}{nn} = 5$. Из рисунка видно, что в момент времени $\frac{t}{nn} = 5$ квадратурная составляющая $I(t)$ не изменяется, а $Q(t)$ изменяет свое значение от -0.7 до $+0.7$. Фаза сигнала при $\frac{t}{nn} = 4.9990$ равна $V = \text{atan}(Q(t)/I(t)) = -45^\circ$ (4 квадрант, $V = -45$); $U_{\text{ФМ4}}(\frac{t}{nn} = 0.999) = \cos(-45) = 0.7$; $|U_{\text{ФМ4}}| = (I(t)^2 + Q(t)^2)^{0.5} = 1$. При $\frac{t}{nn} = 4.001$ $Q(t) = 0.7$; $I(t) = 0.7$; $V(t) = 45^\circ$. Изменение фазы в точке $\frac{t}{nn} = 5$ равно $(45 - (-45)) = 90^\circ$.



a – изменения фазы сигнала ФМ-4 на 180° ;

б – изменения фазы сигнала ФМ-4 на 90°

Рисунок 2.22 – Фрагменты временных диаграмм модулятора ФМ-4

На рисунке 2.23 показаны спектры сигналов синфазного и квадратурного каналов. Из рисунка видно, что ширина спектра синфазного и квадратурного сигналов одинакова и равна $\frac{1}{2} T_c$, где T_c – длительность символа входного цифрового потока. Спектр сигнала ФМ-4 определяется суммой спектров синфазного и квадратурного каналов.

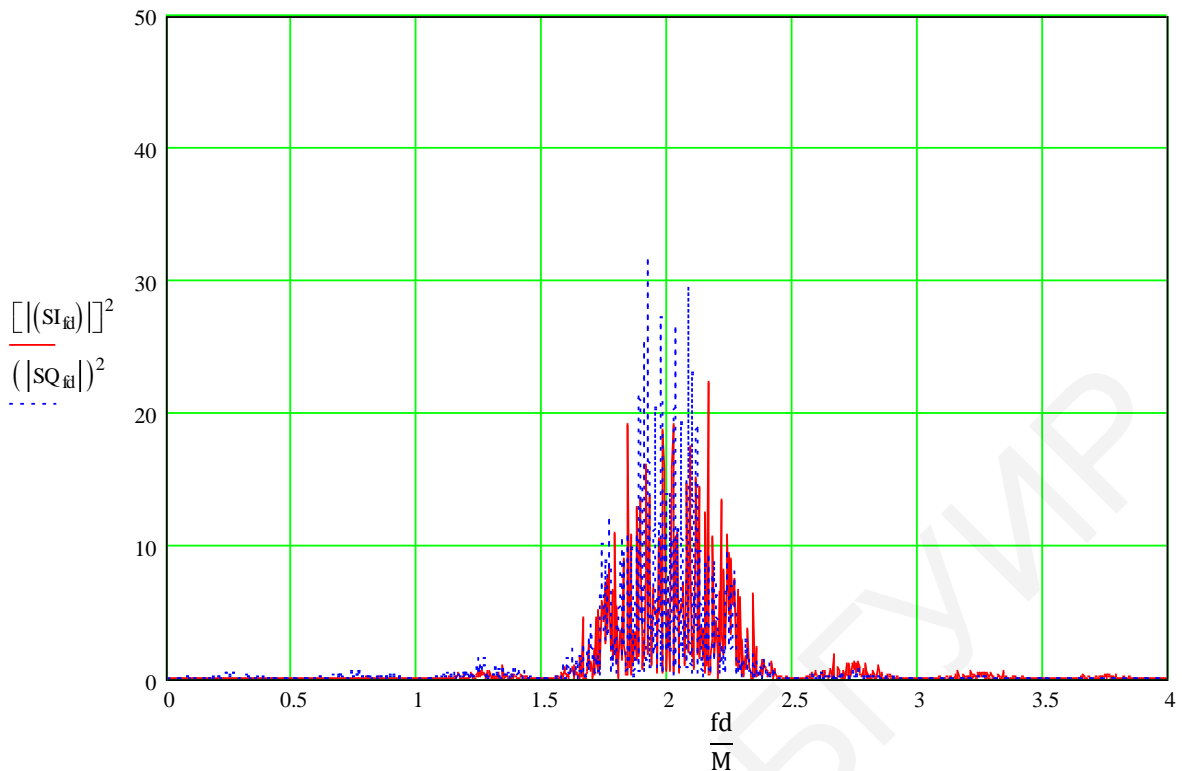
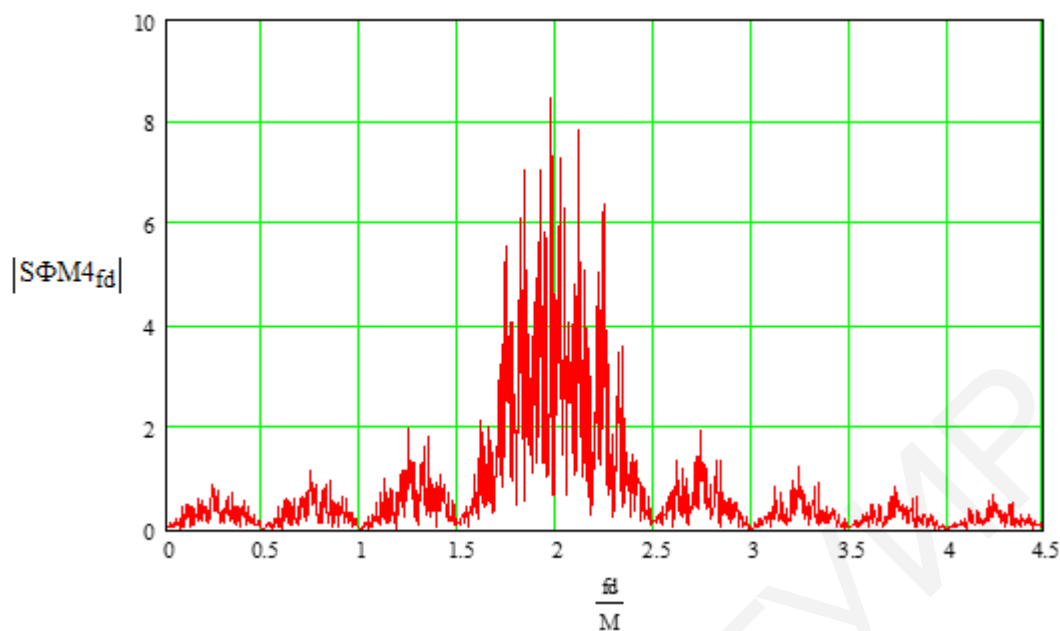


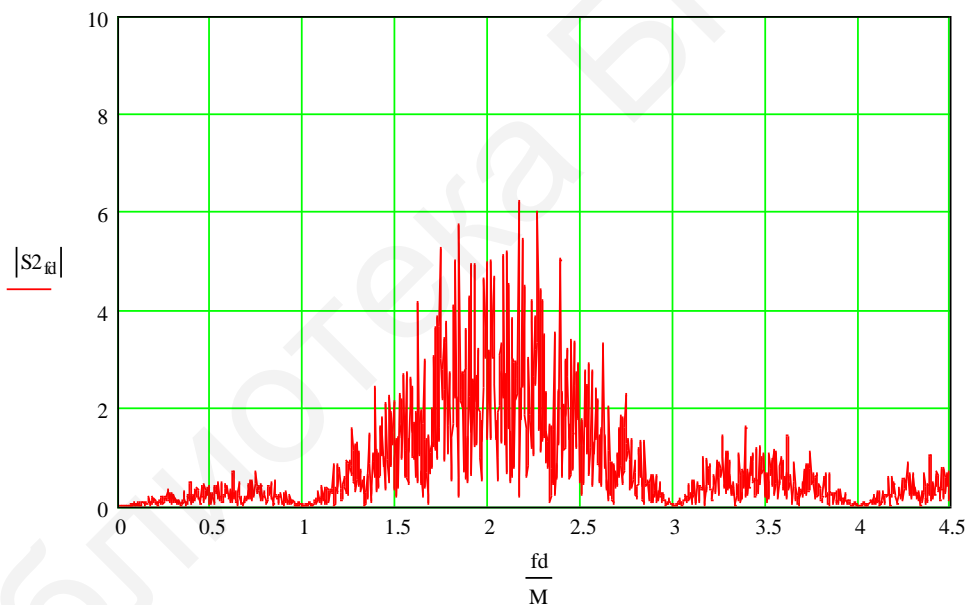
Рисунок 2.23 – Спектры синфазного и квадратурного каналов

При суммировании ширина спектра не изменяется, увеличивается лишь спектральная мощность спектра сигнала. На рисунке 2.24, *а* амплитуды спектральных составляющих увеличились в 1.4 раза, что соответствует увеличению спектральной плотности сигнала ФМ-4 в 2 раза по сравнению со спектральной плотностью сигналов синфазного и квадратурного потоков. На рисунке 2.24, *б* показан спектр сигнала ФМ-2, отображающий, что ширина спектра ФМ-2 в два раза больше ширины спектра ФМ-4.

a



б



a – спектр сигнала ФМ-4; *б* – спектр сигнала ФМ-2

Рисунок 2.24 – Спектры сигналов разных видов ФМ

2.4 Диаграмма фазовых переходов для ФМ-4

На рисунке 2.25 показано геометрическое представление ансамбля сигналов ФМ-4. Задавая значение модуля амплитуды выходного сигнала, равное 1 $|U_{\Phi M4} = 1|$, значения векторов I и Q для различных значений фаз выходного сигнала равны (вектор 11 – $I = 0.7, Q = 0.7$; вектор 01 – $I = -0.7, Q = 0.7$; вектор 00 – $I = -0.7, Q = -0.7$). Из рисунка 2.25 видно, что при изменении одной

квадратурной составляющей фаза выходного сигнала изменяется на 90° (переходы 11 – 01; 01 – 00; 00 – 10; 10 – 11). Модуль амплитуды сигнала равен $(I^2 + Q^2)^{0.5}$. Переход из точки 11 в точку 01 требует изменения вектора I с $+0.7$ до -0.7 . При бесконечно большом значении полосы пропускания канала связи переход вектора I от значения $+0.7$ к значению -0.7 происходит за бесконечно малое время (мгновенно), поэтому на рисунке 2.19 мы видим мгновенное изменение фазы сигнала ФМ-4, при постоянном значении амплитуды выходного сигнала.

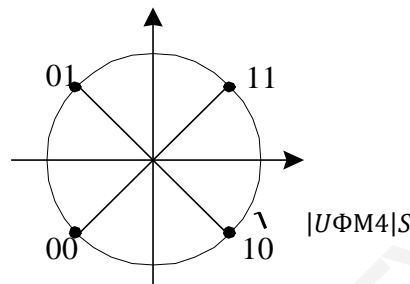


Рисунок 2.25 – Геометрическое представление ансамбля ФМ-сигналов ($M = 8, \varphi_0 = \frac{\pi}{8}$)

Полоса пропускания реального канала связи всегда ограничена. Время задержки сигнала в канале связи с ограниченной полосой пропускания может быть определено выражением $t_3 = 0.35 \Pi$, где Π – полоса пропускания канала связи. Изменение спектра сигнала на выходе полосового фильтра показано на рисунке 2.26.

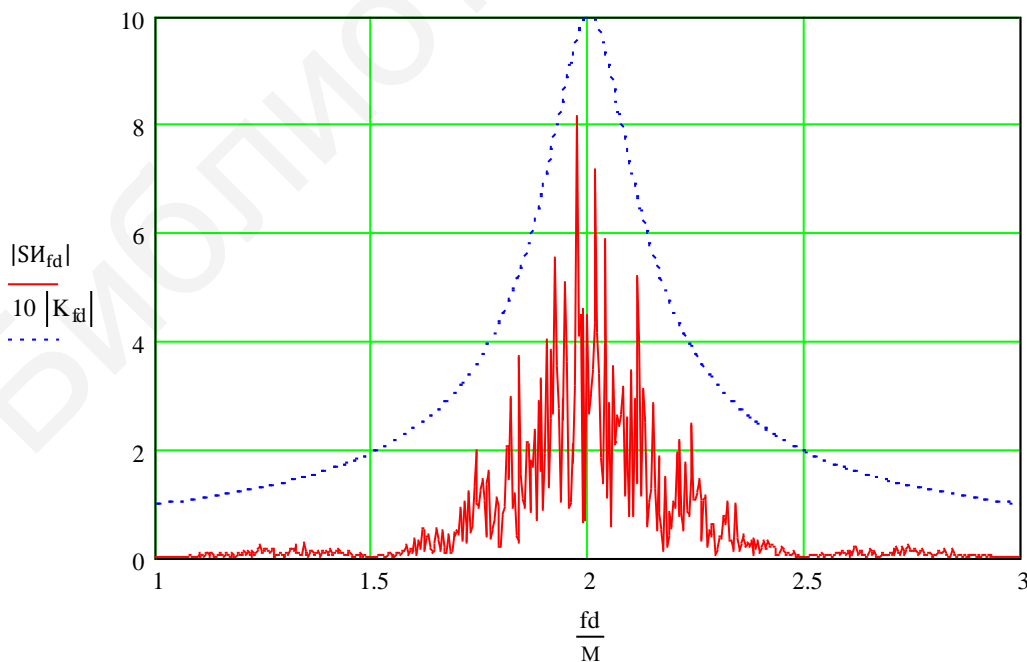


Рисунок 2.26 – Спектр сигнала на выходе полосового фильтра (АЧХ которого показана пунктиром)

Изменение огибающей выходного сигнала ФМ-4 на выходе полосового фильтра показано на рисунке 2.27.

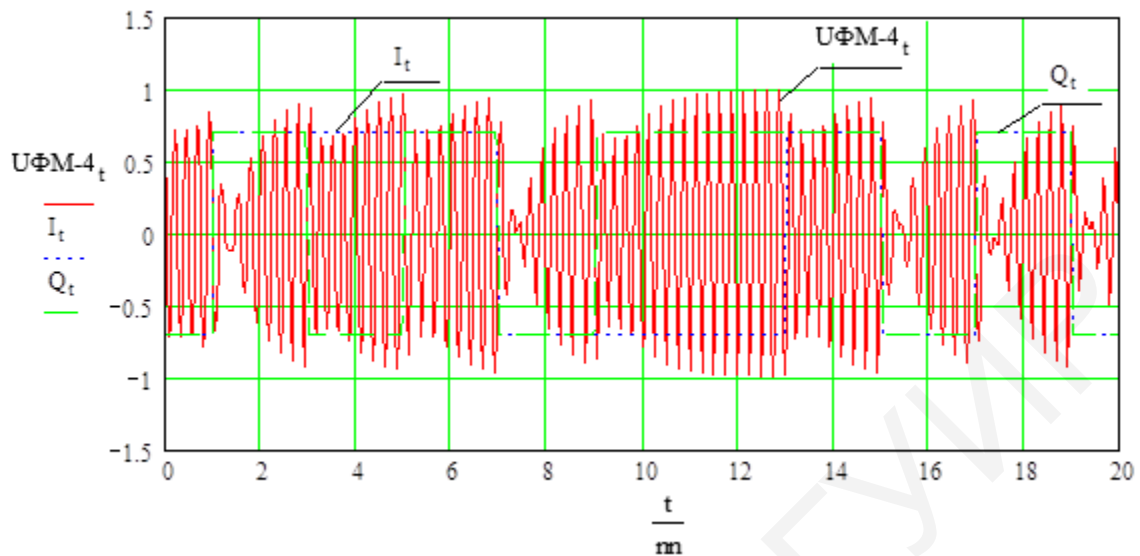


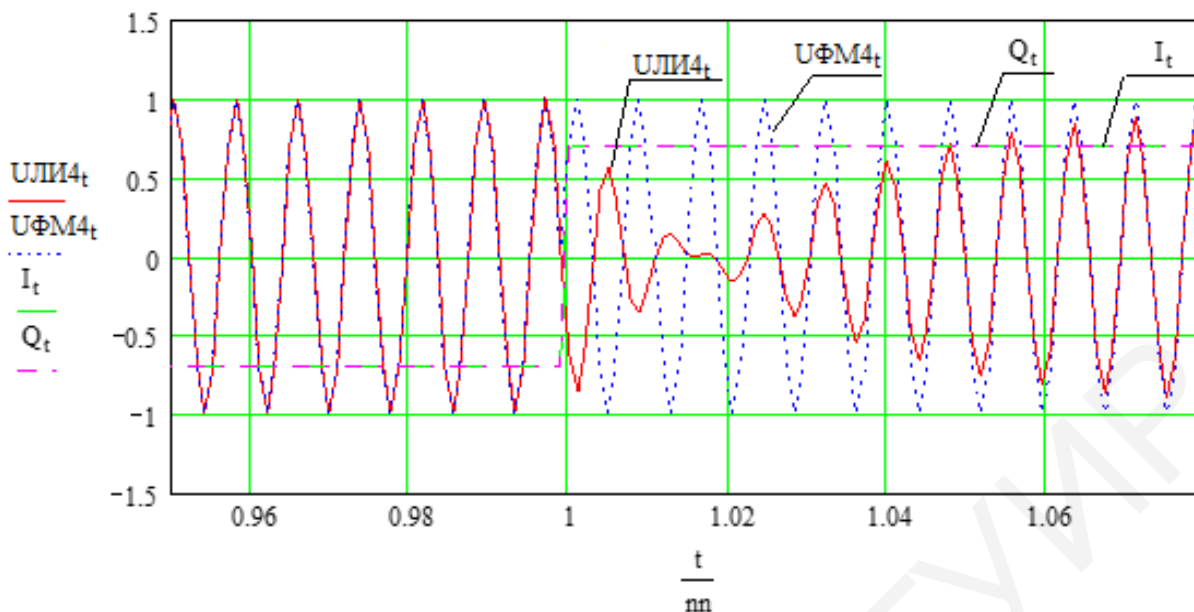
Рисунок 2.27 – Огибающая сигнала ФМ-4 на выходе полосового фильтра

Из рисунка 2.27 видно, что при изменении фазы выходного сигнала на 180° (моменты времени: $\frac{tt}{nn} = 1, \frac{tt}{nn} = 7, \frac{tt}{nn} = 1, \frac{tt}{nn} = 15, \frac{tt}{nn} = 17$, квадратурные составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ изменяются одновременно) амплитуда комплексной огибающей с некоторой задержкой уменьшается до нуля, а затем увеличивается. Изменение фазы выходного сигнала на 90° (моменты времени: $\frac{tt}{nn} = 3, \frac{tt}{nn} = 5, \frac{tt}{nn} = 9, \frac{tt}{nn} = 13$; происходит изменение только одной из квадратурных составляющих $I(t)$ или $Q(t)$).

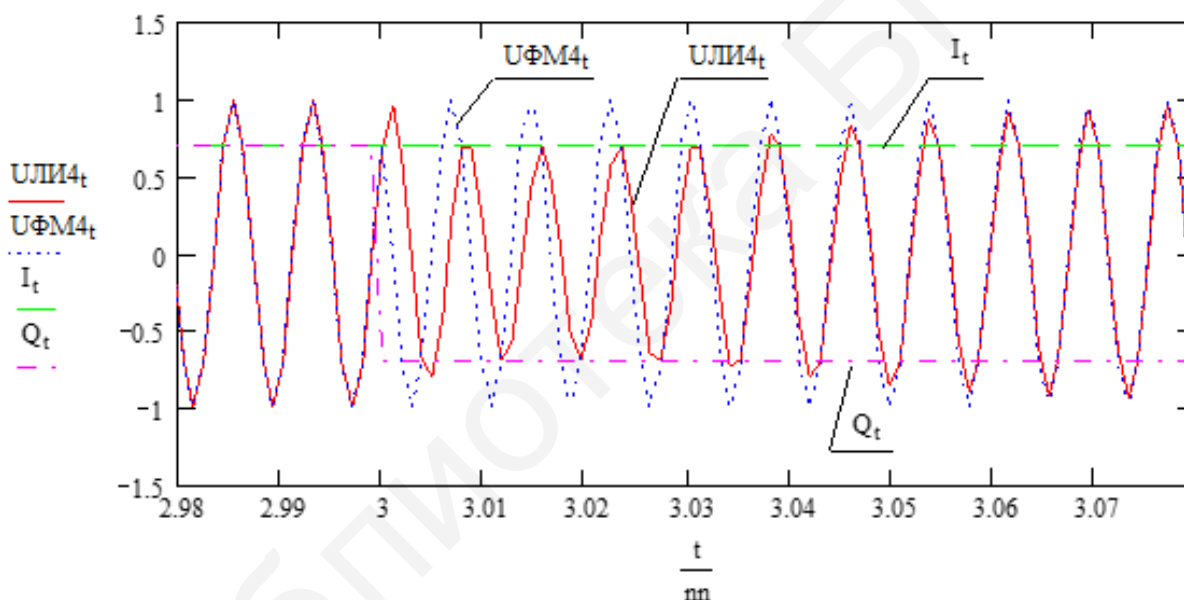
Рассмотрим более подробно фрагменты изменения фазы на 180° и 90° (рисунок 2.28).

На рисунке 2.28, а показаны переходные процессы на выходе полосового фильтра при изменении фазы на 180° (временной интервал $\frac{tt}{nn} = 0.95-1.07$). Как видно из рисунка, в момент времени $\frac{t}{nn} = 1$ квадратурные составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ одновременно изменяют свою полярность. При бесконечно большой полосе пропускания канала связи это приводит к мгновенному изменению фазы выходного сигнала $U_{ФМ4}$ на 180° . На выходе полосового фильтра после одновременного изменения квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$ сначала это приводит к уменьшению амплитуды выходного сигнала до нуля (момент времени $\frac{t}{nn} = 1.015$), затем – к изменению фазы выходного сигнала на 180° и плавному увеличению выходной амплитуды до 1.

a



б



a – на временном интервале (0.94–1.10);

б – на временном интервале (2.98–3.08)

Рисунок 2.28 – Временные зависимости выходных сигналов модулятора

Такие изменения сигнала нежелательны, поскольку приводят к увеличению энергии боковых полос и помех в канале связи.

При изменении фазы выходного сигнала на 90° (временной интервал зависимости $2.98 < \frac{t}{nn} < 3.08$), в момент времени $\frac{t}{nn} = 3$ происходит изменение значения только одной квадратурной составляющей сигнала $Q(t)$ от -1 до $+1$, что согласно рисунку 2.1, в соответствии с изменением фазы выходного сигнала от -45°

до $+45^\circ$. На выходе узкополосного полосового фильтра амплитуда сигнала сначала уменьшается до уровня 0.7, а затем увеличивается до 1, что соответствует переходу вектора из точки 10 в 11 (см. рисунок 2.1, в). Фаза выходного сигнала плавно изменяется на 90° .

Демодулятор сигналов ФМ-4 по существу представляет параллельное соединение двух когерентных демодуляторов ФМ-2 сигналов (рисунок 2.29), в которых решение относительно двоичных сигналов передаваемого сообщения выносятся независимо путем определения знака отсчетов квадратурных составляющих принимаемых сигналов.

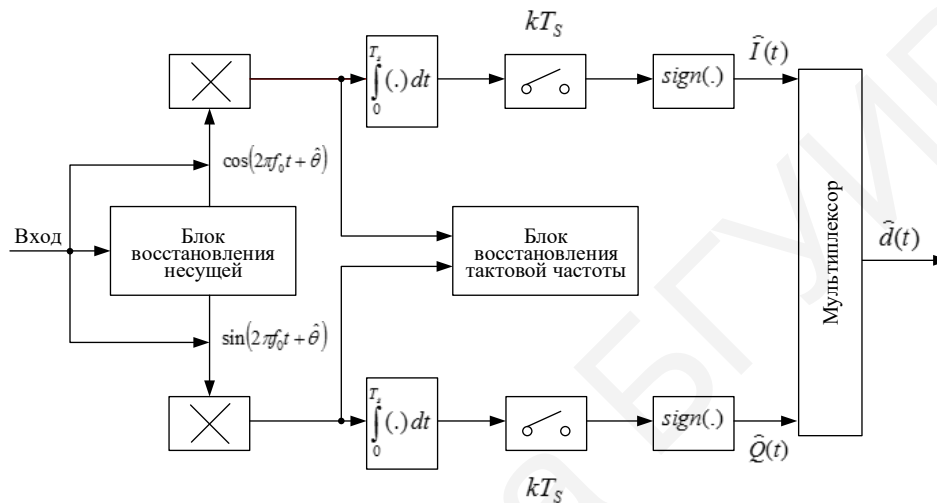


Рисунок 2.29 – Структурная схема когерентного демодулятора ФМ-4 сигналов

Вероятность ошибки при демодуляции символа сообщения в случае использования ФМ-4 сигналов может быть легко вычислена, поскольку в этом простом случае области принятия решения ограничены прямоугольниками.

Определяется вероятность ошибки по формуле

$$P_E = 1 - (1 - p)^2 = 2p - p^2,$$

где $p = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$.

На рисунке 2.30 представлены кривые зависимости вероятности ошибки от параметра E_b/N_0 для случая когерентной демодуляции различных многопозиционных ФМ-сигналов.

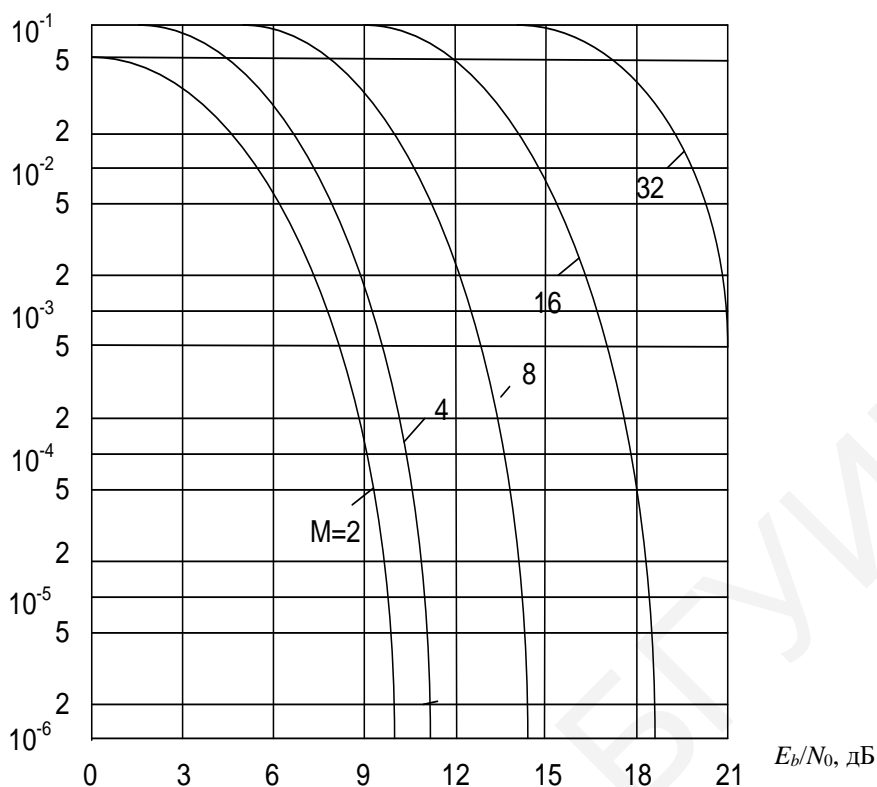


Рисунок 2.30 – Зависимость вероятности ошибки P_E от E_b/N_0 при когерентной демодуляции многопозиционных ФМ-сигналов

2.5 Квадратурная фазовая модуляция со сдвигом

Для устранения изменения амплитуды сигнала на выходе полосового фильтра до нуля необходимо избежать скачка фазы на 180° . Это позволяет обеспечить *квадратурная фазовая модуляция со сдвигом (Offset QPSK, OQPSK)*. При таком типе модуляции формирование сигнала в квадратурной схеме происходит так же, как и в модуляторе *QPSK*, за исключением того, что кодирующие биты в *Q*-канале имеют временную задержку на длительность одного символа входного цифрового потока. Изменение фазы при таком смещении кодирующих потоков определяется лишь одним элементом последовательности, а не двумя. В результате скачки фазы на 180° отсутствуют, поскольку каждый элемент последовательности, поступающий на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызвать изменение фазы на 0.90 или $270^\circ(-90^\circ)$.

Функциональная схема устройства формирования такого радиосигнала изображена на рисунке 2.31.

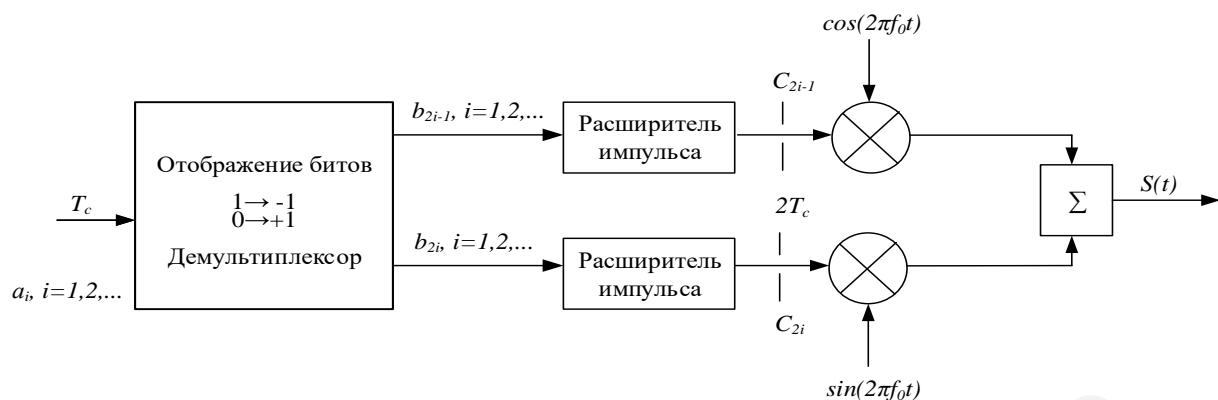


Рисунок 2.31 – Функциональная схема устройства формирования радиосигнала ФМ-4 со смещением

Из рисунка 2.32 видно, что на выходах расширителя импульсов изменения амплитуд квадратурных составляющих сигналов сдвинуты во времени на длительность входного сигнала и никогда не совпадают.

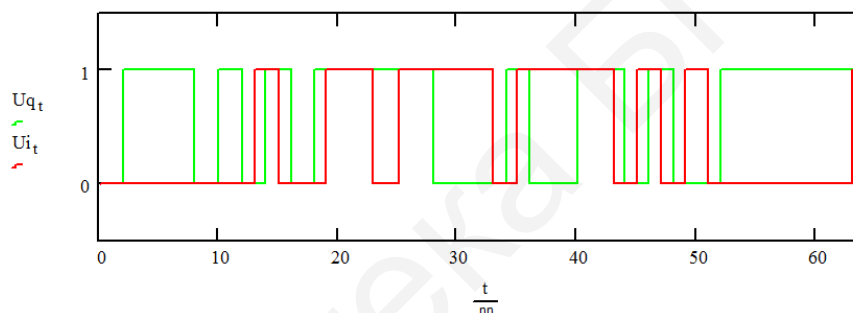


Рисунок 2.32 – Временные зависимости квадратурных составляющих модулятора сигнала ФМ-4 со сдвигом

Диаграмма фазовых переходов *QPSK* радиосигнала со смещением представлена на рисунке 2.33.

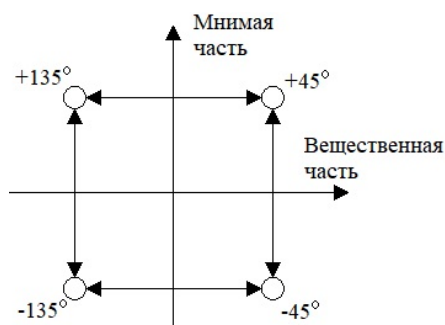


Рисунок 2.33 – Диаграмма фазовых переходов ФМ-4 радиосигнала со смещением

Из рисунка 2.33 видно, что для сигнала ФМ-4 диаграмма фазовых переходов никогда не проходит через нуль, что приводит к уменьшению уровня боковых лепестков в спектре сигнала и помех в канале связи.

Одной из проблем создания реального демодулятора ФМ-сигналов является отсутствие на приемной стороне сигнала несущей частоты. Создание на приемной стороне автономного генератора с такой частотой невозможно, так как частота любого генератора всегда формируется с некоторой погрешностью df (важнейшим параметром генератора является относительная нестабильность частоты, которая определяется как

$$\delta = \frac{df}{f_0},$$

где f_0 – частоты идеального генератора;

df – разность между частотами реального и идеального генераторов).

Связь между частотой и фазой определяется выражением $dV(t) = 6.28 \cdot df \cdot t$ (рисунок 2.34).

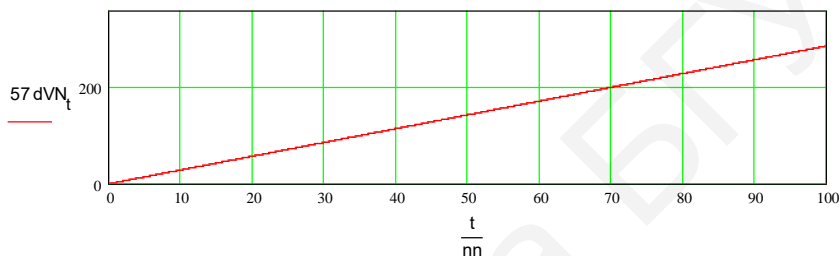


Рисунок 2.34 – Временная зависимость разности фаз между генераторами несущей частоты приемного и передающего устройств при погрешности частоты $df = 0.001 \cdot f_0$ ($\frac{df}{f_0} = 10^{-3}$)

Рассмотрим влияние $dV(t)$ на работу демодулятора. В соответствии со структурной схемой модулятора на вход перемножителя вместо сигнала $\cos(2\pi f_c t)$ подается сигнал $\cos(2\pi f_c t + dV_t)$.

Из рисунков 2.35–2.36 видно, что погрешность частоты приводит к невозможности выделения квадратурных составляющих и, соответственно, правильному формированию выходного цифрового потока демодулятора.

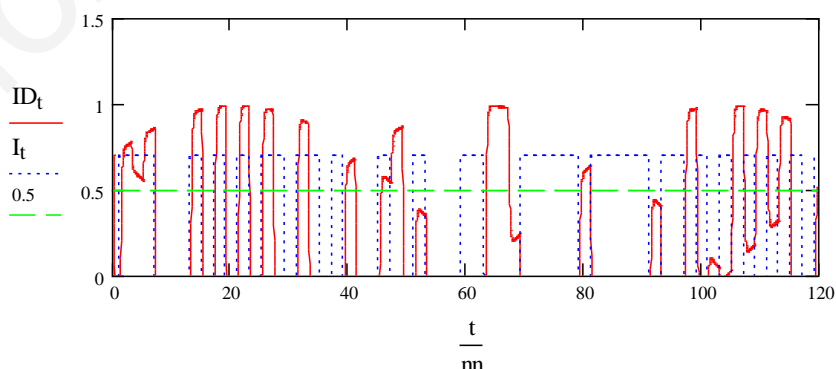


Рисунок 2.35 – Временные зависимости сигналов квадратурных каналов на выходах демодулятора при наличии погрешности несущей частоты в демодуляторе $df = 0.0015 \cdot f_0$

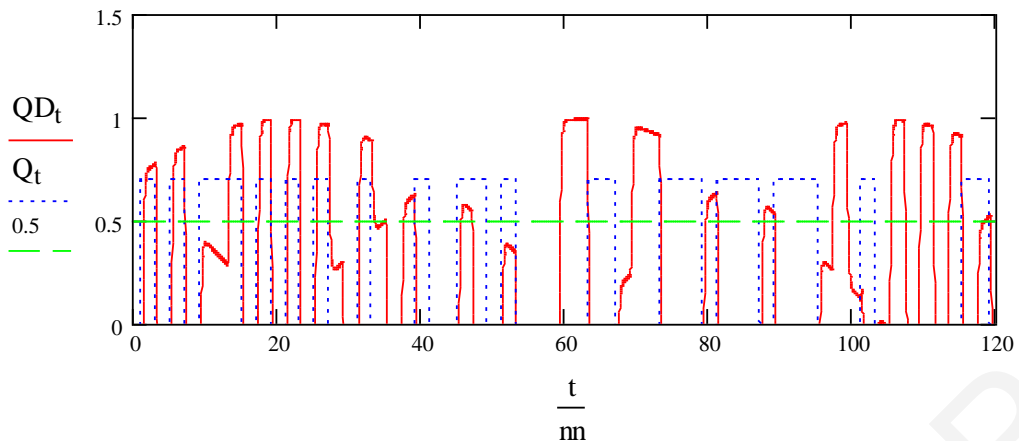


Рисунок 2.36 – Временные зависимости сигналов квадратурных каналов на выходах демодулятора при наличии погрешности несущей частоты в демодуляторе $df = 0.00075 \cdot f_0$

На рисунках 2.37 и 2.38 показаны временные диаграммы на выходе демодулятора при $df = 0$ и различных постоянных значениях погрешности фазы несущей частоты генераторного оборудования демодулятора.

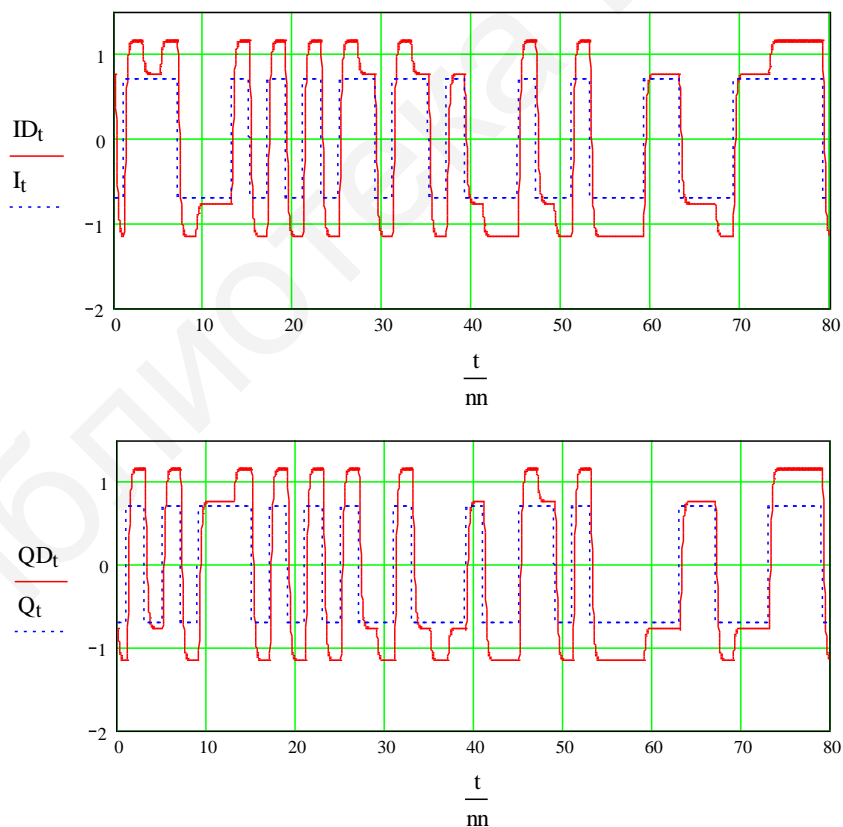


Рисунок 2.37 – Временные зависимости сигналов квадратурных каналов на выходах демодулятора при наличии погрешности между синусом и косинусом несущей частоты в демодуляторе ($V_0 = 10^\circ$)

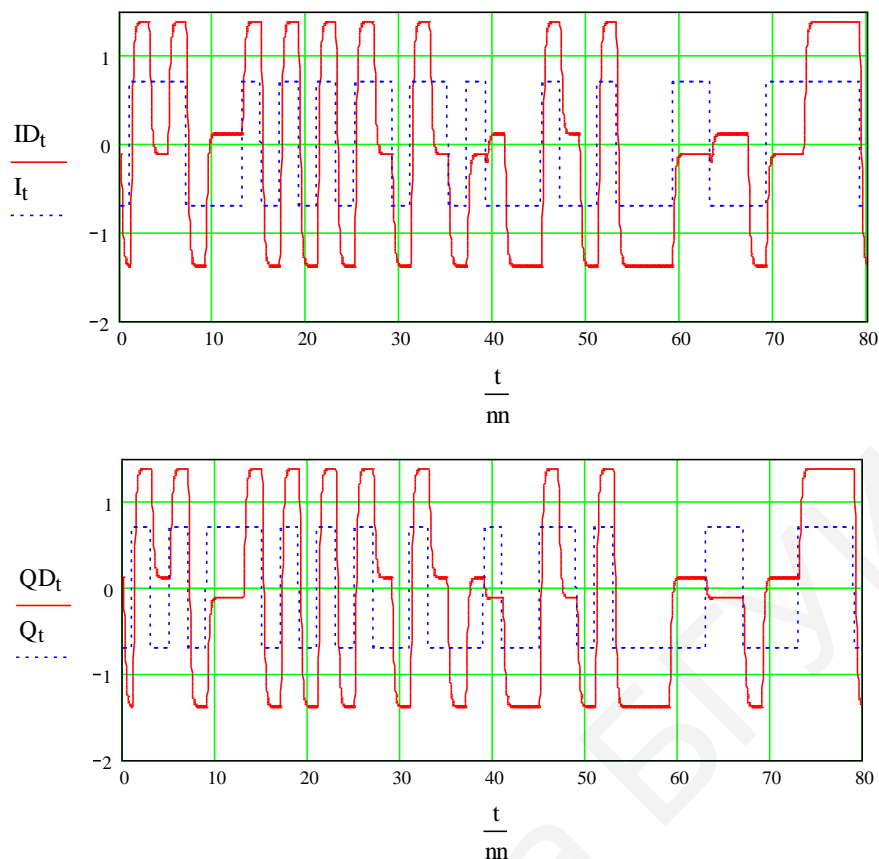


Рисунок 2.38 – Временные зависимости сигналов квадратурных каналов на выходах демодулятора при наличии погрешности между синусом и косинусом несущей частоты в демодуляторе ($V_0 = 50^\circ$)

Видно, что имеется допустимое значения погрешности разности фаз, при которой возможна демодуляция сигнала без ошибок.

При когерентной демодуляции ФМ-сигналов предполагается, что в демодуляторе обеспечивается формирование когерентного опорного сигнала с требуемой точностью. Однако практически сформировать такой сигнал не всегда возможно. Обычно фазовая ошибка содержит две составляющие, обусловленные особенностями работы блока восстановления несущей из принимаемого сигнала: одна вызвана воздействием шума и представляет собой случайный процесс $\varphi_\varepsilon(t)$, другая – детерминированная составляющая φ_n и определяется возможной неоднозначностью при восстановлении несущей из ФМ-сигнала.

Например, при восстановлении несущей из ФМ-4 сигнала принимаемый сигнал должен быть возведен в четвертую степень для устранения фазовой модуляции. При формировании когерентного опорного сигнала частоту полученного сигнала необходимо разделить на 4. В результате возникает фазовая неоднозначность φ_n , кратная $\frac{\pi}{4}$. Для устранения этой фазовой неоднозначности приходится осуществлять относительное кодирование символов передаваемого сообщения так, чтобы необходимая информация содержалась в разности фаз двух последовательно передаваемых ФМ-сигналов.

2.6 Относительная квадратурная фазовая модуляция с фазовым сдвигом $\frac{\pi}{4}$

Относительная квадратурная фазовая модуляция с фазовым сдвигом $\frac{\pi}{4}$ ($\frac{\pi}{4}$ -DQPSK) принята в качестве национального стандарта для цифровых сотовых систем радиосвязи с временным многостанционным доступом (TDMA) в США и Японии. Он занимает как бы промежуточное положение между квадратурной фазовой модуляцией и квадратурной фазовой модуляцией со сдвигом и для него изменения фазы происходят на $\pm \frac{k\pi}{4}, k = 1, 2, 3; \pm \frac{k\pi}{4}, k = 1, 2, 3$.

Структурная схема модулятора $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигналов изображена на рисунке 2.39, а диаграмма фазовых переходов – на рисунке 2.40. Здесь последовательность символов передаваемого сообщения разделяется с помощью демультиплексора на две последовательности a_k и b_k , которые преобразуются в кодере в модулирующие сигналы в соответствии со следующим алгоритмом:

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} \cos \theta_k - \theta_{k-1} \sin \theta_k, \\ Q_k &= I_{k-1} \sin \theta_k + \theta_{k-1} \cos \theta_k, \end{aligned}$$

где I_k и Q_k – текущие уровни модулирующих сигналов в синфазном и квадратурном каналах в интервале времени $kT \leq t \leq (k+1)T_s$;

θ_k – текущее значение фазы, определяемое информационными символами a_k и b_k в соответствии с таблицей 2.3;

I_k и Q_k могут принимать значения $0, \pm 1, \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$.

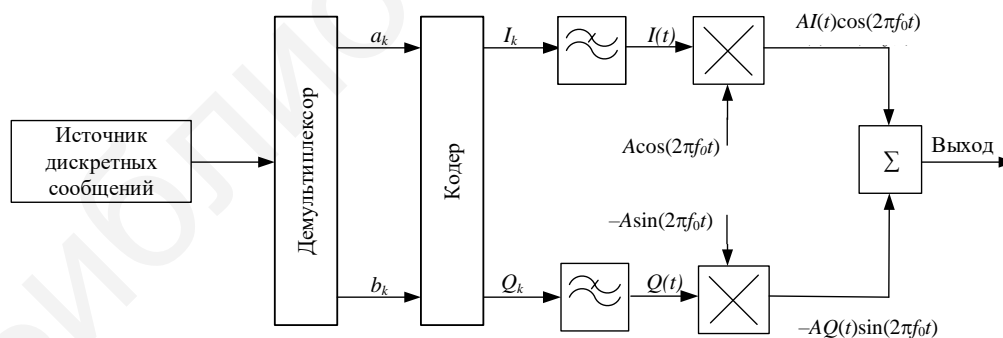


Рисунок 2.39 – Структурная схема модулятора $\frac{\pi}{4}$ -КФМ сигналов и $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигналов

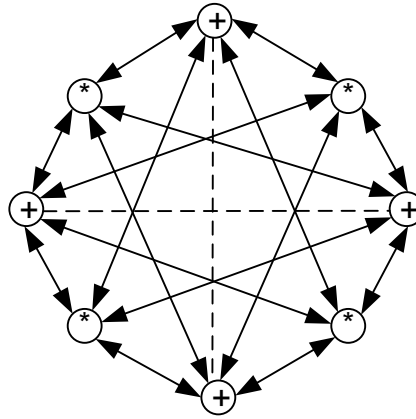


Рисунок 2.40 – Диаграмма фазовых переходов $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигнала без фильтрации

На рисунке 2.40 знаком «+» показаны точки созвездия, соответствующие четным символам сообщения, знаком «*» – созвездие соответствующие нечетным символам сообщения.

Предположим, что фильтры нижних частот отсутствуют, фаза несущей в интервале времени $0 \leq t \leq T_s$ равна нулю, т. е. $I_0 = 1, Q_0 = 0$. Пусть в момент времени $t = T_s$ символы сообщения принимают значения $a_1 = 1, b_1 = 1$, тогда $\theta_1 = \frac{\pi}{4}$. В соответствии с таблицей 2.3 имеем $I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}, Q_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, и фаза несущей скачком изменяется на $\frac{\pi}{4}$.

Таблица 2.3 – Значение информационных символов и фаз

| a_k | b_k | θ_k |
|-------|-------|-------------------|
| 1 | 1 | $-\frac{3\pi}{4}$ |
| 0 | 1 | $\frac{3\pi}{4}$ |
| 0 | 0 | $\frac{\pi}{4}$ |
| 1 | 0 | $-\frac{\pi}{4}$ |

Согласно диаграмме фазовых переходов между двумя смежными элементами $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигнала всегда происходят изменения фазы, причем эти изменения могут быть только на $\frac{k\pi}{4}, k = \pm 1, \pm 3$.

Одним из достоинств $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигнала является возможность достаточно простой реализации алгоритмов некогерентной демодуляции с

автокорреляционным преобразованием, не требующих предварительного восстановления несущей. Это особенно важно для каналов связи с доплеровским сдвигом частоты и быстрыми релеевскими замираниями.

Алгоритмы некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием сигналов со смещенной относительной квадратурной манипуляцией реализуются сложнее.

Структурные схемы демодуляторов, реализующих алгоритмы некогерентной демодуляции $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигналов, изображены на рисунках 2.41–2.42. Первая схема является чисто автокорреляционной, вторая – квадратурной с автокорреляционным преобразованием.

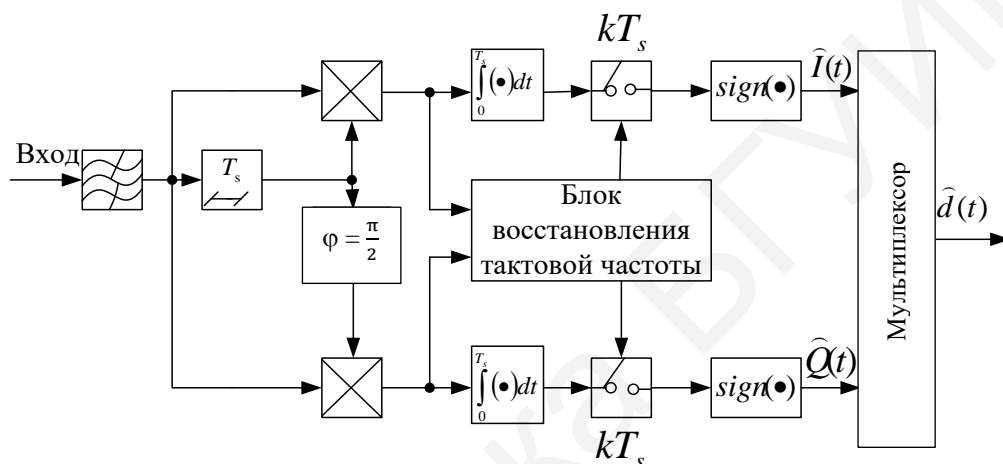


Рисунок 2.41 – Структурная схема автокорреляционного демодулятора $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигналов

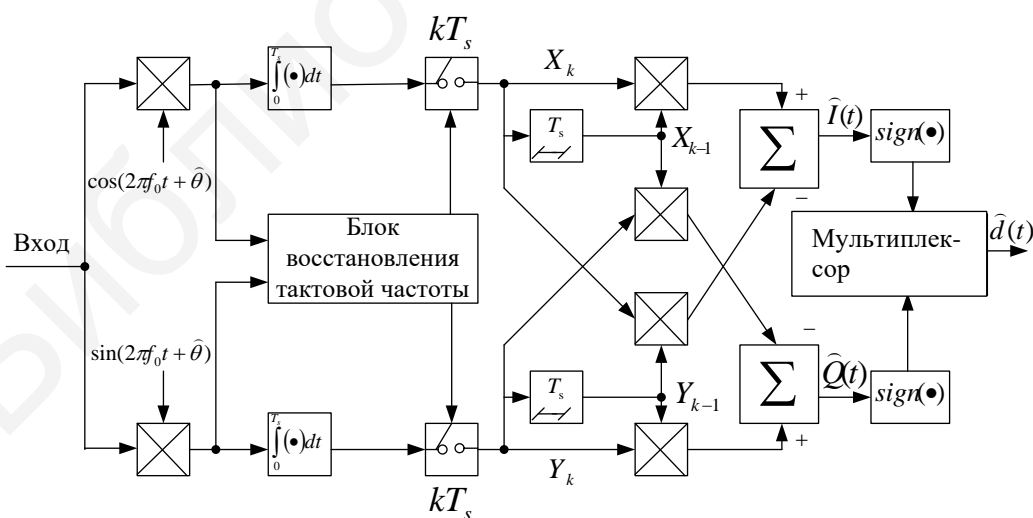


Рисунок 2.42 – Структурная схема некогерентного демодулятора $\frac{\pi}{4}$ -ОКФМ сигналов

3 КВАДРАТУРНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

3.1 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 3.1). Это позволяет увеличить расстояние между соседними сигнальными точками и улучшить помехозащищенность системы связи с КАМ.

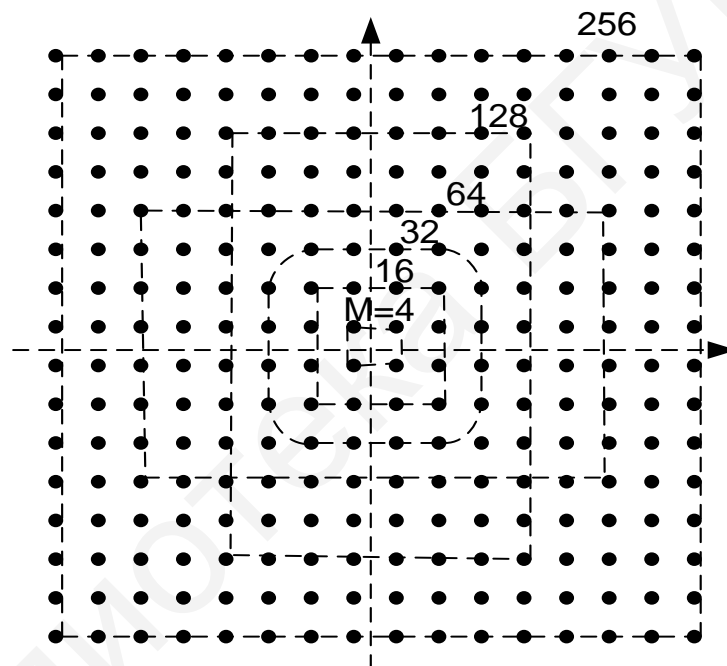


Рисунок 3.1 – Сигнальная диаграмма различных форматов КАМ

Рассмотрим построение цифрового передатчика на примере формирования сигнала формата КАМ-64. Структурная схема модулятора КАМ-64 (рисунок 3.2) незначительно отличается от структурной схемы модулятора ФМ-4. В модуляторе КАМ преобразователи уровней заменены на ЦАП.

Случайный цифровой поток $uw\chi_t$ (рисунок 3.3) поступает на двухбитовый преобразователь последовательного кода в параллельный. На выходах преобразователя формируются четный и нечетный цифровые потоки $ui(td)$ и $uq(td)$.

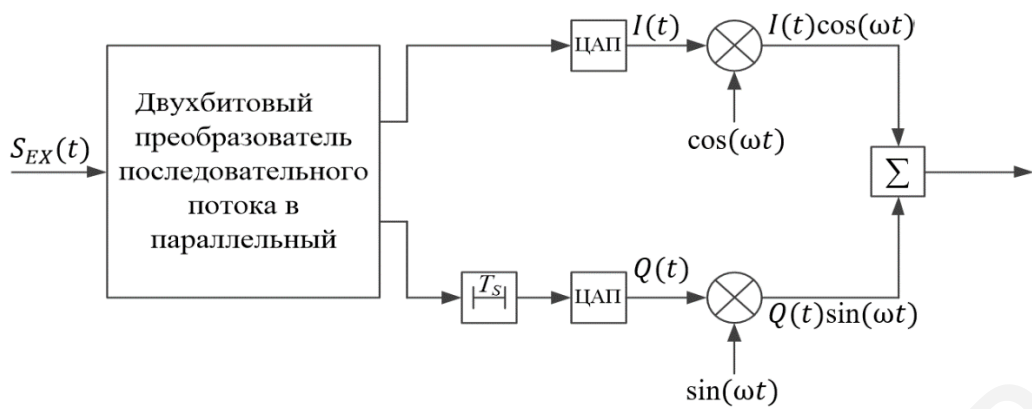
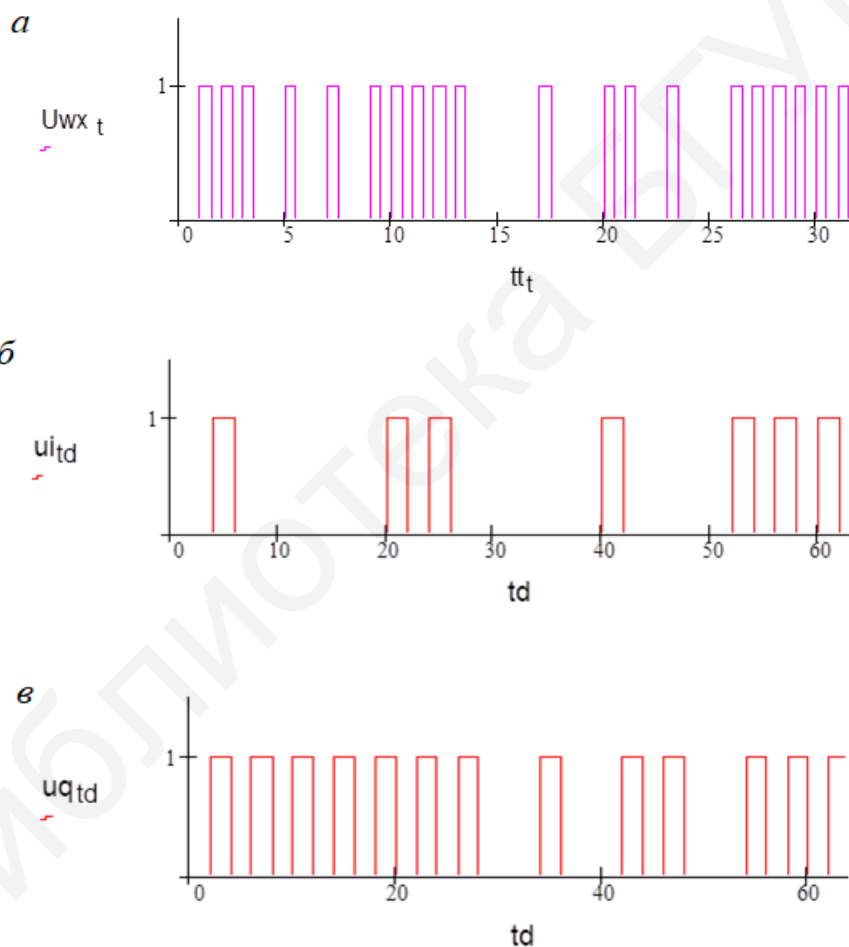


Рисунок 3.2 – Структурная схема формирования КАМ-64

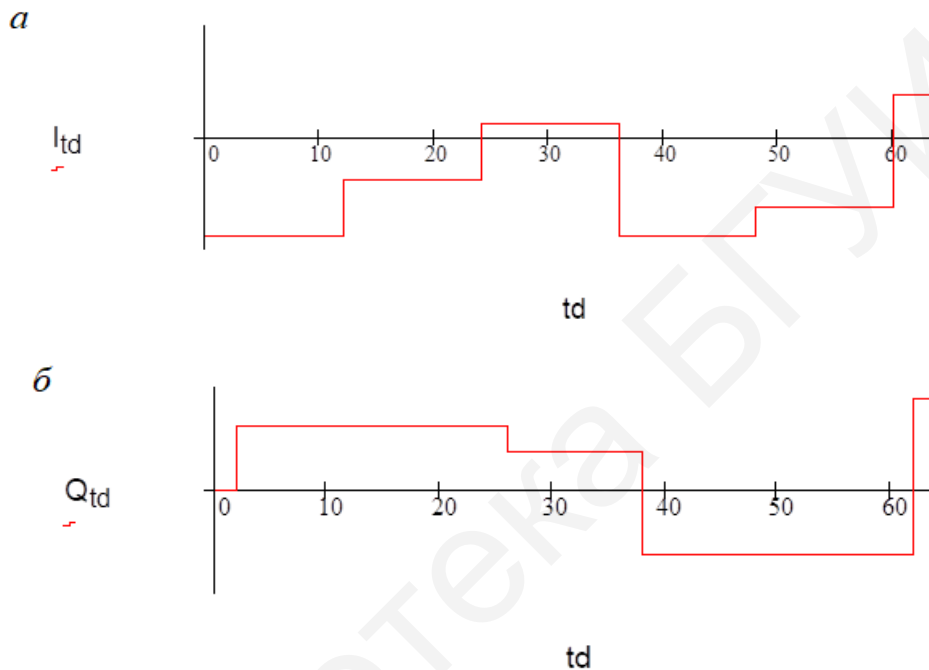


a – случайный входной цифровой поток ($uwx(td)$);
б – четный поток модулятора ($ui(td)$);
в – нечетный поток модулятора ($uq(td)$)

Рисунок 3.3 – Временные зависимости КАМ-64

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 совпадало по времени. Поэтому четный поток задерживается на один интервал (T_s) линией задержки.

На рисунке 3.4 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° .



a – значения вектора $I(t)$; b – значения вектора $Q(t)$

Рисунок 3.4 – Формирование квадратурных составляющих модулятора КАМ-64

В результате суммирования сигналов квадратурных каналов получим $I(t)\cos(\omega t) + Q(t)\sin(\omega t) = U_{kam}(t)$ (рисунок 3.5). Несмотря на то что значения фаз сигналов синфазного и квадратурного каналов изменяются только на 180° , фаза сигнала КАМ имеет 64 значения, которые определяются выражением $V(t) = atan(Q(t)/I(t))$ (рисунок 3.6).

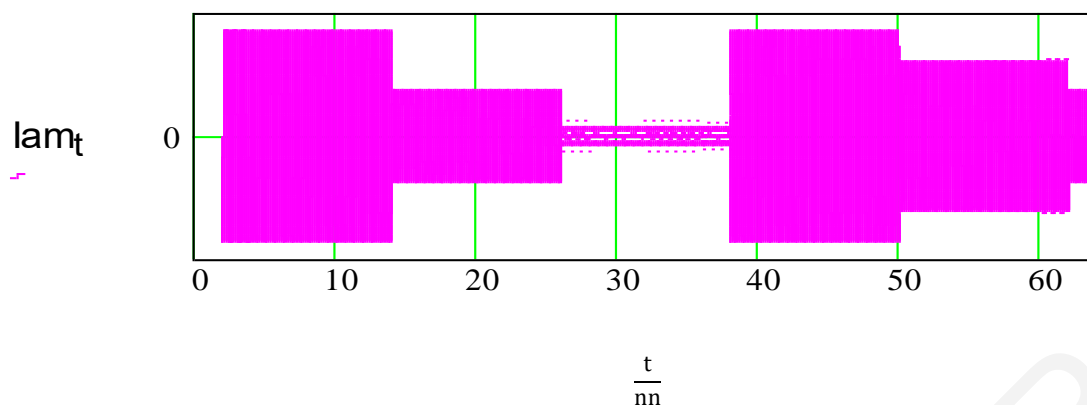


Рисунок 3.5 – Выходной сигнал синфазного канала

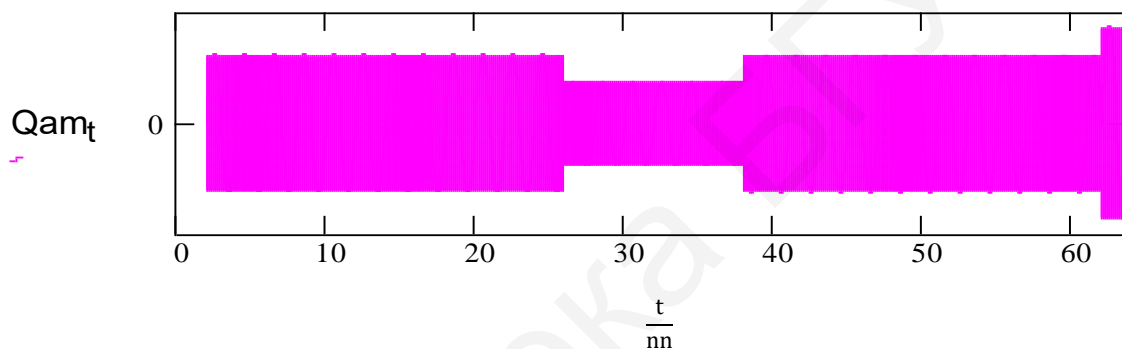
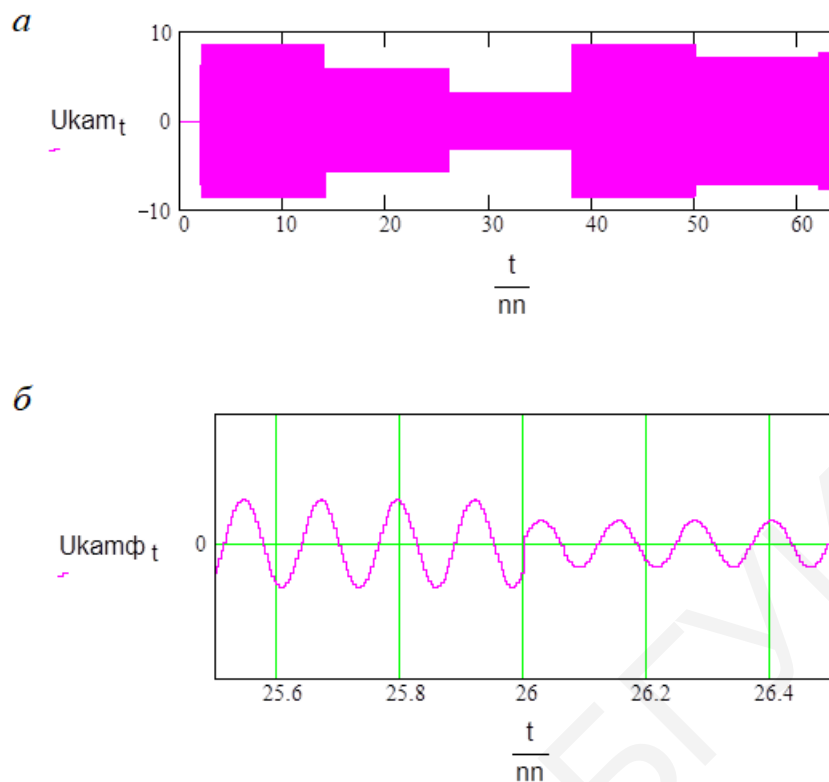


Рисунок 3.6 – Выходной сигнал квадратурного канала

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 $\frac{2\pi}{64} = 0.1$. Для формата КАМ-64 расстояние между соседними векторами равно $\frac{2^{0.5}}{7} = 0.2$. Это означает, что при одинаковых значениях максимальной мощности передающего устройства допустимый уровень помехи по амплитуде при модуляции КАМ-64 (рисунок 3.7, а) в два раза больше (по мощности – в четыре раза), чем для модуляции ФМ-64 (рисунок 3.7, б).



a – временная зависимость выходного сигнала КАМ-64 ($U_{kam}(t)$);
б – фрагмент временной зависимости $U_{kam\phi}(t)$

Рисунок 3.7 – Временные зависимости выходного сигнала КАМ-64 и фрагмента временной зависимости

3.2 Демодулятор квадратурной амплитудной модуляции

Структурная схема демодулятора сигналов с КАМ показана на рисунке 3.8. 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:

$$U_{\text{вх}}D(t) = I(t) \cos(2\pi 2f_c t) + Q(t) \sin(2\pi 2f_c t) + r(t),$$

где $r(t)$ – шумы канала связи.

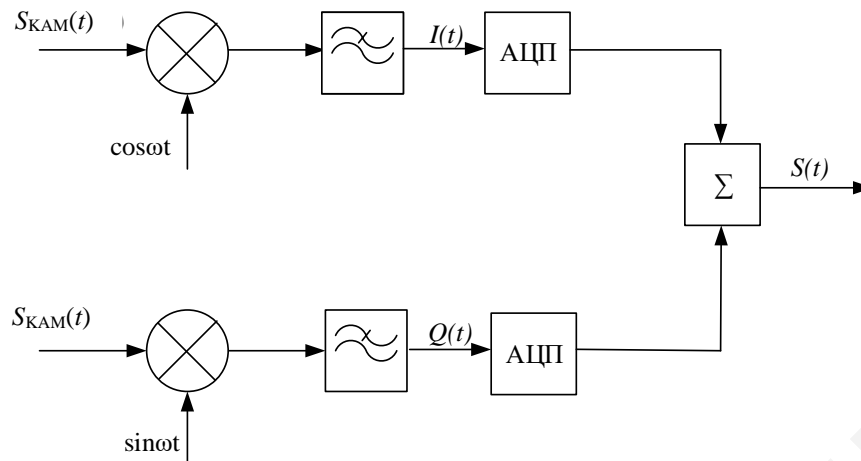


Рисунок 3.8 – Демодулятор КАМ

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 $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$. 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 – интегрирование сигналов, сигнал на выходе ФНЧ равен

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

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

$$U_{\text{ФНЧ}I}(t) = 0.5 I(t) + rI(t),$$

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

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.

Таблица 3.1 – Значение фазы, соответствующее комбинациям символов входного цифрового потока в коде Грея

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

Наличие шумов в канале связи приводит к возникновению ошибок. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум показаны на рисунке 3.9.

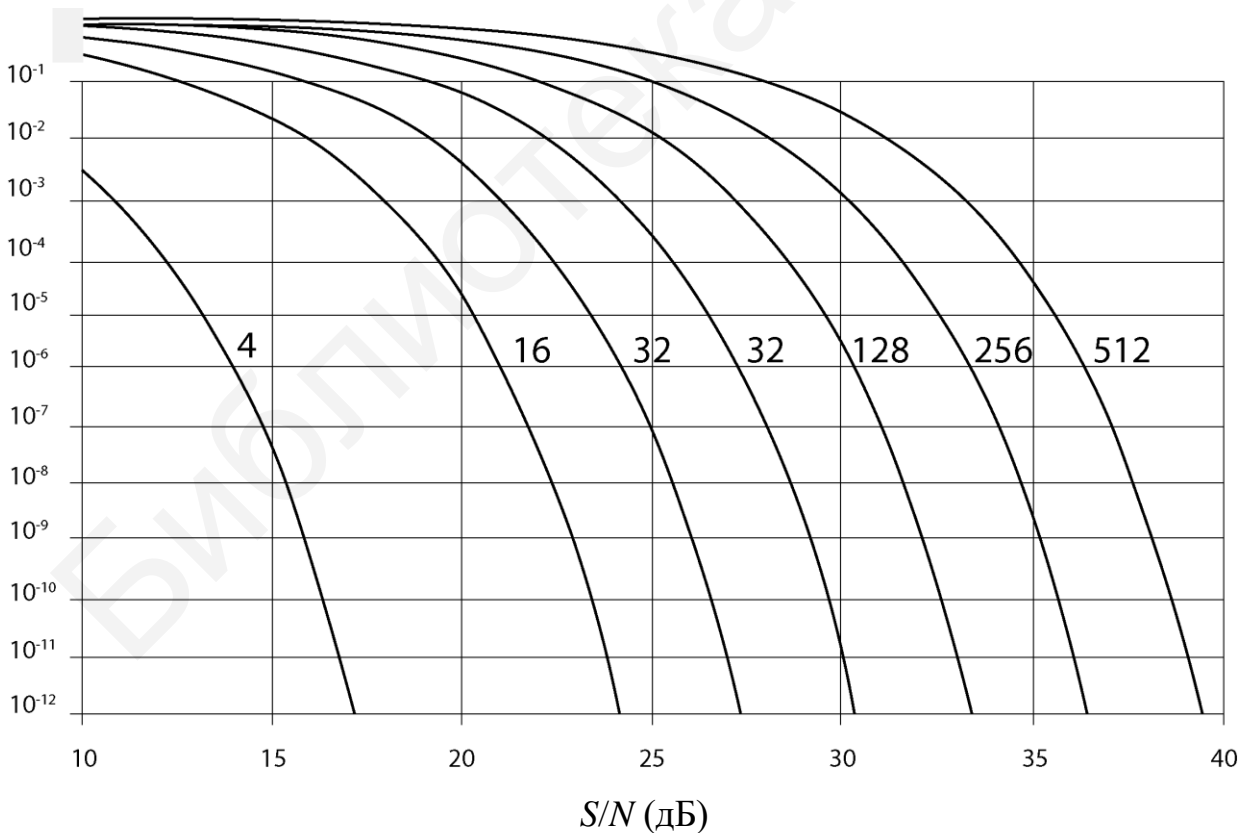


Рисунок 3.9 – Коэффициент ошибок в символах в зависимости от отношения сигнал/шум с числом уровней КМ в качестве параметра

4 ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

4.1 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 бы на окружности с радиусом, равным единице, 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 -60 до -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:

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

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, (см. рисунок 2.7, б). В зависимости от того, каким образом изменения частоты вводятся в передаваемое высокочастотное колебание, получающийся частотно-модулированный сигнал (ЧМ-сигнал) будет иметь либо разрывную, либо непрерывно изменяющуюся мгновенную фазу между двумя соседними битами. В общем случае ЧМ-сигнал можно представить следующим образом:

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

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

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

Очевидный способ формирования ЧМ-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 ЧМ-сигналами с разрывной фазой, которые можно представить следующими выражениями:

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

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

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 ЧМ-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 ЧМ-сигнала при аналоговом модулирующем сигнале, однако в этом случае модулирующий сигнал является

цифровым и принимает всего два возможных значения. Данный радиосигнал можно представить так:

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

На рисунке 4.1 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:

$$M_{\text{ЧМН}} = \frac{(f_{\text{в}} - f_{\text{н}})}{F_c},$$

где $F_c = 1/T_c$ – частота модуляции.

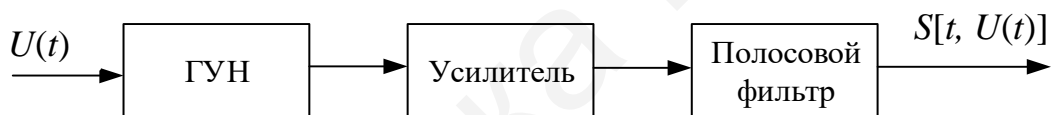


Рисунок 4.1 – Функциональная схема устройства формирования ЧМ-сигнала

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, ухудшению энергетических характеристик системы и созданию помех.

4.2 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 ЧМ-сигнал. Полосовой фильтр ослабляет возможные внеполосные гармонические колебания, которые могут появиться из-за нелинейности динамической характеристики усилителя.

На рисунке 4.2 тонкими линиями изображена фазовая решетка ЧМ-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 $f_v = f_0 + \Delta f$, а отрезки с отрицательным значением производной – несущего колебания. Значение этого смещения определяется скоростью изменения фазы выходного сигнала ($\Delta f = dV/dt$), и может быть обеспечено путем линейной фазовой модуляции.

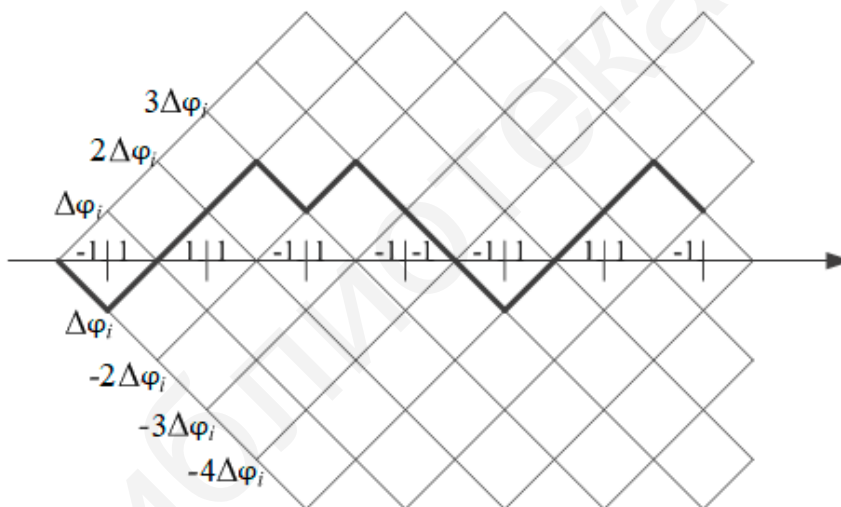


Рисунок 4.2 – Фазовая решетка и фазовая траектория ЧМ-сигнала с непрерывной фазой

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

Частотная модуляция с минимальным частотным сдвигом, схема которой представлена на рисунке 4.3, может трактоваться как квадратурная фазовая модуляция со сдвигом, в которой модулирующие импульсы вместо прямоугольной формы имеют синусоидальную, как показано на рисунке 4.4. В этом случае квадратурные составляющие передаваемого сигнала могут быть представлены следующим образом:

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

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

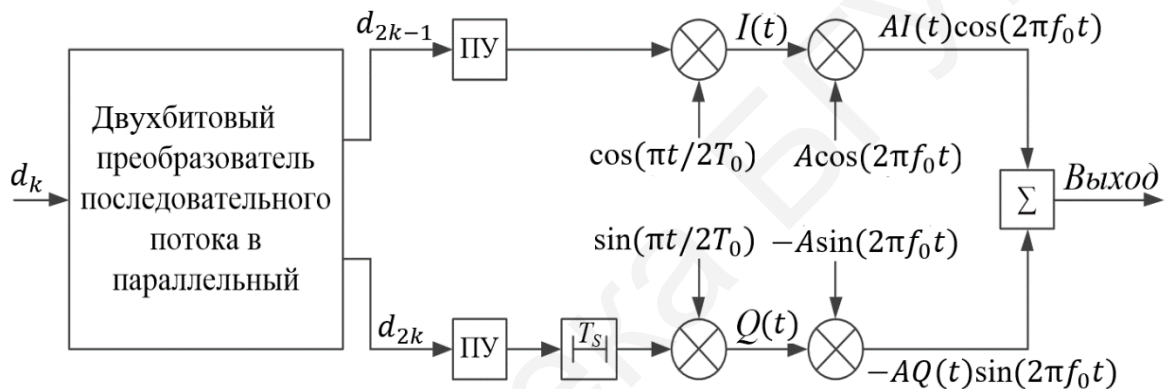
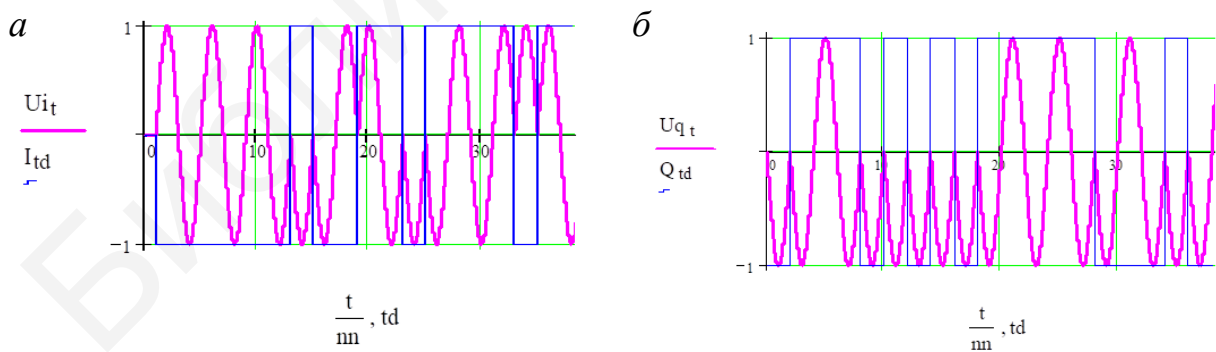


Рисунок 4.3 – Структурная схема частотного модулятора с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом



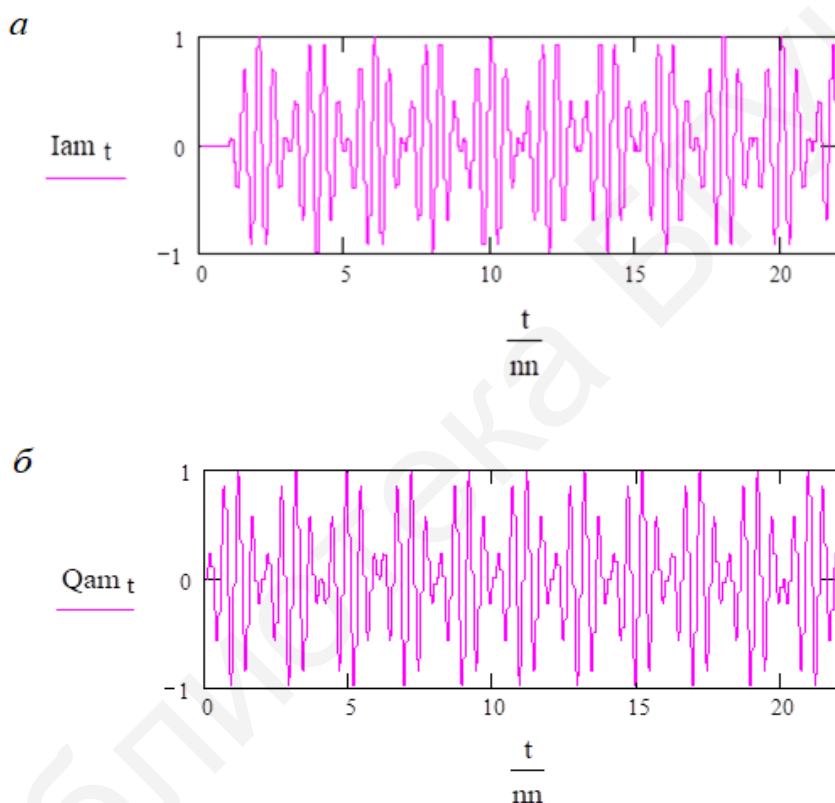
a – синфазный канал; *б* – квадратурный канал

Рисунок 4.4 – Временные составляющие квадратурных сигналов

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 $I(td)$ и $Q(td)$ (рисунок 4.5). Для формирования плавного изменения фазы сигналы $I(td)$ и $Q(td)$ модулируются $\cos(pi/TC)$ и $\sin(pi/TC)$, 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 4.5). В результате их суммирования формируется сигнал с МЧС (рисунок 4.6).

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



а – временная зависимость синфазного потока модулятора МЧС;
б – временная зависимость синфазного потока модулятора МЧС

Рисунок 4.5 – Временные зависимости потоков модулятора МЧС

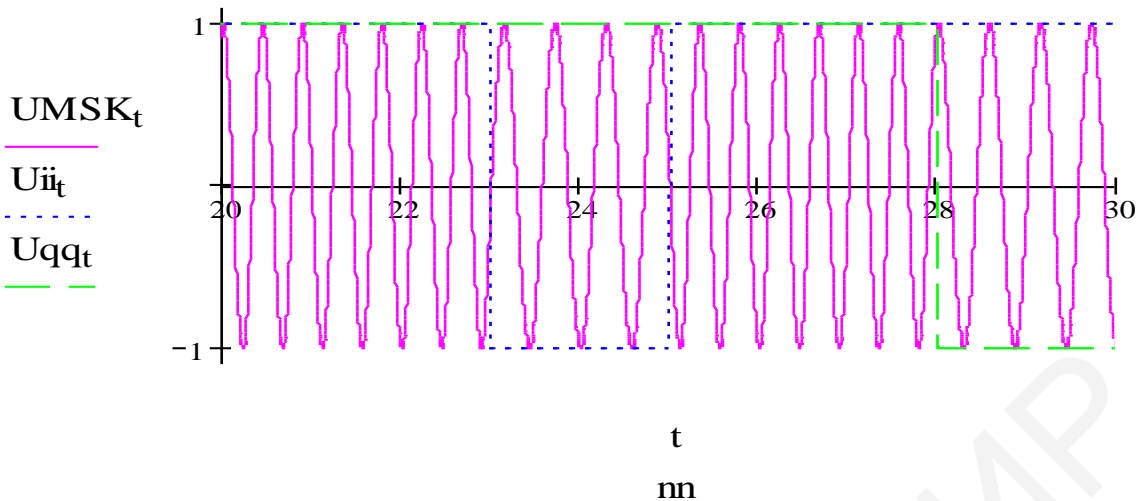


Рисунок 4.6 – Сигнал с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом

Демодуляция МЧС-сигнала может быть осуществлена с помощью когерентного демодулятора, изображенного на рисунке 4.7. 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.

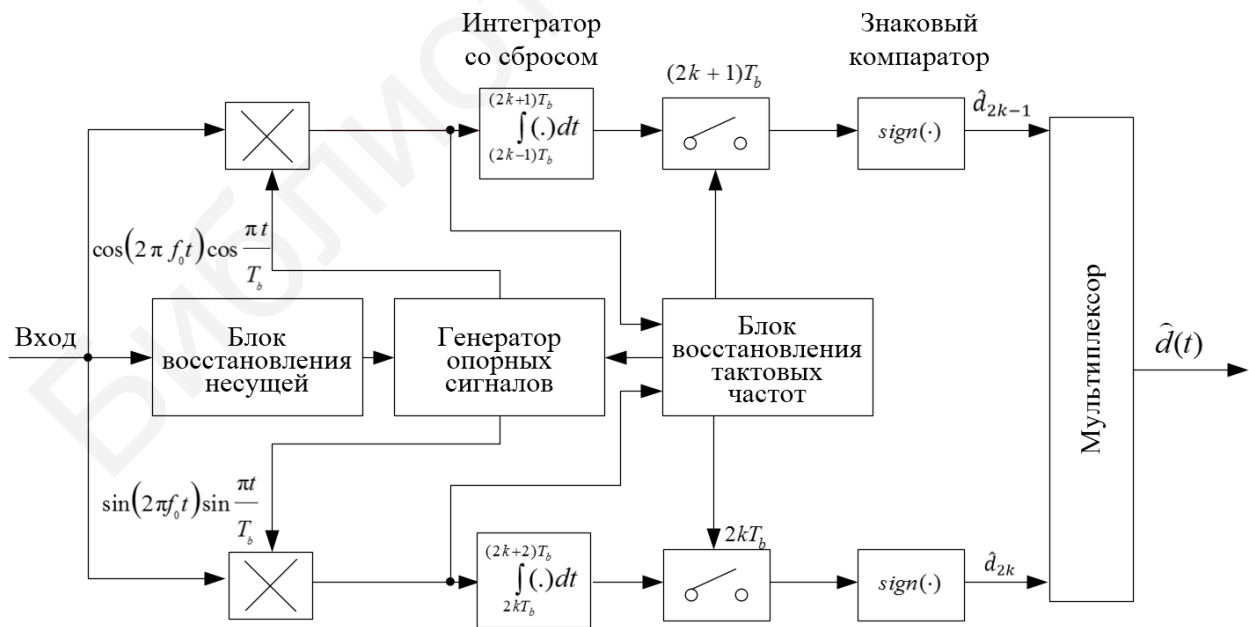


Рисунок 4.7 – Структурная схема когерентного демодулятора МЧС-сигналов

5 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ

5.1 Общая схема цифровой системы связи с расширением спектра

В технологиях радиосвязи наиважнейшую роль играет метод расширения спектра. Данный метод может быть использован для передачи как цифровых, так и аналоговых данных с помощью аналогового сигнала [3].

Изначально метод расширенного спектра создавался для разведывательных и военных целей. Основная идея метода состоит в том, чтобы распределить информационный сигнал по широкой полосе радиодиапазона, что в итоге позволит значительно усложнить подавление или перехват сигнала.

На рисунке 5.1 приведены ключевые элементы системы расширенного спектра. Входной сигнал поступает на каналный кодер, который генерирует аналоговый сигнал со сравнительно узкой полосой, центрированной на определенной частоте. Далее сигнал модулируется с помощью последовательности чисел, именуемой кодом расширения, или расширяющей последовательностью. Обычно, хотя и не всегда, код расширения создается генератором случайных чисел. В результате модуляции полоса передаваемого сигнала значительно расширяется (другими словами, расширяется спектр сигнала). После приема сигнал демодулируется с использованием того же кода расширения. Последний шаг – сигнал подается на каналный декодер для восстановления данных [2].

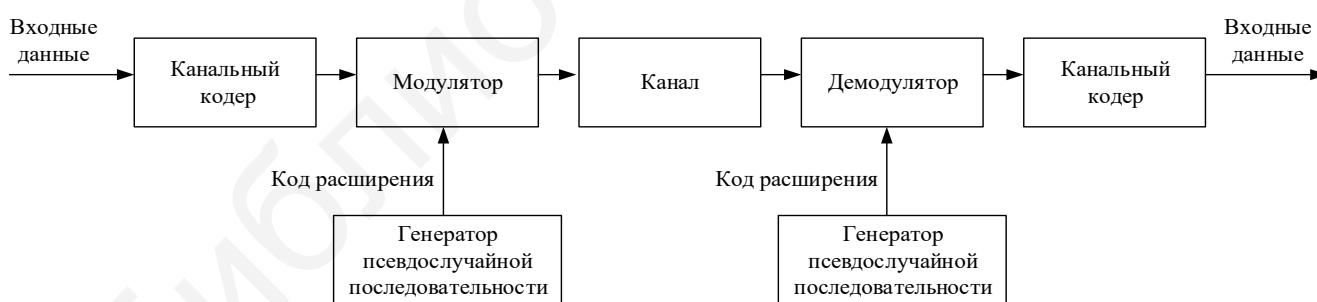


Рисунок 5.1 – Общая схема цифровой системы связи с использованием расширенного спектра

5.2 Расширение спектра скачкообразной частотой

Избыток спектра дает возможность получить следующие преимущества:

- сигнал невосприимчив к различным типам шумов, а также к искажениям, вызванным многолучевым распространением. Впервые расширенный спектр был использован в военных целях благодаря устойчивости расширенного сигнала к попыткам подавления;

- расширенный спектр позволяет скрывать и шифровать сигналы. Восстановить зашифрованные данные сможет только пользователь, которому известен код расширения;

- несколько пользователей могут одновременно использовать одну полосу частот при наименьшей взаимной интерференции. Данное свойство используется в технологии мобильной связи, известной как уплотнение с кодовым разделением (англ. *Code Division Multiplexing – CDM*), или множественный доступ с кодовым разделением (англ. *Code Division Multiple Access – CDMA*).

Самый распространенный тип системы с расширенным спектром – расширение спектра методом прямой последовательности (англ. *Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS*). Структурная схема DSSS изображена на рисунке 5.2.

В системе DSSS спектр цифрового информационного сигнала расширяется путем прямого умножения на псевдослучайную последовательность (ПСП).

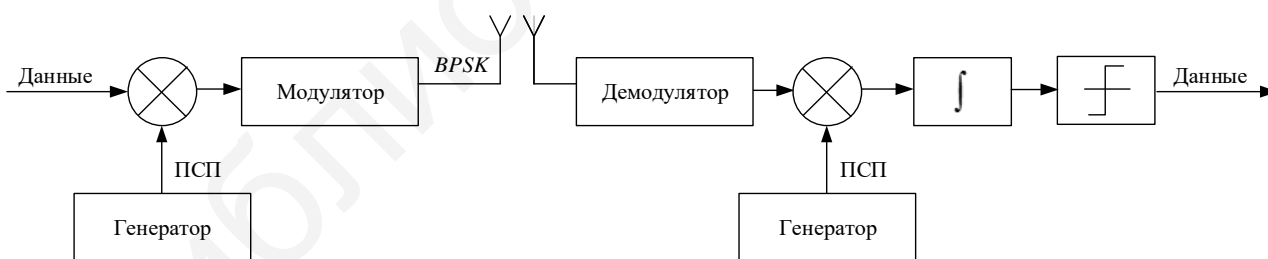


Рисунок 5.2 – Обобщенная структура системы DSSS

Последовательность выбирается таким образом, чтобы стороннему наблюдателю она казалась случайной, т. е. с его точки зрения ее свойства должны быть похожи на свойства шума. Поскольку длительность кодового импульса в M раз меньше длительности информационного бита, то спектр сигнала с представлением информационных битов в виде псевдослучайной последовательности в M раз шире спектра первоначального информационного сигнала [3].

На основании представленной схемы можно сделать вывод о том, что ПСП рассматривается в качестве элементарного сигнала, характеризующего один информационный бит, в то время как та же самая последовательность с обратной полярностью представляет собой логическое отрицание бита.

Рассмотрим преимущества системы *DSSS*. Псевдошумовой сигнал с мощностью, не превышающей уровень шума, очень трудно обнаружить. Для возможности его распознавания приемник должен иметь конкретную псевдослучайную последовательность, используемую в передатчике, и быть с ним синхронизован. Между тем в реальных системах используются псевдослучайные последовательности с периодом от нескольких десятков до многих тысяч битов. Выбор последовательности производится таким образом, чтобы ее автокорреляционная функция была приблизительно равна нулю независимо от временного сдвига между последовательностью и ее сдвинутой копией. Нулевая автокорреляционная функция для любых отличных от нуля временных сдвигов делает систему устойчивой к многолучевому распространению. Сигнал приходит в приемник в виде нескольких сдвинутых во времени копий-реплик. Разности между временными сдвигами обычно больше длительности чипа. Следовательно, приемник синхронизируется с сильнейшей составляющей принятого сигнала. В результате корреляционной обработки все остальные реплики сигнала отбрасываются. Точно так же, благодаря нулевой взаимной корреляции между двумя различными последовательностями отбрасываются сигналы других пользователей.

Из свойств взаимной корреляции используемых псевдослучайных последовательностей можно вывести интересную особенность систем с расширенным спектром. Благодаря тому что корреляционные устройства приемника пропускают только единственную последовательность, один и тот же спектр может разделяться между многими пользователями, применяющими различные псевдослучайные последовательности. Это свойство лежит в основе метода *многостанционного доступа с кодовым разделением каналов*.

Еще одно полезное свойство *DSSS* заключается в том, что благодаря очень низкому уровню мощности своего сигнала они практически не создают помех обычным радиоустройствам (узкополосным большой мощности), так как эти устройства принимают широкополосный сигнал за шум в пределах допустимого. И наоборот, обычные устройства не мешают широкополосным, так как их сигналы большой мощности «шумят» каждый только в своем узком канале и не могут целиком заглушить весь широкополосный сигнал.

Использование широкополосных технологий дает возможность использовать один и тот же участок радиоспектра дважды – обычными узкополосными устройствами и «поверх них» – широкополосными.

Метод *DSSS* используется в сетях стандарта *IEEE 802.11* и *CDMA* для преднамеренного расширения спектра передаваемого импульса [4, 5].

Кратко рассмотрим два других типа систем с расширением спектра.

Как уже упоминалось, если свойства канала изменяются во времени, то может оказаться достаточно сложно обеспечить синхронный прием и особенно реализовать восстановление синхронизации с точностью до доли кодового импульса. В этом случае в системах с расширением спектра используются так называемые *скачки частоты*. Система со скачкообразным изменением частоты (англ. *Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS*) изображена на рисунке 5.3.

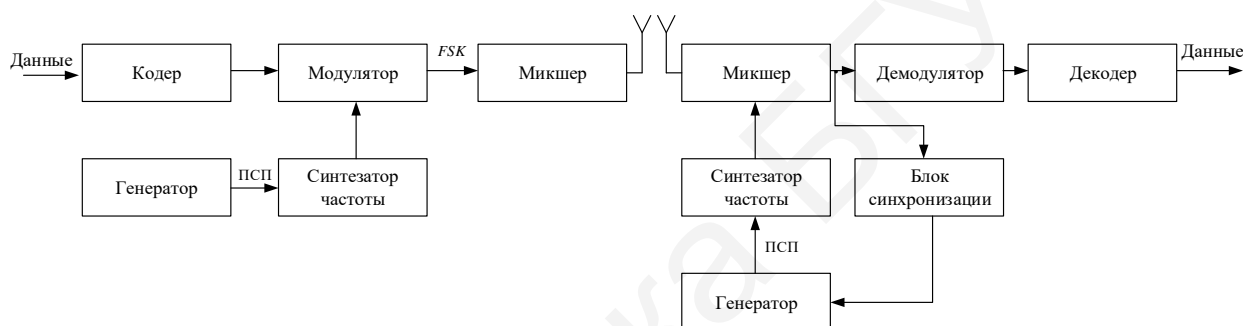


Рисунок 5.3 – Обобщенная структура системы *FSSS*

Биты данных, которые дополнительно могут кодироваться с упреждающей коррекцией ошибок (*FEC*), воздействуют на выход модулятора частотной модуляции (*FSK*). *FSK*-сигнал сдвигается по частоте на интервал, определяемый псевдослучайным генератором, который управляет синтезатором частот. Если синтезатор может сгенерировать $2m - 1$ различных частот, то выходная частота определяется m последовательными битами генератора ПСП. Из-за широкого частотного диапазона генерируемых сигналов очень сложно обеспечить фазовую синхронизацию между несущими, выбираемыми при последовательных скачках. Поэтому в приемнике используется некогерентный *FSK*-демодулятор. Обратим внимание на то, что скачки частоты происходят много раз за период трансляции одного информационного бита. Период *FSK*-модуляции T_b разделен на множество коротких временных интервалов T_h , называемых *временем скачка*. В этом случае говорят о *быстром скачкообразном изменении частоты*. На рисунке 5.4 изображена схема работы с $T_b = 8T_h$, при которой изменение частоты несущей происходит в процессе обработки каждого

информационного блока только один раз. Такая система реализует так называемое *медленное скачкообразное изменение частоты*.

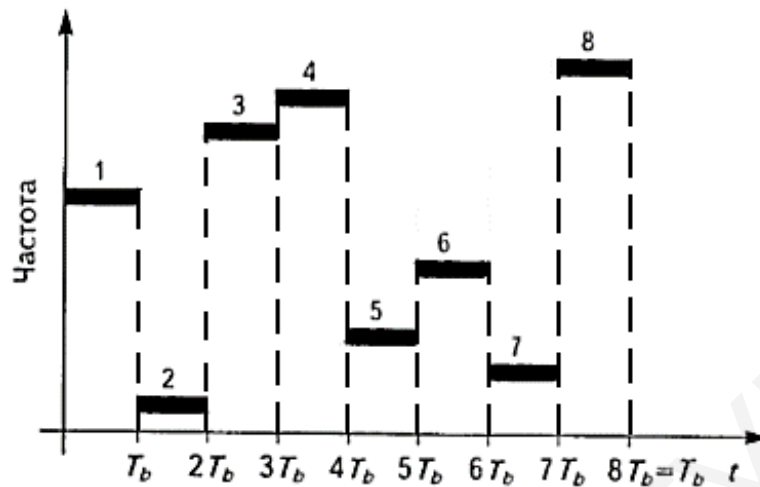


Рисунок 5.4 – Иллюстрация скачкообразного изменения частоты в системе *FHSS*

Методы *FSSS* часто применяются в военных системах. Они обладают устойчивостью к преднамеренному глушению, поскольку каждая несущая частота используется очень короткий промежуток времени, что не позволяет передатчику преднамеренных помех настроиться на эту частоту. Использование медленного скачкообразного изменения частоты совместно с *FEC*-кодированием позволяет многим пользователям разделять общий спектр. Этот метод может быть применен для увеличения производительности сотовых систем.

Третий тип – системы *расширения спектра с псевдослучайной перестройкой во времени* (англ. *Time Hopping Spread Spectrum – THSS*). В такой системе период передачи информационного бита разделен на M_T тактов (временных слотов). Генератор ПСП определяет номер временного слота для передачи информационного сигнала. Характерной чертой такой системы является ее пакетная природа. Сигнал передается в течение части периода передачи информации $1/M_T$. Однако такое количество тактов создает серьезные проблемы с синхронизацией, решить которые намного сложнее, чем проблемы с синхронизацией в системе *DSSS*. Для обеспечения равномерной передачи информации по системе *THSS* передатчик и приемник должны быть оснащены буферами памяти.

Синтезатор частот генерирует последовательность тонов, частота которых изменяется через равные промежутки времени. Переходы в наборе 2^k частот определяются k битами псевдослучайного кода. Будем считать время передачи

на одной частоте равным времени передачи одного бита, также будем пренебрегать фазовой разницей между информационным сигналом $s_d(t)$ и сигналом расширения $c(t)$. Результирующий сигнал во время i -го интервала передачи (передачи i -го бита) можно выразить в следующем виде:

$$p(t) = s_d \cdot c(t) = A \cdot \cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f)t) \cdot \cos(2\pi f_i t),$$

где f_i – частота сигнала, сгенерированного синтезатором частот во время i -го интервала передачи.

Используя тригонометрическое равенство $\cos(x) \cdot \cos(y) = (1/2) \cdot (\cos(x + y) + \cos(x - y))$, получим следующее:

$$p(t) = 0.5 A \cdot [\cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f + f_i)t) + \cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f - f_i)t)].$$

Полосовой фильтр позволяет отсеять разность частот, пропуская только их сумму. Полученный сигнал *FHSS* может быть записан в таком виде:

$$s(t) = 0.5 A \cdot \cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f + f_i)t).$$

Итак, частота информационного сигнала в течение i -го интервала передачи равна $f_0 + f_i$, если значение бита -1 , и $f_0 + f_i + \Delta f$ при значении $+1$.

Приемник получит сигнал, описываемый только что определенной функцией $s(t)$. Умножение полученного сигнала на копию сигнала расширения дает в результате следующее:

$$p(t) = s(t) \cdot c(t) = 0.5A \cdot \cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f + f_i)t) \times \cos(2\pi f_i t).$$

Снова используя тригонометрическое равенство, получим такой результат:

$$p(t) = s(t) \cdot c(t) = 0.25A \cdot [\cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f + f_i + f_i)t) + \cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f)t)].$$

Для отсеивания разности частот используется полосовой фильтр, в результате получается сигнал, который описывается функцией $s_d(t)$, определенной в формуле

$$0.25A \cdot \cos(2\pi(f_0 + 0.5(b_i + 1)\Delta f)t).$$

5.3 Многочастотная модуляция

С технологией *FHSS* часто используется многочастотная модуляция (англ. *Multiple Frequency Shift Keying – MFSK*). Схема *MFSK* предусматривает использование $M = 2^L$ различных частот для кодирования входного цифрового сигнала по L битов за такт. Передаваемый сигнал описывается следующей функцией:

$$s_i(t) = a \cdot \cos(2\pi f_i t), 1 \leq i \leq M,$$

где $f_i = f_c + (2i - 1 - M) f_d$;

f_c – частота несущей;

f_d – разностная частота;

M – количество различных сигнальных посылок, $M = 2^L$;

L – число битов на сигнальную посылку.

В схеме *FHSS* частота сигнала *MFSK* меняется с периодичностью T_c секунд. Перестройка частоты производится путем модулирования сигнала *MFSK* несущей *FHSS*. В результате сигнал *MFSK* передается по соответствующему каналу *FHSS*. При скорости передачи данных R время передачи одного бита составляет $T = 1/R$ с. Время, необходимое для передачи сигнальной посылки, равно $T_s = LT$. Если T_c больше или равно T_s , модуляцию с расширением спектра принято называть расширением спектра с медленной скачкообразной перестройкой частоты, в противном случае говорят о быстрой перестройке частоты¹. Подытожим:

- расширение спектра с медленной перестройкой частоты – $T_c \geq T_s$;
- расширение спектра с быстрой перестройкой частоты – $T_c < T_s$.

На рисунке 5.5 приведен пример медленной схемы *FHSS* с использованием сигнала *MFSK*. Здесь $M = 4$, т. е. для кодирования каждого двух битов входных данных за такт используется четыре разных частоты. Каждая сигнальная посылка является дискретным частотным тоном. Полная ширина полосы *MFSK* составляет $W_d = M f_d$. В данном примере использовалась схема *FHSS* с $k = 2$. Следовательно, всего использовано $4 = 2^k$ различных каналов, ширина полосы каждого из которых равна W_d . Полная ширина полосы *FHSS* равна $W_s = 2^k W_d$. Для выбора одного из четырех каналов используется по два бита псевдослучайной последовательности. Выбранный канал используется на протяжении времени передачи двух сигнальных посылок, или четырех битов ($T_c = 2T_s = 4T$).

¹ Некоторые авторы используют иную классификацию, например, [PICK82]: несколько скачков при передаче одного бита называются быстрой перестройкой частоты; передача нескольких битов на одной частоте – медленной перестройкой; передача одного бита на одной частоте не относится ни к одной из категорий. В данном учебно-методическом пособии использовано более общее определение, в котором фигурируют сигнальные посылки, а не биты данных.

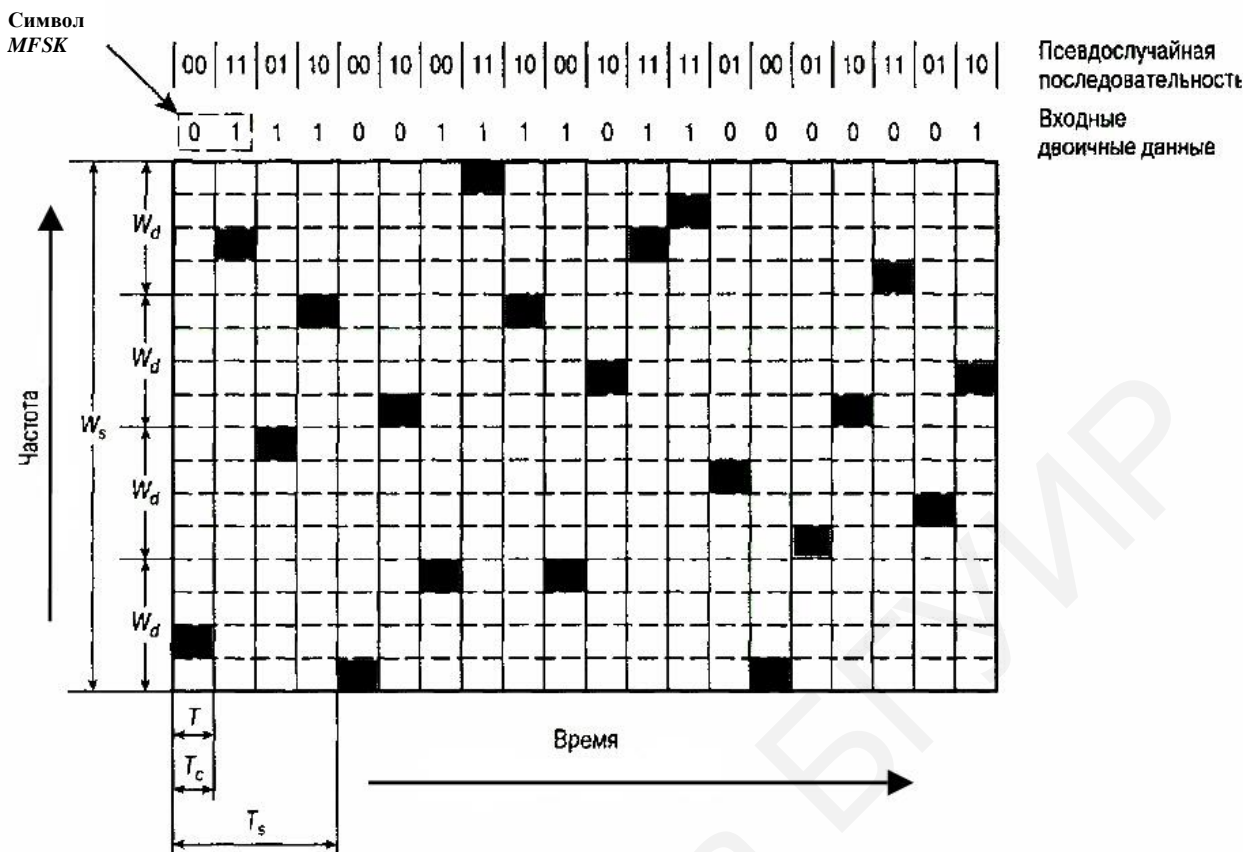


Рисунок 5.6 – Расширение спектра с быстрой перестройкой частоты (модуляция *MFSK*, $M = 4$, $k = 2$)

5.4 Расширение спектра методом прямой последовательности

При расширении спектра методом прямой последовательности (англ. *Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS*) после обработки исходного сигнала кодом расширения каждому исходному биту ставится в соответствие несколько битов передаваемого сигнала. Степень расширения спектра прямо пропорциональна количеству битов кода. Другими словами, десятибитовый код расширяет полосу частот сигнала в десять раз больше, чем однобитовый код.

Один из методов применения *DSSS* – комбинирование цифрового информационного потока и битовой последовательности кода расширения с использованием исключающего ИЛИ. Операция исключающего ИЛИ выполняется согласно следующим правилам:

$$0 \oplus 0 = 0; \quad 0 \oplus 1 = 1; \quad 1 \oplus 0 = 1; \quad 1 \oplus 1 = 0.$$

Отметим, что бит данных, равный единице, инвертирует биты кода; если же бит данных равен нулю, биты кода расширения передаются без изменений. Комбинация двух последовательностей битов имеет такую же скорость передачи, как и последовательность кода расширения. Следовательно, полоса

комбинированной последовательности больше полосы последовательности данных. В данном примере скорость передачи последовательности битов кода в четыре раза превышает аналогичный параметр для битов данных.

Рассмотрим использование схемы *DSSS* на практике, предполагая применение модуляции *BPSK*. Для обозначения двоичных данных удобнее будет использовать не нуль и единицу, а +1 и -1 соответственно. Сигнал *BPSK* можно описать следующей формулой:

$$s_d(t) = Ad(t) \cdot \cos(2\pi f_c t),$$

где A – амплитуда сигнала;

f_c – несущая частота;

$d(t)$ – дискретная функция, принимающая значение +1, если соответствующий бит потока данных равен 1, и -1, когда бит данных равен 0.

Чтобы получить сигнал *DSSS*, необходимо умножить $s_d(t)$ на функцию $c(t)$, которая соответствует псевдослучайной последовательности и принимает значения -1 и +1:

$$s(t) = Ad(t) \cdot c(t) \cdot \cos(2\pi f_c t).$$

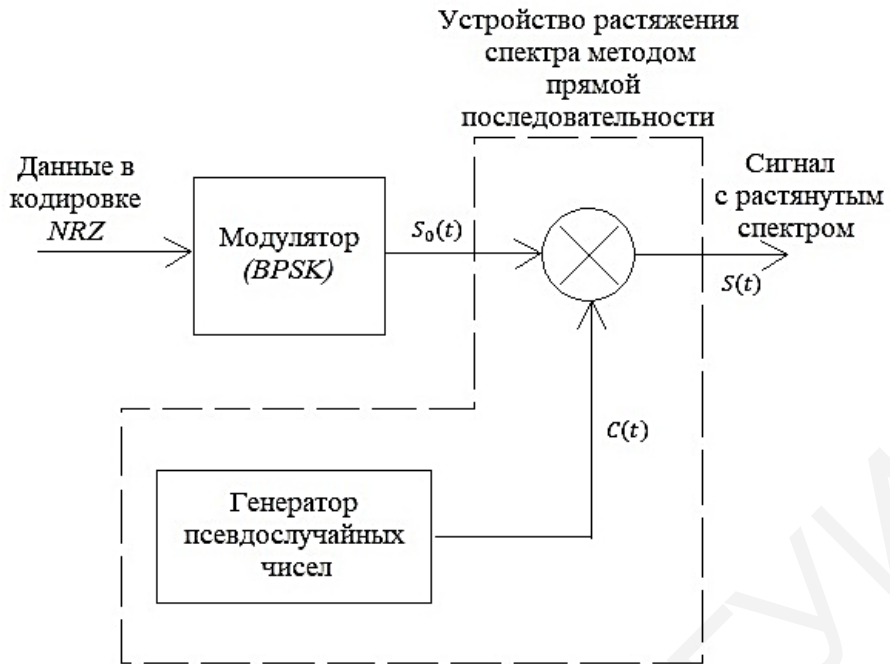
При поступлении сигнала на приемник он еще раз умножается на $c(t)$. Так как $c(t) \cdot c(t) = 1$, в результате умножения будет восстановлен исходный сигнал:

$$s(t)c(t) = Ad(t)c(t)c(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) = s_d(t).$$

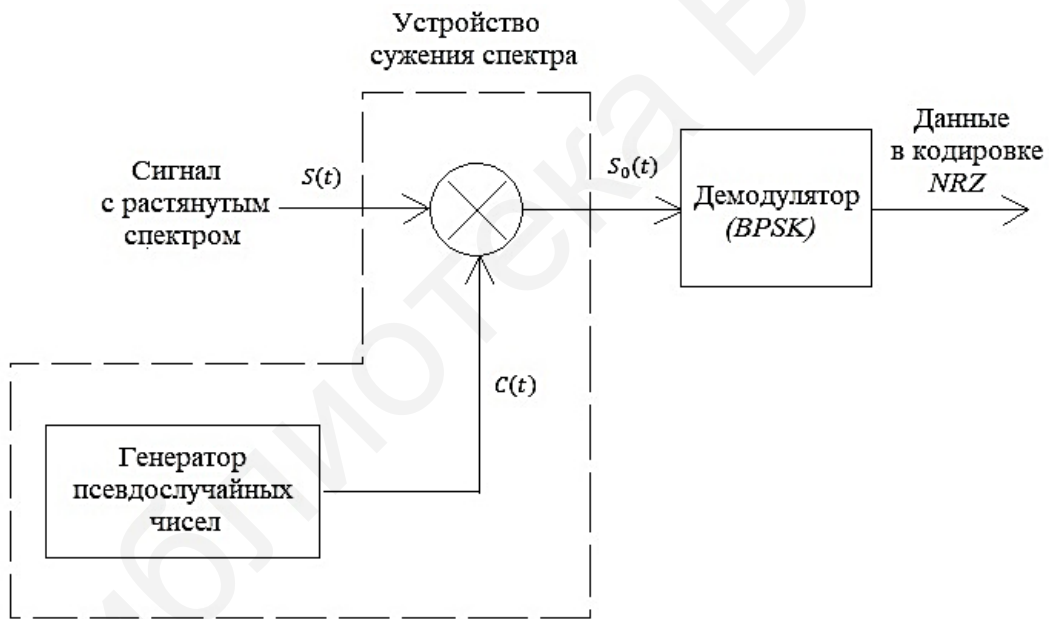
Исходный сигнал можно интерпретировать двояко, откуда следуют две реализации описанного метода. Первая интерпретация – умножение $c(t)$ на $d(t)$ с последующим применением модуляции *BPSK*. Можно также использовать альтернативный подход – модуляцию по схеме *BPSK* потока данных $d(t)$ с последующим умножением полученной функции $s_d(t)$ на $c(t)$.

Реализация второй трактовки приведена на рисунке 5.7. Пример использования такого подхода изображен на рисунке 5.8.

а

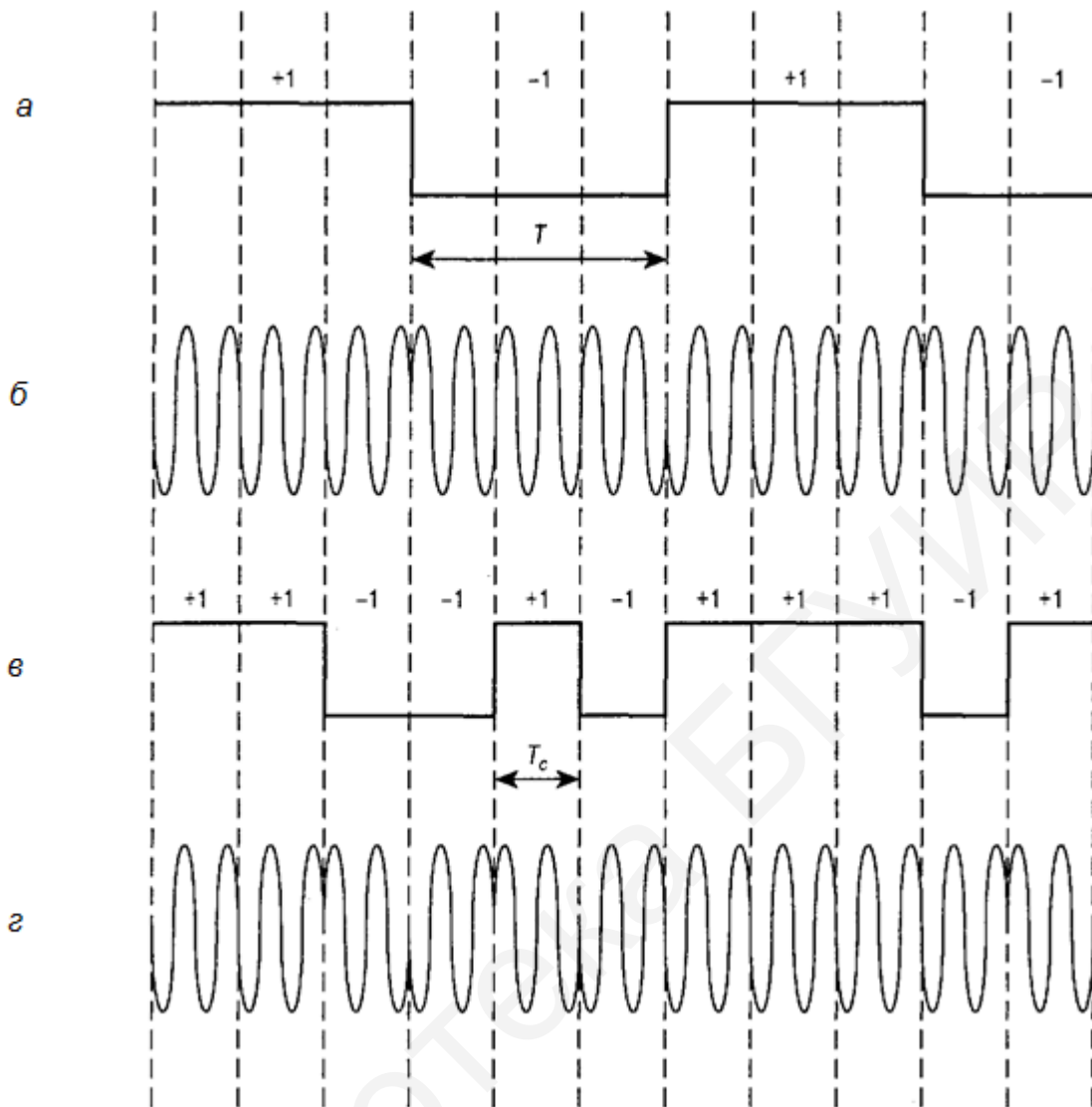


б



а – передатчик; б – приемник

Рисунок 5.7 – Система расширения спектра методом прямой последовательности



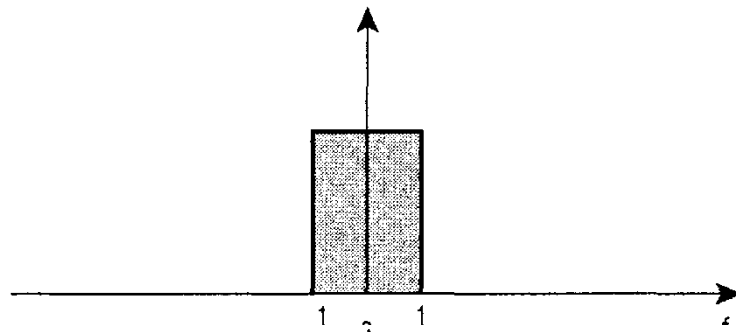
a – данные; b – $s_d(t)$; $в$ – $c(t)$ – расширяющий код; $г$ – $s_t(t)$

Рисунок 5.8 – Пример системы расширения спектра методом прямой последовательности (модуляция *BPSK*)

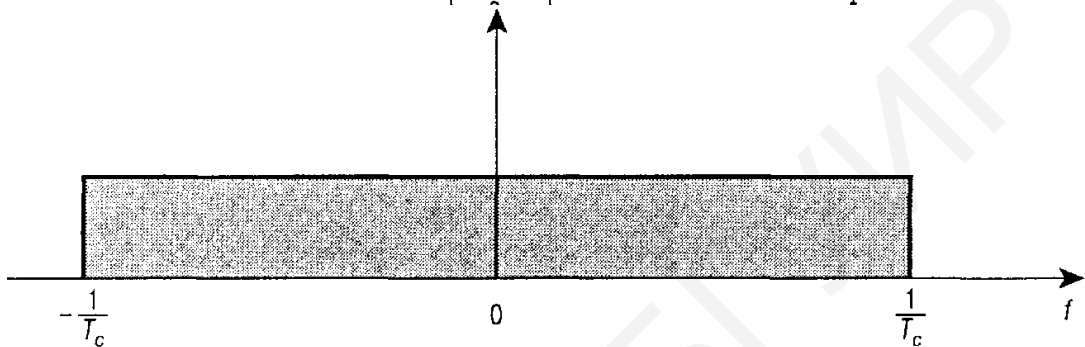
На рисунке 5.9 представлены спектры формирования сигнала методом прямой последовательности *DSSS*.

a

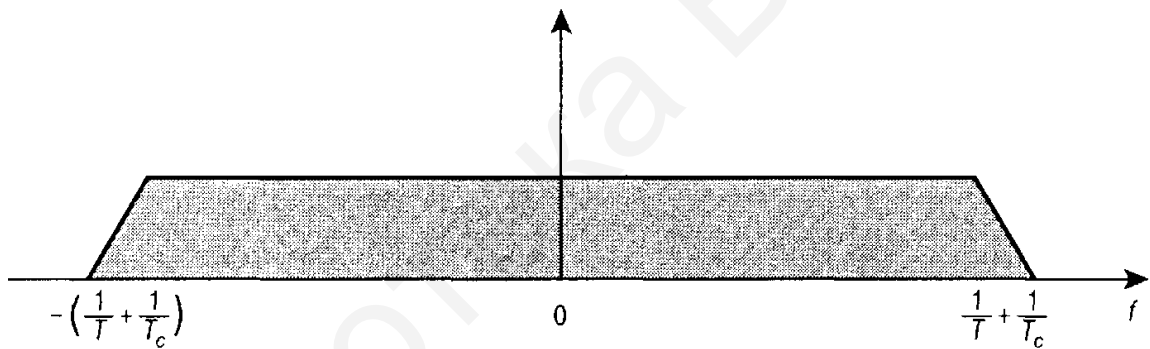
Энергия сигнала



б



в



a – спектр информационного сигнала; *б* – спектр псевдослучайной последовательности; *в* – спектр сигнала *DSSS*

Рисунок 5.9 – Спектры формирования сигнала методом прямой последовательности *DSSS*

Полученный сигнал можно представить так:

$$s_r(t) = s(t) + s_j(t) + n(t),$$

где $s(t)$ – переданный сигнал;
 $s_j(t)$ – сигнал намеренных помех;
 $n(t)$ – аддитивный белый шум;
 S_j – мощность сигнала помех.

Устройство сужения спектра в приемнике умножает $s_r(t)$ на $c(t)$. Компонент сигнала, соответствующий намеренным помехам, можно записать в следующем виде:

$$y_j(t) = \sqrt{2S_j}c(t) \cos(2\pi f_c t).$$

Таким образом, имеем простое применение модуляции *BPSK* к несущему тону. Следовательно, мощность несущей S_j распределена в полосе, ширина которой приблизительно равна $2/T_c$. В то же время демодулятор *BPSK*, следующий за устройством сужения спектра, включает полосовой фильтр с шириной полосы $2/T$, который согласован с данными *BPSK*. Значит, большая часть мощности помех отфильтровывается. Хотя строго следует учитывать влияние множества факторов, мощность намеренных помех, которые не были отсеяны полосовым фильтром, можно записать приблизительно:

$$S_i F = \frac{S_i \left(\frac{2}{T}\right)}{\frac{2}{T_c}} = S_i \left(\frac{T_c}{T}\right).$$

Таким образом, использование расширенного спектра снизило мощность намеренных помех в T_c/T раз. Величина, обратная данному коэффициенту, выражает выигрыш в отношении сигнал/шум:

$$G_p = \frac{T_c}{T} = \frac{R_c}{R} \approx \frac{W_s}{W_d},$$

где R_c – скорость передачи данных кода расширения;

R – скорость передачи данных;

W_s – ширина полосы сигнала;

W_d – ширина полосы сигнала расширенного спектра.

5.5 Основные принципы *CDMA*

Множественный доступ с кодовым разделением является одним из методов уплотнения с использованием расширенного спектра. Рассмотрение принципов работы *CDMA* начнем с информационного сигнала со скоростью передачи D . В соответствии со схемой, индивидуальной для каждого пользователя и именуемой пользовательским кодом, каждый бит данных разбивается на k **элементарных сигналов**. Канал, используемый для передачи данных, характеризуется скоростью передачи kD элементарных сигналов в секунду. Рассмотрим в качестве примера вариант $k = 6^2$. Для простоты код будем рассматривать как последовательность значений 1 и -1 . На рисунке 5.10

изображены коды трех пользователей (A, B, C), каждый из которых использует в процессе связи приемник базовой станции R . Код пользователя A имеет вид

$$c_A = \langle 1, -1, -1, 1, -1, 1 \rangle.$$

Для пользователей B и C коды равны, соответственно,

$$c_B = \langle 1, 1, -1, -1, 1, 1 \rangle \text{ и } c_C = \langle 1, 1, -1, 1, 1, -1 \rangle.$$

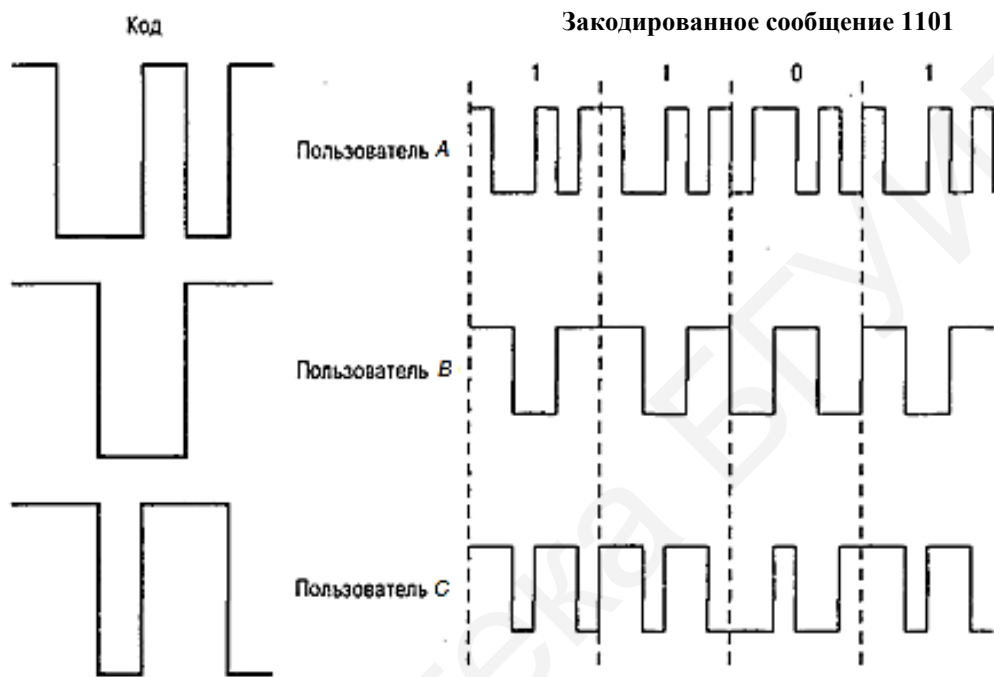


Рисунок 5.10 – Пример *CDMA*

Рассмотрим процесс связи пользователя A с базовой станцией. Предполагается, что базовой станции известен код A . Для простоты будем считать, что процесс связи является синхронизированным, т. е. что базовой станции известны моменты времени, в которые следует ожидать код. Для передачи одного бита информации A передает свой код в виде последовательности элементарных сигналов $\langle 1, -1, -1, 1, -1, 1 \rangle$. Если передаваемый бит является нулем, пользователь передает код-дополнение (1 заменяется -1 , и наоборот) $\langle -1, 1, 1, -1, 1, -1 \rangle$. Приемник базовой станции декодирует последовательности элементарных сигналов. В нашем примере для декодирования полученной последовательности элементарных сигналов $d = \langle d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6 \rangle$ приемник R использует следующую функцию (предполагается, что необходимо установить связь с пользователем u , код которого $\langle c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6 \rangle$ известен приемнику):

$$S_u(d) = d_1c_1 + d_2c_2 + d_3c_3 + d_4c_4 + d_5c_5 + d_6c_6.$$

Индекс u в $S_u(d)$ означает, что нас интересует пользователь u . Применим эту формулу для пользователя A (см. рисунок 5.10). Если A пересылает бит со значением 1, тогда последовательность d равна $\langle 1, -1, -1, 1, -1, 1 \rangle$. Подставив соответствующие значения, получим выражение для $S_A(d)$:

$$S_A(1, -1, -1, 1, -1, 1) = 1 \cdot 1 + (-1) \cdot (-1) + (-1) \cdot (-1) + 1 \cdot 1 + (-1) \cdot (-1) + 1 \cdot 1 = 6.$$

Если пользователь A пересылает бит со значением 0 ($d = \langle -1, 1, 1, -1, 1, -1 \rangle$), выражение изменится следующим образом:

$$S_A(-1, 1, 1, -1, 1, -1) = (-1) \cdot 1 + 1 \cdot (-1) + 1 \cdot (-1) + (-1) \cdot 1 + 1 \cdot (-1) + (-1) \cdot 1 = -6.$$

Обратите внимание, что независимо от структуры передаваемой последовательности d , состоящей из 1 и -1 , всегда выполняется неравенство $-6 \leq S_A(d) \leq 6$. Максимальные значения 6 и -6 соответствуют прямому и дополнительному кодам пользователя A . Таким образом, если значение S_A равно 6, это означает, что от пользователя A получен бит, равный 1. При S_A , равном -6 , считается, что пользователь A передает бит со значением 0. Все прочие значения S_A соответствуют либо сеансам передачи других пользователей, либо ошибке. Итак, в чем смысл приведенного примера? Ответ на вопрос очевиден, если рассмотреть декодирование сигнала пользователя B с помощью кода S_A (т. е. декодирование производится посредством неправильного кода). Если пользователь B пересылает бит 1, последовательность d равна $\langle 1, 1, -1, -1, 1, 1 \rangle$. Тогда

$$S_A(1, 1, -1, -1, 1, 1) = (-1) \cdot 1 + (-1) \cdot (-1) + 1 \cdot (-1) + 1 \cdot 1 + (-1) \cdot (-1) + (-1) \cdot 1 = 0.$$

Таким образом, нежелательный сигнал пользователя B не виден вообще. Легко проверить, что если B будет пересылать бит со значением 0, декодер снова даст результат $S_A = 0$. Если пользователи A и B одновременно передают сигналы s_A и s_B соответственно, а декодер приемника является линейным, то имеет место равенство $S_A(s_A + s_B) = S_A(s_B) + S_A(s_A) = S_A(s_A)$. Равенство справедливо, поскольку при использовании кода A декодер попросту игнорирует сигналы пользователя B . Коды пользователей A и B , для которых выполняется условие $S_A(s_B) = S_B(s_A) = 0$, называются *ортогональными*. Такие коды достаточно удобно использовать, однако на практике достичь полной ортогональности сложно. В большинстве случаев при $X \neq Y$ абсолютное значение $S_X(s_Y)$ мало, но не равно нулю. Таким образом, легко различить варианты $X \neq Y$ и $X = Y$. В нашем примере $S_A(s_C) = S_C(s_A) = 0$, а $S_B(s_C) = S_C(s_B) = 2$. В последнем случае сигнал пользователя C не будет полностью отфильтрован декодером и внесет незначительный вклад в декодированный сигнал. С помощью декодера S_u приемник может выделить

сигнал, переданный u , даже если в рассматриваемой ячейке одновременно передают собственные сигналы еще несколько пользователей.

На практике приемник *CDMA* способен либо полностью отфильтровать побочные сигналы пользователей, либо вклад таких сигналов выражается в шуме незначительной мощности. В то же время система связи может выйти из строя, если одновременно с пользователем, сигнал которого пытается получить приемник, доступ к тому же каналу пытается получить множество других пользователей или если один либо несколько мешающих сигналов имеют слишком большую мощность (например, из-за нахождения пользователя близко к приемнику), что называется «проблемой расположения» (англ. *near/far problem*).

5.5 Коды Уолша

Код Уолша (англ. *Walsh Code*) – наиболее распространенный ортогональный код, используемый в системах *CDMA*. Набор кодов Уолша длиной n состоит из n строк матрицы Уолша $n \times n$. Матрица определяется следующим рекуррентным выражением:

$$W_i = 0, \quad W_{2n} \left(W_n \quad \overline{W_n} \right),$$

где n – размерность матрицы;

верхняя черта соответствует применению логического НЕ к битам матрицы.

Для матриц Уолша справедливо следующее: каждая строка ортогональна любой другой строке, а также любой строке, к которой применена операция логического НЕ.

На рисунке 5.11 представлены матрицы Уолша размерностью 2, 4 и 8. При вычислении взаимной корреляции 1 заменяется +1, а 0 на –1.

$$W_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad W_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad W_8 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Рисунок 5.11 – Матрицы Уолша

Ортогональные коды расширения, такие, как последовательности Уолша, могут использоваться, только если все пользователи одного канала *CDMA* синхронизированы с точностью до малой доли элементарного сигнала. Из-за того что взаимная корреляция различных сдвигов последовательностей Уолша не равна нулю, при отсутствии точной синхронизации требуются псевдослучайные последовательности.

Из рисунка 5.12 видно, что мощность спектра сигнала *CDMA* распределена в широком диапазоне частот, что привело к значительному уменьшению спектральной плотности мощности сигнала *CDMA*.

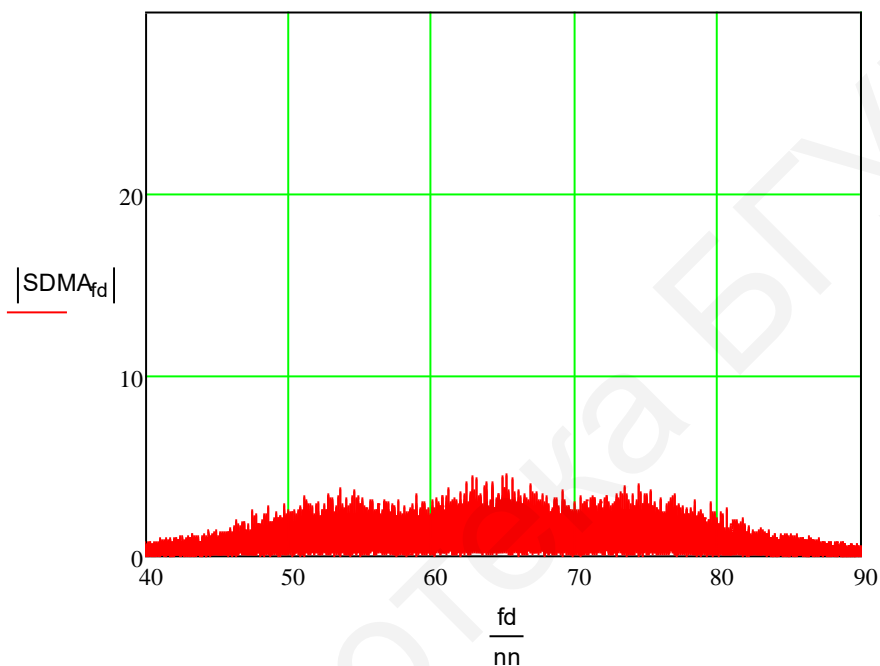


Рисунок 5.12 – Спектр сигнала *CDMA* на выходе передающего устройства

В приемном устройстве для выделения сигнала передаваемого случайного входного цифрового потока производится умножение принятого сигнала на пятнадцатую строку кода Уолша, а также на ПСП, использованную в передающем устройстве. Ширина спектра уменьшается (рисунок 5.13).

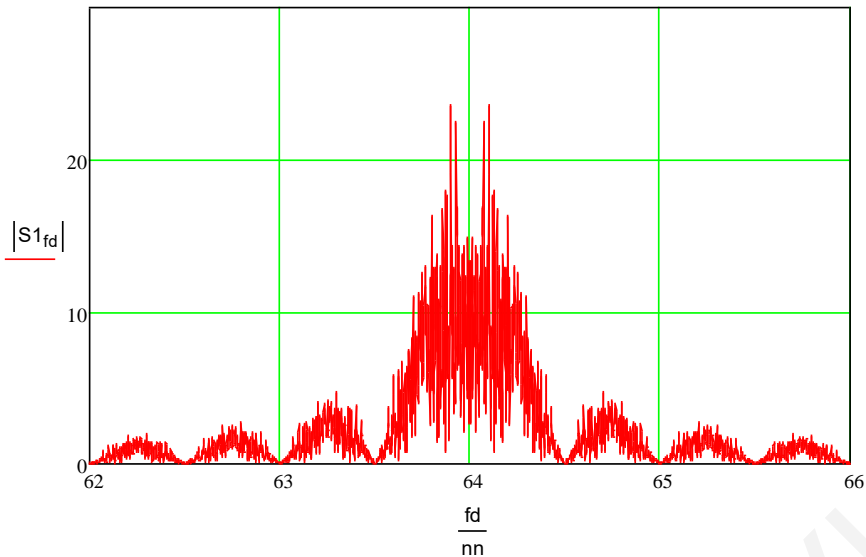


Рисунок 5.13 – Спектр сигнала в приемном устройстве после умножения принимаемого сигнала на пятнадцатую строку и ПСП

На рисунке 5.14 приведен спектр синусоидального сигнала помехи на несущей частоте ($Sf_0(f_d)$) и спектр сигнала $CDMA$ ($SDMA(f_d)$) при работе на пятнадцатой строке кода Уолша и длине кода, равной 64, при равной мощности сигналов:

$$\sum_{f_d=40 \cdot nn}^{90 \cdot nn} [(|SDMA f_d|)^2] = 3.255 \cdot 10^4,$$

$$Sf_0(f)^2 = 3.257 \cdot 10^4.$$

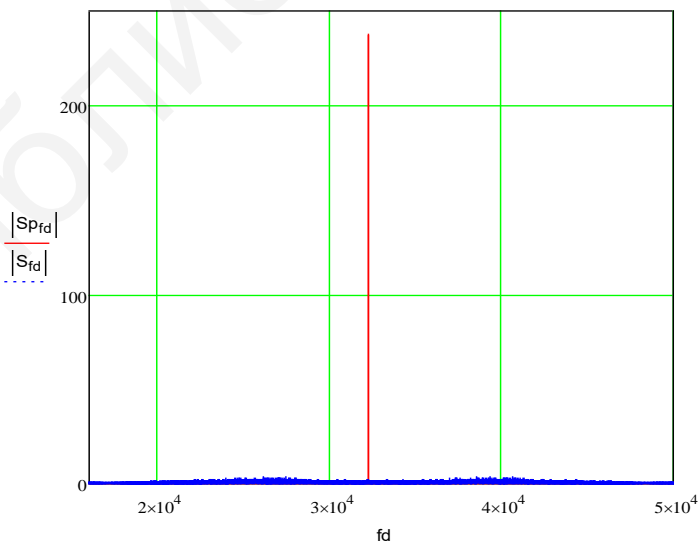


Рисунок 5.14 – Спектр принимаемого входного сигнала и узкополосной помехи на входе приемного устройства

Рассмотрим прохождение такого сигнала через приемное устройство, в котором спектр широкополосного сигнала уменьшается путем умножения на пятнадцатую строку кода Уолша, и ПСП, использованную в передающем устройстве. После перемножения спектр принимаемого сигнала будет иметь вид, показанный на рисунке 5.15. На рисунке 5.16 представлен спектр сигнала при отсутствии помехи. Сравнение рисунков 5.15 и 5.16 показывает, что спектр полезного принимаемого сигнала уменьшился (см. рисунок 5.15), а спектр помехи значительно увеличился (см. рисунок 5.16). После прохождения через узкополосный фильтр (см. рисунок 5.15) на выход фильтра пройдет практически вся энергия полезного (ставшим узкополосным сигнала) и малая часть энергии сигнала помехи, ставшим широкополосным.

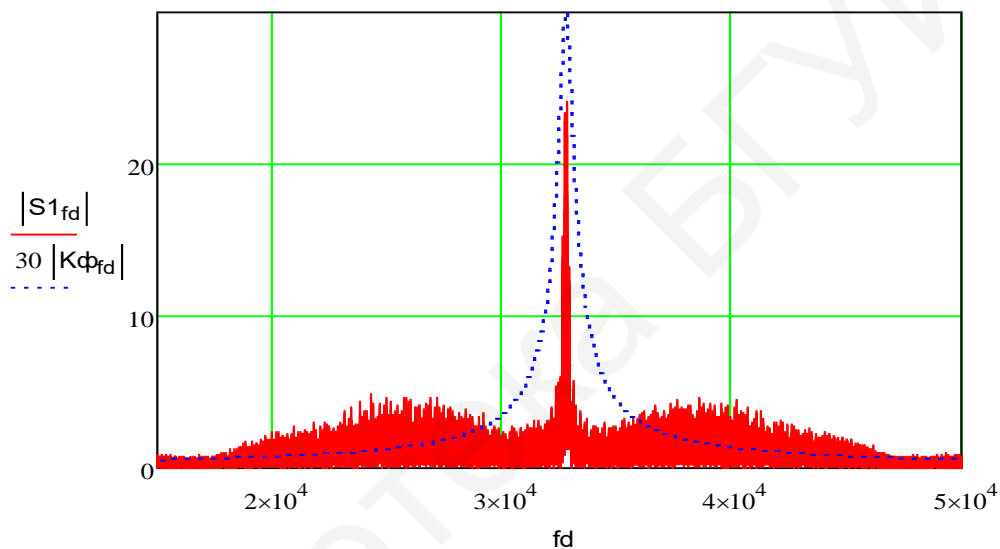


Рисунок 5.15 – Спектр принимаемого входного сигнала и узкополосной помехи после умножения на 15 строку кода Уолша и ПСП

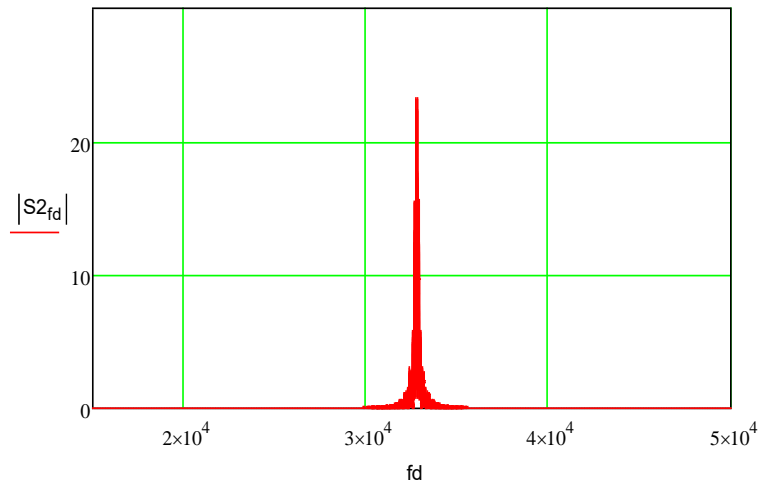


Рисунок 5.16 – Спектр принимаемого входного сигнала при отсутствии помехи

Временная зависимость принятого сигнала при воздействии узкополосной помехи приведена на рисунке 5.17. Видно, что такой сигнал может быть принят без ошибок.

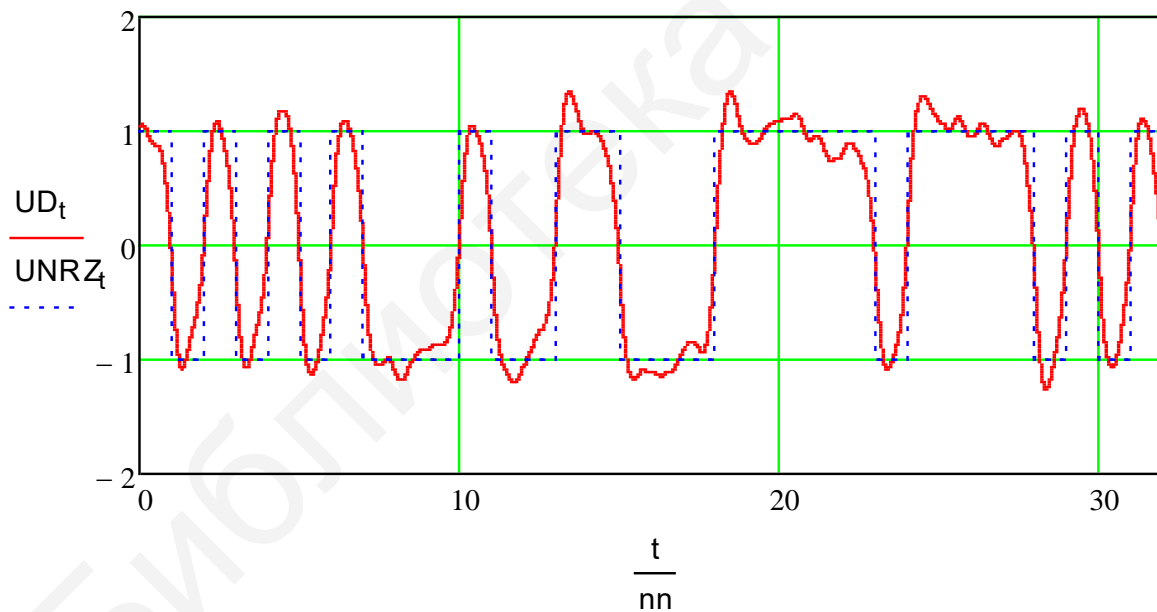


Рисунок 5.17 – Временная зависимость сигнала, соответствующая спектру принимаемого входного сигнала и узкополосной помехи на входе приемного устройства

ЛИТЕРАТУРА

1 Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.

2 Гордиенко, В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы : учебник / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. – 2 изд., испр. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2015. – 396 с.

3 Разинкин, В. П. Широкополосные управляемые СВЧ-устройства высокого уровня мощности / В. П. Разинкин, В. А. Хрусталева, Л. Ю. Матвеев. – Новосибирск : НГТУ, 2014. – 315 с.

4 Неганов, В. А. Устройства СВЧ и антенны. В 2 ч. Ч.1 : Проектирование, конструктивная реализация, примеры применения устройств СВЧ / В. А. Неганов, Д. С. Клюев, Д. П. Табаков. – М. : КД Либроком, 2013. – 602 с.

5 Слюсар, В. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня / В. С. Слюсар // Электроника. – 2001. – №1. – С. 6–12.

6 Моделирование многолучевых антенн для телекоммуникационных систем / В. В. Муравьев [и др.] // Наука и техника. – 2015. – №4. – С. 49–53.

7 Телекоммуникации. Руководство для начинающих / М. Мур [и др.]. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003. – 624 с.

Учебное издание

Муравьёв Валентин Владимирович
Корневский Святослав Александрович
Печень Татьяна Михайловна

**ПОЛОСОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ
В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. В. Иванюшина*
Корректор *Е. Н. Батурчик*
Компьютерная правка, оригинал-макет *О. И. Толкач*

Подписано в печать 17.10.2019. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,77. Уч.-изд. л. 5,0. Тираж 70 экз. Заказ 4.

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.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск