

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет

П.А. ПОЛУШИН, А.Г. САМОЙЛОВ, С.А. САМОЙЛОВ

ИМПУЛЬСНЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Учебное пособие

Владимир 2005

УДК 621.376.56
ББК 32.973.26-018.2.75
И54

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор
зав. кафедрой радиовещания и электроакустики
Московского технического университета связи и информатики
М.Д. Венедиктов

Доктор физико-математических наук, профессор
зав. кафедрой общей физики
Владимирского государственного педагогического университета
В.Г. Рау

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Владимирского государственного университета

Полушин, П.А.

И54 Импульсные виды модуляции : учеб. пособие / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов ; Владим. гос. ун-т. – Владимир : Изд-во Владим. гос. ун-та, 2005. – 92 с. – ISBN 5-89368-618-7.

Изложены методы цифровой модуляции, используемые в современных сетях связи. Приведены общие теоретические положения и практические рекомендации по применению конкретных модуляторов в радиосвязи. В пособие включены общие сведения об импульсных видах модуляции и оригинальные материалы, полученные авторами при построении цифровых модуляторов.

Пособие предназначено для студентов старших курсов радиотехнических специальностей 210302 (200700) – радиотехника, 210303 (201500) – бытовая радиоэлектронная аппаратура, 210301 (071500) – радиофизика и электроника, 210405 (201100) – радиосвязь, радиовещание и телевидение. Может быть использовано при подготовке бакалавров, инженеров, магистров, а также будет полезно аспирантам специальности 05.12.13 – системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Табл.5. Ил. 47. Библиогр.: 57 назв.

УДК 621.376.56
ББК 32.973.26-018.2.75

ISBN 5-89368-618-7

© Владимирский государственный университет, 2005

Глава 2. ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

2.1. Амплитудная и частотная манипуляции

Цифровая модуляция - это преобразование импульсов в сигналы, совместимые с каналами передачи информации. На выходе цифровых модуляторов присутствуют не видеоимпульсы, а радиоимпульсы с синусоидальным, а для сверхширокополосных систем и с шумоподобным заполнением.

Заполнение радиоимпульсов может иметь различные характеристики по амплитуде, частоте, фазе. Соответственно и цифровая модуляция представляется как процесс варьирования амплитудой, частотой, фазой или их комбинациями у какого-либо несущего радиочастотного сигнала по законам сообщения, представленного предварительно в форме импульсных сигналов путем предварительной модуляции (дискретизации аналогового сообщения, квантования и кодирования в удобную форму импульсов). Поэтому цифровые виды модуляции стали называть манипуляцией (Shift Keying - SK).

Простейший вид цифровой модуляции - это амплитудная манипуляция (ASK), сигнал которой описывается выражением

$$S(t) = \frac{U_i}{T} \cos(2\pi f_0 t + \varphi); \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad 0 \leq t \leq T,$$

где T – длительность импульса информационного сообщения, амплитуда которого может принимать i различных дискретных значений, а фаза несущей φ - произвольная константа.

ASK активно использовалась в радиотелеграфии, наиболее проста в аппаратной реализации, но по помехоустойчивости значительно уступает другим видам манипуляции. Этот вид манипуляции был первым видом цифровой манипуляции, применённым для радиотелеграфии. В настоящее время практическое использование ASK в радиосвязи резко сокращено, однако при построении комбинированных схем цифровой модуляции многопозиционная амплитудная манипуляция находит самое широкое использование. На рис. 13 представлены два различных вида амплитудно-манипулированных сигналов.

Частотно-манипулированный сигнал описывается выражением вида

$$S(t) = U \cos(\omega_i(t) + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

где частота ω_i может принимать множество i дискретных значений, а фаза φ является произвольной константой.

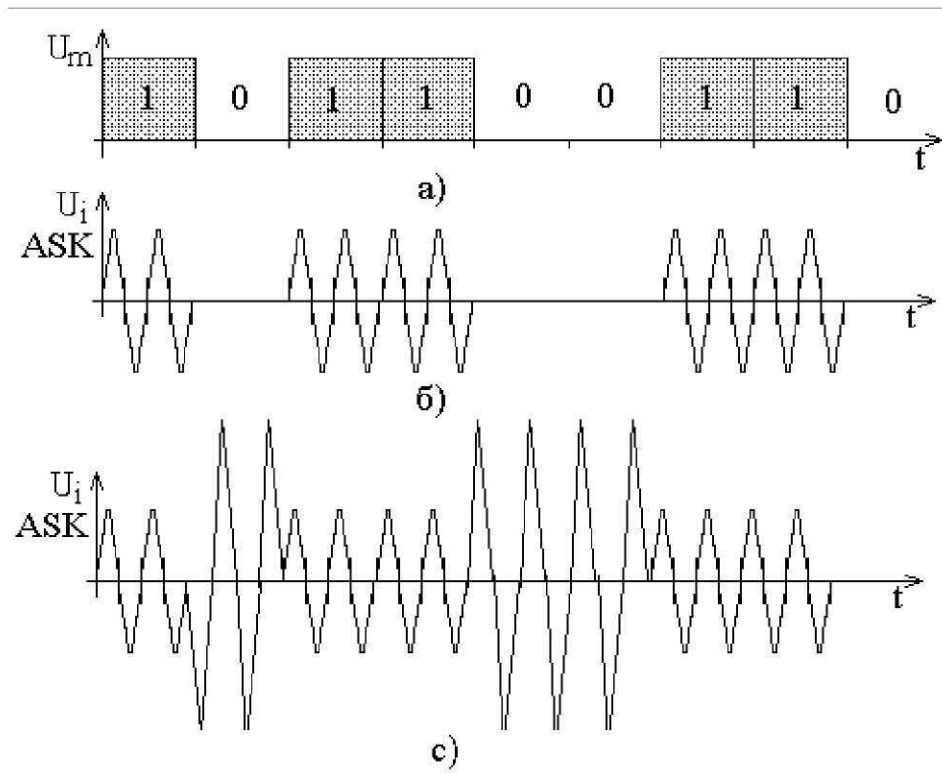


Рис. 13. Сигналы амплитудной манипуляции:
 а - импульсный сигнал сообщения;
 б - ASK с пассивной паузой;
 с - ASK с активной паузой

Частотная манипуляция (Frequency Shift Keying - FSK) обладает более высокой по сравнению с ASK помехоустойчивостью (в работе [1] показано, что при когерентном приёме для обеспечения одной и той же вероятности ошибки требуемое соотношение сигнал/помеха при FSK на 3 дБ ниже, чем при ASK), но и сложнее в реализации. На практике используют многочастотную (Multiple Frequency) манипуляцию (MFSK) с числом используемых частот, являющимся ненулевой степенью двойки ($n = 2, 4, 8, \dots$). Эти частоты должны быть взаимно ортогональными, т. е. сигналы этих частот должны удовлетворять условию взаимной ортогональности

$$\int_0^T S_1(t)S_i(t)dt = 0, \quad i = 2, 3, \dots, n.$$

Применение многопозиционной частотной манипуляции позволяет повысить скорость передачи информации, так как одним символом при MFSK можно передавать сразу несколько бит информационного сообщения. На рис. 14 показано, как четырехкратная FSK вдвое увеличивает скорость передачи информации за счёт дополнительного кодирования каждого частотного символа двумя битами (дибитом) исходного сообщения.

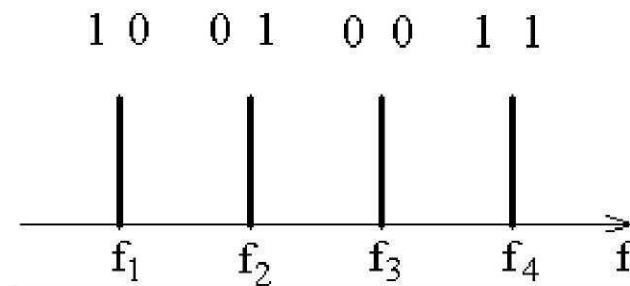


Рис. 14. Удвоение скорости передачи информации при FSK-4

2.2. Частотная манипуляция с минимальным сдвигом

В многочастотной манипуляции переход от одной частоты к другой сопровождается скачками фазы, что значительно расширяет спектр сигнала (и при фиксированной энергии сигналов FSK ухудшается соотношение сигнал/шум на входе приёмника). Двухчастотная манипуляция позволяет [11-12] построить частотный манипулятор без разрыва фазы (Continuous Phase Frequency Shift Keying – CPFSK) и реализовать частотную манипуляцию с минимальным сдвигом (ЧММС или Minimum Shift Keying - MSK).

Сигнал ЧММС можно записать в виде

$$S(t) = U \cos\left[2\pi\left(f_0 + \frac{a_i}{4T}\right)t + \varphi_0\right], \quad a_i = \pm 1, \quad \varphi_0 = 0; \pi, \quad (2)$$

где a_i - коэффициент, показывающий, единица или ноль биполярных данных сообщения передается в манипулятор со скоростью $R=1/T$.

Частота сигнала ЧММС при передаче единицы $f_1 = f_0 + \pi/2$, а при передаче нуля $f_2 = f_0 - \pi/2$, т. е. разнесение частот вдвое меньше, чем при некогерентном приёме частотно-манипулированного сигнала, отсюда и наименование "с минимальным сдвигом".

Минимальное разнесение тонов при ЧММС определим как

$$\left(f_0 + \frac{1}{4T}\right) - \left(f_0 - \frac{1}{4T}\right) = \frac{1}{2T},$$

что вдвое меньше скорости передачи информационных битов.

Пользуясь известными соотношениями

$$\sin(x \pm y) = \sin x \cos y \pm \cos x \sin y \quad \text{и} \quad \cos(x \pm y) = \cos x \cos y \mp \sin x \sin y,$$

сигнал (2) можно представить в виде суммы квадратурных составляющих следующим образом:

$$S(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t, \quad (3)$$

где $d_I(t) = d_0, d_2, \dots, d_{2n}$ – чётные информационные биты;

$d_Q(t) = d_1, d_3, \dots, d_{2n-1}$ – нечётные информационные биты.

Как следует из выражения (3), квадратурные компоненты требуют взвешивания: для косинусоидальной компоненты – по закону $\cos \frac{\pi t}{2T}$, для синусоидальной – $\sin \frac{\pi t}{2T}$.

На рис. 15 показаны эшюры, поясняющие принципы формирования сигналов ЧММС. Знаки передаваемых бит d_i, d_Q , домножаясь на знаки напряжений $\cos \frac{\pi t}{2T}, \sin \frac{\pi t}{2T}$, соответственно, формируют положительные или отрицательные синусоидальные полуволны с периодом $2T$, которые являются огибающей для квадратурных сигналов, заполненной несущей частотой. Суммарное напряжение сигналов квадратурных составляющих формирует сигнал ЧММС на выходе модулятора.

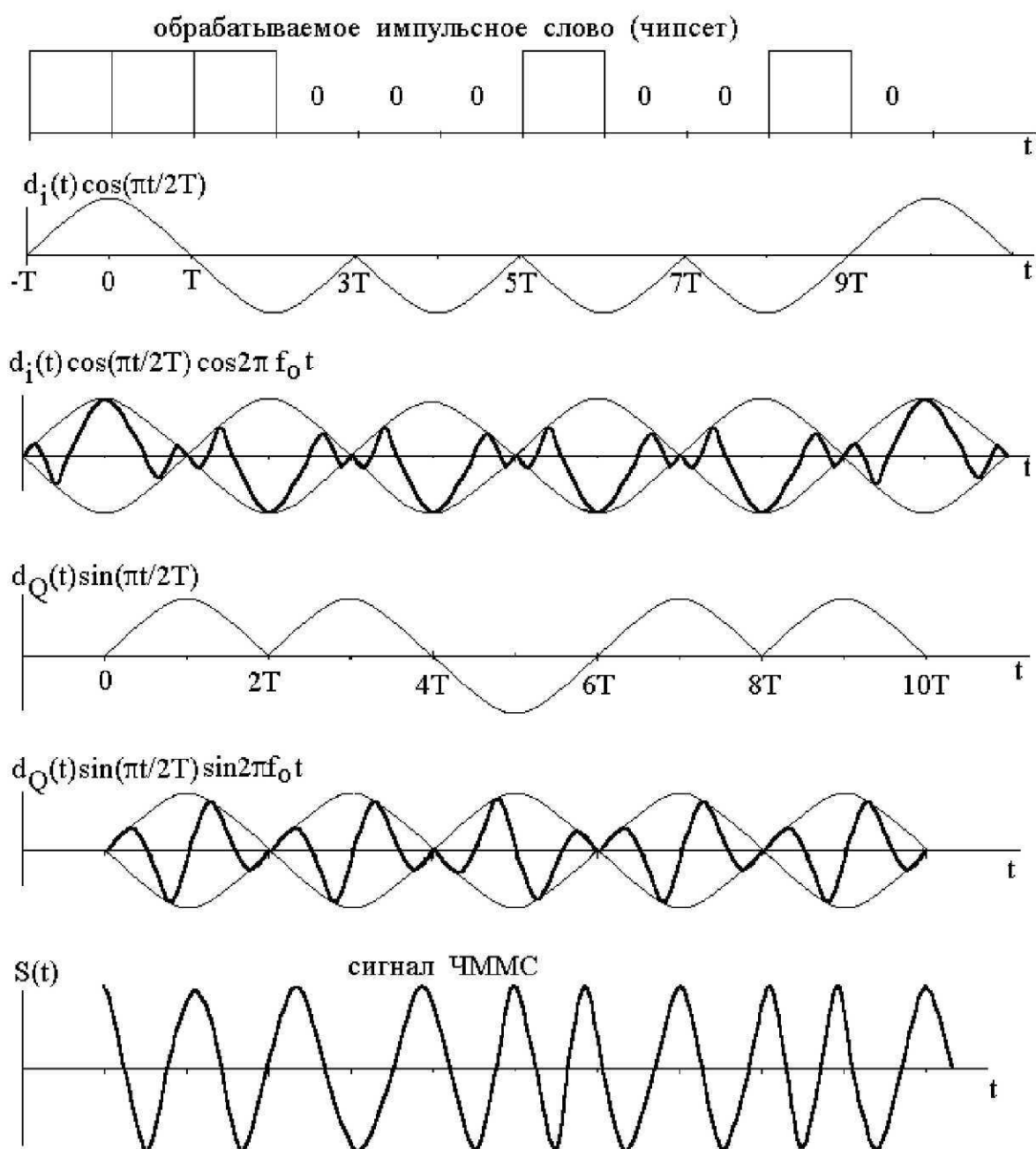


Рис. 15. Формирование сигналов ЧММС

2.3. Фазовая и относительная фазовая манипуляция

Цифровая фазовая модуляция основана на том, что информационные уровни сигнала передаются посылками с различной фазой. Для систем передачи бинарной информации единичной и нулевой посылкам соответствуют противоположные фазовые состояния несущей частоты, как показано на рис. 16.

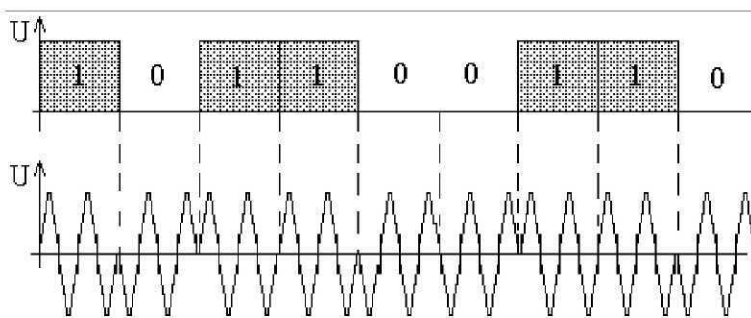


Рис.16. Формирование фазоманипулированного сигнала

В 1946 году выдающийся советский ученый В.А. Котельников оценил качество передачи цифровой информации с помощью вероятностных методов и ввел понятие вероятности правильного приема. Максимум этой вероятности он назвал потенциальной помехоустойчивостью, а демодулятор (приемник, работающий по какому-либо правилу принятия наиболее вероятного решения) он назвал оптимальным приемником. В развитой им теории потенциальной помехоустойчивости было доказано, что для каналов без шумов и помех фазовая манипуляция обеспечивает потенциальную помехоустойчивость.

На рис. 17 для наглядности приведена зависимость вероятности ошибки на выходе радиоканала от соотношения сигнал/помеха в канале для различных методов импульсной модуляции.

Система ФМ, как и другие системы с противоположными сигналами для каналов без помех, обеспечивает потенциальную помехоустойчивость для двоичной системы. Цифровая фазовая модуляция (ФМ или PSK - Phase Shift Keying) как один из помехоустойчивых видов модуляции стала привлекательной для широкого практического применения в телекоммуникационных системах.

Однако в чистом виде в цифровых системах её используют редко [13-15] из-за возможности массовых ошибок по причине так называемой “обратной работы”, когда при приёме ошибочного бита последующие за ним будут приниматься решающим устройством приемника инверсно. То есть когда посылки 0 принимаются за 1, и наоборот.

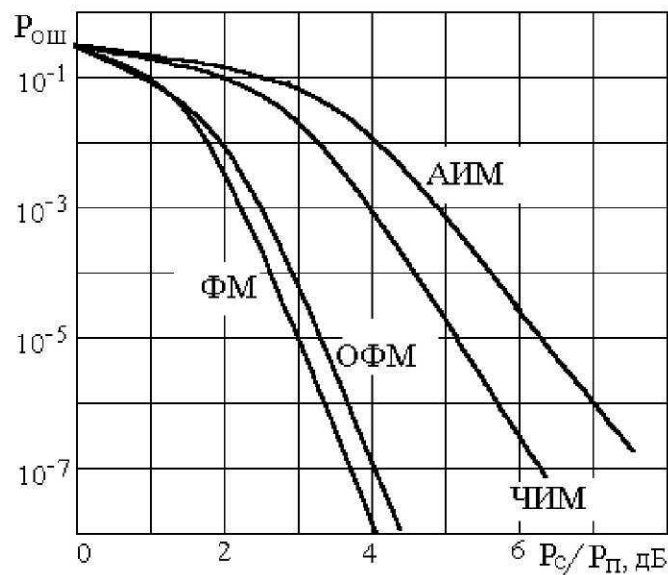


Рис. 17. Эффективность различных методов манипуляции

Для нормальной работы фазового детектора нужен опорный сигнал. Для этого требуется организовывать высококачественный канал синхронизации с пилот-сигналом, относительно которого считывается фаза принимаемых посылок. При АМ легко организовать синхронизацию путем ФАПЧ на частоту принимаемой несущей.

Но при ФМ, если количество единиц равно количеству нулей в сообщении, в спектре вообще нет частоты несущей и для ее получения приходится использовать достаточно сложные нелинейные устройства снятия манипуляции, например, схемы, предложенные Пистолькорсом, Сифоровым, Костасом [6] для нужд радиотелеграфии. Однако эффективно эти схемы проявили себя только в каналах без помех и с минимумом шума.

Наличие в схемах Пистолькорса, Сифорова и Костаса нелинейных преобразований – умножителей или делителей частоты, а

также возможные случайные задержки на 180^0 опорного сигнала при его формировании не сняли проблему “обратной работы”, что и стало причиной слабого использования цифровой фазовой модуляции в радиоканалах.

Очень эффективный способ устранения недостатков обратной работы предложен Н.Т. Петровичем в 1957 году [14], развившим идею практического использования относительной фазовой модуляции (ОФМ или DPSK - Differential Phase Shift Keying). При ОФМ, называемой также относительной фазовой телеграфией (ОФТ), частота и амплитуда сигнала остаются постоянными, а от перемены значения информационного элемента меняется только фаза сигнала относительно фазы сигнала предыдущей посылки.

На приёмной стороне линии связи фазовый детектор считывает информацию не относительно начальной фазы всего сигнала, а сравнивает фазы двух поступающих по очереди посылок K_i и K_{i+1} , где $i = 1, 2, 3, 4, \dots$, и на основании этих измерений принимает решение о переданной информации.

Фактически ОФМ – это ФМ со специальной перекодировкой сигналов. При ОФМ информация содержится не в абсолютном значении фазы сигнала, а в разности фаз двух соседних элементов сообщения. Для осуществления ОФМ необходимо передачу начинать с холостых посылок, не несущих информацию, но необходимых для сравнения фазы последующих элементов.

Фаза сигнала посылки отсчитывается от фазы предыдущего элемента сигнала. При таком методе ошибка при отсутствии помех в канале возникает в момент перескока фазы опорного сигнала только в одном символе, а последующие регистрируются правильно, т.е. режим обратной работы устраняется. Плата за это – удвоение вероятности ошибки из-за шумов в канале, так как решение в отличии от ФМ принимается по двум приходящим из канала посылкам. При ОФМ в этом случае выгоднее брать для сравнения не ближайšie, а разнесенные посылки, например через 2, как показано на рис. 18.

Множественная ОФМ на одной поднесущей позволяет осуществлять передачу нескольких цифровых каналов сразу либо повышать достоверность передачи информации путем повторной передачи по каналу.

Системы ОФМ обладают высокой помехоустойчивостью в каналах с медленно меняющимися параметрами и занимают узкую полосу частот. В отличие от ФМ они допускают некогерентный прием. Редкое использование ФМ, ввиду явных преимуществ ОФМ, привело к тому, что в литературе ОФМ стали иногда называть просто цифровой ФМ, опуская слово относительная.

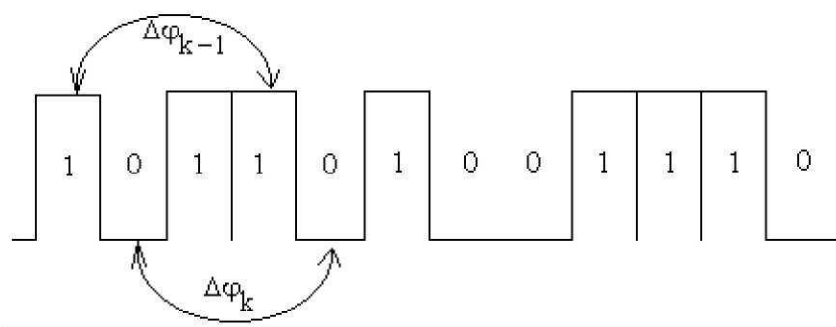


Рис.18. Пример формирования относительных отсчетов

Если фаза принимает только два значения, соответствующие логическим "0" и "1", то модуляцию называют двоичной фазовой модуляцией (BPSK – Binary Phase Shift Keying). При ОФМ-2 символ 0 передается отрезком синусоиды с начальной фазой предыдущего сигнала, а символ 1 – с начальной фазой, отличающейся от фазы предыдущего сигнала на $\pm\pi$. Аналитически сигнал BPSK описывают выражением

$$S(t) = K(t)E \sin(\omega t), \text{ где } K(t) = \begin{cases} +1, & \text{при сигнале "1",} \\ -1, & \text{при сигнале "0".} \end{cases}$$

Пример построения сигнала для этого случая показан на рис. 19.

Техническая реализация модуляторов BPSK не вызывает затруднений, но скачки фазы в сигнале на 180° приводят к нежелательной амплитудной модуляции и к неэффективному использованию спектра, поэтому этот вид модуляции на практике используют [11,12] для относительно низкоскоростных телекоммуникационных систем.

Для фазовой модуляции сигнальное созвездие представляет собой N точек, находящихся на одинаковом расстоянии от центра

координат и отличающихся друг от друга фазовыми сдвигами относительно положительной ветви оси абсцисс. Каждая сигнальная точка своим фазовым сдвигом относительно предыдущей посылки несет информацию об одном дискретном отсчёте, поэтому при передаче бинарной информации каждый отсчёт при BPSK соответствует боду входного сообщения.

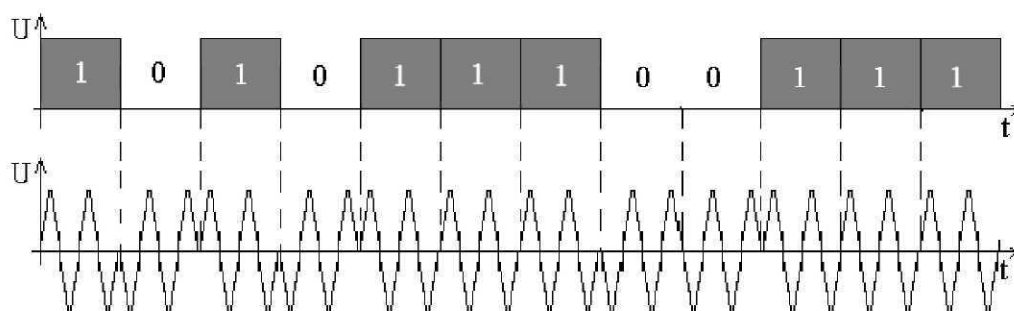


Рис. 19. Двоичная фазовая модуляция (BPSK)

При многопозиционной ФМ в одном отсчете модулирующего сигнала может содержаться несколько бод сообщения и таким образом можно закодировать целые отрезки модулирующего бинарного сигнала [16-20]. При применении многоуровневой ФМ исходный бинарный поток разбивается на соответствующее число бит (дибит, трибит и т.д.) и каждому такому отсчёту соответствует посылка со своей начальной фазой. На приемной стороне информация считывается по разности фаз относительно предыдущей посылки.

В общем случае относительная ФМ может быть M-уровневой (4, 8, 16, ...):

$$U_{\text{оФМ}}(t) = U_0 \sum Z_k(t - k\tau) \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_k + \varphi_{k-1}),$$

$$\text{где } Z_k(t - k\tau) = \begin{cases} 1, & k\tau < t \leq (k+1)\tau \\ 0, & t \leq k\tau; t > (k+1)\tau \end{cases}; \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

$\tau = T \log_2 M$ – длительность радиоимпульса, T – длительность одной посылки информационного потока;

$$\Delta\varphi_k = \frac{2\pi V_k}{M}, \quad V_k = 0, 1, 2, \dots, M-1;$$

φ_{k-1} – фаза k-1 импульса.

При $M = 4$ и 8 обычно $\Delta\varphi_k = \frac{\pi}{M} V_k$,

где $V_k = \begin{cases} \pm 1; \pm 3, & \text{при } M = 4, \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7, & \text{при } M = 8. \end{cases}$

Например, при ФМ-8 с восьмью сигнальными точками каждое состояние даёт возможность передавать сообщение об одной из восьми возможных групп бит входного информационного потока: 000, 001, 011, 111, 110, 100, 101, 010. Подобное перекодирование позволяет без значительного ужесточения требований к передающей аппаратуре увеличивать скорость передачи исходного информационного потока в $n = \log_2 M$ раз.

Если в сигнальном созвездии используются только 2 точки, то фазы информационных сигналов "1" и "0" различаются на 180° и ускорение передачи информации невозможно. Если используются 4 точки, то можно передавать исходный информационный поток группами по два бита (дитами: 00, 01, 10, 11) и вдвое ускорить передачу информации. Примеры сигнальных созвездий для ФМ, ФМ-4 и ФМ-8 представлены на рис. 20.

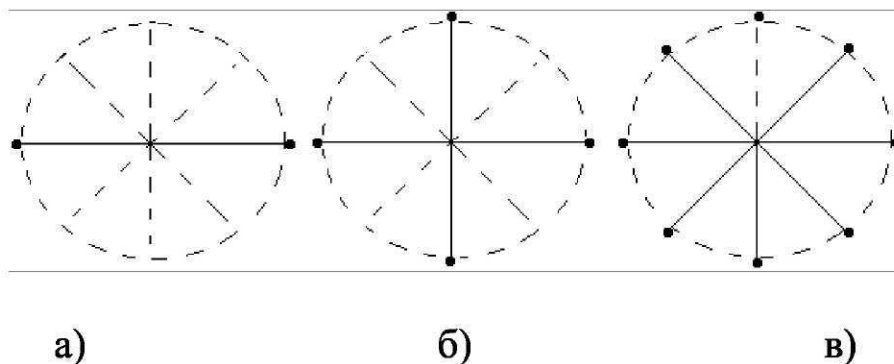


Рис. 20. Сигнальные созвездия:
а – BPSK; б – ФМ-4; в – ФМ-8

Количество сигнальных точек более восьми в созвездии для многопозиционной ФМ применяют только в каналах без помех, имеющих большое соотношение сигнал/(шум+помеха), так как при росте числа позиций ухудшается качество приёма и растёт вероятность ошибки. По этой же причине многопозиционную ОФМ в высокоскоростных каналах передачи информации не используют.

2.4. Квадратурная фазовая модуляция

Четырехуровневая фазовая модуляция нашла исключительно широкое применение [11, 12, 18-22] в связи с развитием сотовых сетей связи, а из-за особенностей построения модуляторов её стали называть квадратурной фазовой модуляцией (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying).

Квадратурное представление сигнала заключается в его описании линейной комбинацией двух ортогональных составляющих – синусоидальной и косинусоидальной:

$$U(t) = u \cos \psi(t) \sin(\omega_0 t) + u \sin \psi(t) \cos(\omega_0 t). \quad (4)$$

Представим, что $\psi(t) = \varphi(t) + \pi/4$. Тогда

$$\begin{aligned} \cos \psi(t) &= \cos(\varphi(t) + \pi/4) = [\cos \pi/4] \cos \varphi(t) - [\sin \pi/4] \sin \varphi(t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos \varphi(t) - \sin \varphi(t)], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin \psi(t) &= \sin(\varphi(t) + \pi/4) = [\cos \pi/4] \sin \varphi(t) + [\sin \pi/4] \cos \varphi(t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos \varphi(t) + \sin \varphi(t)]. \end{aligned}$$

Подставляя эти результаты в выражение (4), получим:

$$\begin{aligned} U(t) &= \frac{u\sqrt{2}}{2} \{ [\sin \omega_0(t)] [\cos \varphi(t) - \sin \varphi(t)] + \\ &+ [\cos \omega_0(t)] [\cos \varphi(t) + \sin \varphi(t)] \}. \end{aligned}$$

Если обозначить проекции сигнальных точек на оси координат как

$$b_i = \cos \varphi(t) - \sin \varphi(t), b_k = \cos \varphi(t) + \sin \varphi(t),$$

то получим следующее выражение:

$$U(t) = \frac{u\sqrt{2}}{2} b_i \sin \omega_0(t) + \frac{u\sqrt{2}}{2} b_k \cos \omega_0(t) =$$

$$= \frac{u\sqrt{2}}{2} \sin[\omega_0(t) + \psi] = I + Q.$$

При QPSK проекции векторов сигнальных точек на оси координат принимают значения +1 и -1, что соответствует углам поворота вектора сигнала $\varphi(t) = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$, как показано в табл. 2.

При формировании сигнала QPSK исходная информационная последовательность двоичных символов длительностью τ при помощи регистра сдвига разделяется на чётные биты, которые подаются в синфазный канал, и нечетные биты, поступающие в квадратурный канал. Структурная схема модулятора QPSK приведена на рис. 21, а эюры, поясняющие её работу, – на рис. 22.

Таблица 2

$\varphi(t)$	0°	90°	180°	270°
b_i	1	-1	-1	1
b_k	1	1	-1	-1
ψ	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3}{4}\pi$	$\frac{5}{4}\pi$	$\frac{7}{4}\pi$

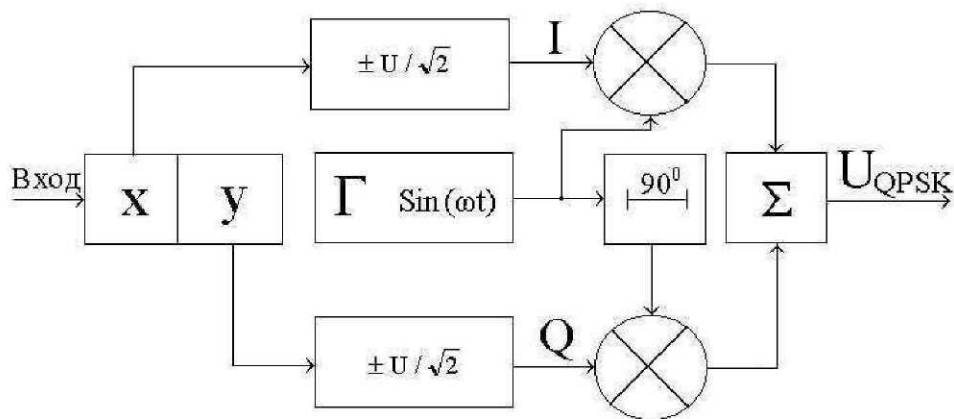


Рис. 21. Структурная схема модулятора QPSK

Обе последовательности импульсов синфазного и квадратурного каналов, имеющие уже длительности посылок 2τ , преобразуются в биполярную форму i и q соответственно и

поступают на входы перемножителей, в которых домножаются на квадратурные составляющие сигнала $u \sin(\omega t + \pi/4)$.

На выходах перемножителей, представляющих собой модуляторы BPSK, формируются фазоманипулированные колебания с двумя состояниями. После суммирования эти колебания образуют сигнал QPSK. Таким образом, кодер модулятора преобразует совокупность двух последовательностей двоичных элементов длительностью $T = 2\tau$ в сигнал QPSK.

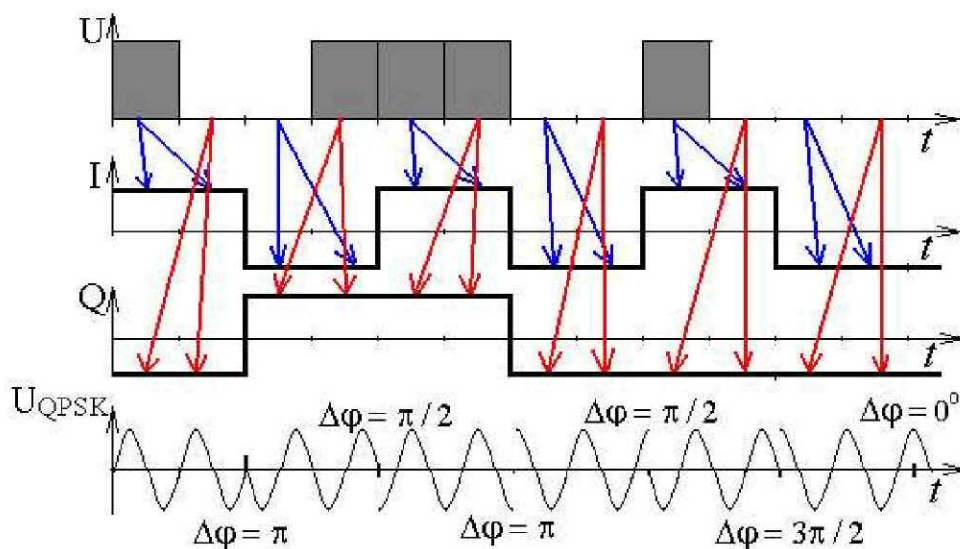


Рис. 22. Эпюры работы модулятора QPSK

QPSK может давать заметное улучшение связи, но иногда её применение не даёт положительного эффекта. При тестировании белым шумом QPSK оказывается [11] даже хуже по качественным показателям, чем BPSK. Однако при наличии в канале замираний и помех QPSK позволяет уменьшить количество ошибок в несколько раз.

Один из недостатков QPSK связан с тем, что при одновременной смене символов в обоих каналах модулятора (с $+1, -1$ на $-1, +1$ или с $+1, +1$ на $-1, -1$, как показано в табл. 2) в сигнале QPSK происходит скачок фазы на 180° . Такие скачки фазы, имеющие место и при BPSK, вызывают паразитную амплитудную модуляцию огибающей сигнала, и при прохождении сигнала через узкополосный фильтр возможны провалы огибающей до нуля. Это

приводит к увеличению энергии боковых полос и зашумлению канала связи.

2.5. Офсетная квадратурная фазовая модуляция

Чтобы избежать недостатков QPSK, связанных со скачками фазы на 180° , часто применяют квадратурную фазовую модуляцию со сдвигом [12], называемую офсетной QPSK (OQPSK). Формирование сигнала при OQPSK происходит так же, как и в модуляторе QPSK, за исключением того, что кодирующие биты в Q-канале задерживают на длительность одного элемента T .

Изменение фазы при таком смещении кодирующих потоков определяется только одним элементом последовательности, а не двумя, и выигрыш в повышении скорости передачи информации не реализуется. Однако скачки фазы на 180° при этом отсутствуют, поскольку каждый элемент последовательности, поступающей на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызывать изменение фазы только на 0 , 90° и 270° .

Принцип OQPSK поясняют эпюры работы модулятора, изображенные на рис. 23.

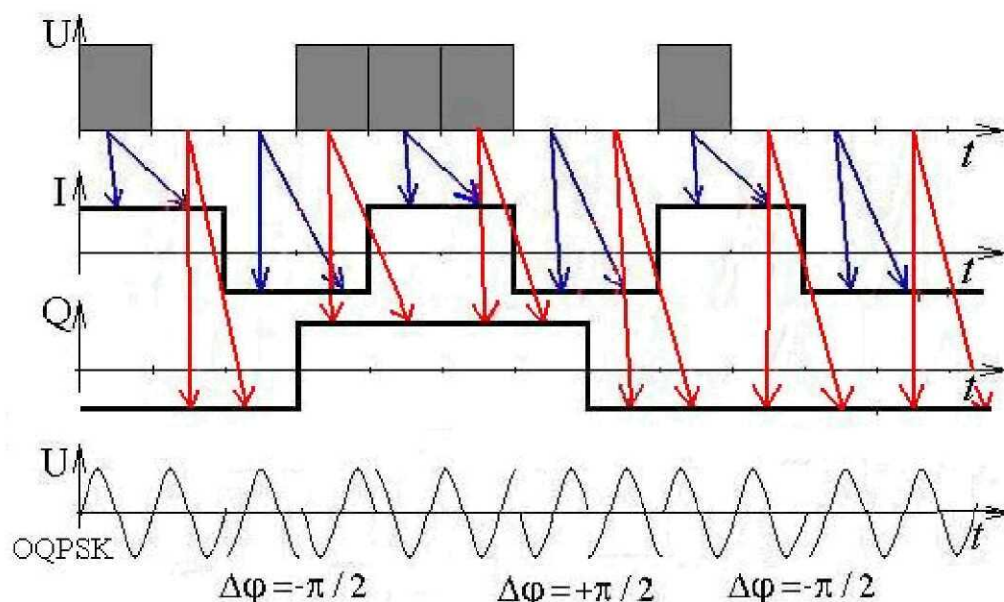


Рис. 23. Формирование сигналов OQPSK

Предисловие

Последние два десятилетия современная радиоэлектроника все больше ориентируется на цифровые методы обработки сигналов, что вызвано целым рядом положительных свойств цифровой техники: высокой технологичностью и сравнительно низкой стоимостью устройств; возможностью значительно повысить качество и достоверность передачи информации; способностью регенерации искаженных информационных посылок; высокой криптостойкостью информационных сообщений; низкими массогабаритными характеристиками устройств и др.

Переход на цифровую технику потребовал развития цифровых методов модуляции. Универсального вида цифровой модуляции не существует, так как для различных каналов передачи информации, обладающих разными свойствами, предпочтительны тоже различные методы модуляции. В настоящее время при эксплуатации телекоммуникационного пространства активно используются десятки различных видов цифровой модуляции.

Из-за постоянного роста числа радиоэлектронных средств непрерывно усложняется электромагнитная обстановка в радиочастотном спектре и обеспечение электромагнитной совместимости радиосредств становится все более сложной проблемой. Поэтому все более сложные виды цифровых модуляторов используются в современных сетях связи, например, модуляторы систем связи с расширением спектра.

В книге излагаются наиболее общие теоретические положения и практические рекомендации по применению основных видов цифровой модуляции, широко используемых на практике в кабельной, радиорелейной и сотовой связи. Приводятся сведения по вопросам построения модуляторов и рекомендации по их применению в каналах передачи информации с различной помеховой обстановкой.

Книга предназначена студентам, магистрантам и аспирантам радиотехнических специальностей, но может быть полезной и для повышения квалификации специалистов в областях связи, радиотехники и радиофизики.

Глава 1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНЫЕ

1.1. Дискретизация аналоговых сигналов

Замена аналогового сигнала $S(t)$ импульсной последовательностью, состоящей из отсчетов аналогового сигнала в определенные моменты времени $S_i(t_k)$, называется дискретизацией сигнала. Передача дискретной информации позволяет использовать аппаратуру для одновременной передачи информации от ряда различных источников в моменты времени, смещенные относительно отсчетов первого информационного сигнала. Этот процесс назвали временным уплотнением каналов передачи информации, и он исключительно широко используется на практике. Другое важнейшее свойство дискретной формы представления и передачи информации заключается в возможности восстанавливать искаженный импульсный сигнал (регенерировать не искаженный по форме импульс).

При дискретизации, называемой также импульсным преобразованием непрерывного сигнала, возникают две принципиально важные задачи:

- как выбирать интервал дискретизации, т. е. временной интервал между отсчетами;
- какова погрешность от замены непрерывного сигнала импульсной последовательностью.

Сформулированная в 1928 году английским ученым Найквистом, доказанная в 1931 году В.А. Котельниковым и примененная им к практическим задачам передачи информации в 1933 году теорема о минимальном числе отсчетов при дискретизации аналогового сигнала во времени обосновала возможность заменять аналоговые сигналы их импульсными отсчетами, следующими друг за другом через временные интервалы T_i . В 1948 году американский ученый Клод Шеннон назвал эту теорему теоремой отсчетов, но в нашей стране она справедливо именуется теоремой Котельникова.

При частоте следования импульсных отсчетов не менее чем удвоенной верхней частоты спектра дискретизируемого сигнала

$F_i = 2F_B = \frac{1}{T_i}$ аналоговый сигнал восстанавливается путем пропус-

кания потока отсчётов через фильтр нижних частот с частотой среза $1/2T_i$ и аналоговая функция определяется полностью и однозначно.

В.И. Котельников, применив теорему отсчётов к задачам связи, показал, что любой аналоговый сигнал $S(t)$ можно представить рядом вида

$$S(t) = \sum_{k=1}^{\infty} S(kT_i) \frac{\sin(2\pi F_B(t - kT_i))}{2\pi F_B(t - kT_i)}, \quad (1)$$

где $T_i \geq 1/2F_B$ – период дискретизации.

Выражение (1), называемое рядом Котельникова, даёт ответ на обе задачи: как выбрать интервал дискретизации T_i и как точнее восстановить функцию $S(t)$.

Ряд имеет два сомножителя у каждого члена - это $S(kT_i)$ и $\frac{\sin x}{x}$. Сомножитель $\frac{\sin x}{x}$ представляет собой импульсную характеристику идеального ФНЧ с частотой среза F_B , т.е. его реакцию на воздействие импульсной функции Дирака (очень короткого δ -импульса).

Каждый член ряда Котельникова можно рассматривать как отклик ФНЧ на короткий импульс, площадь которого пропорциональна $S(kT_i)$. Если на вход такого фильтра подать регулярную последовательность отсчетов $S_i(t_k)$ в виде коротких импульсов, например прямоугольных, с амплитудой пропорциональной $S_i(t_k)$, то на выходе ФНЧ суперпозиция откликов образует [1] непрерывную функцию времени, повторяющую в масштабе исходный аналоговый сигнал $S(t)$, показанный на рис.1.

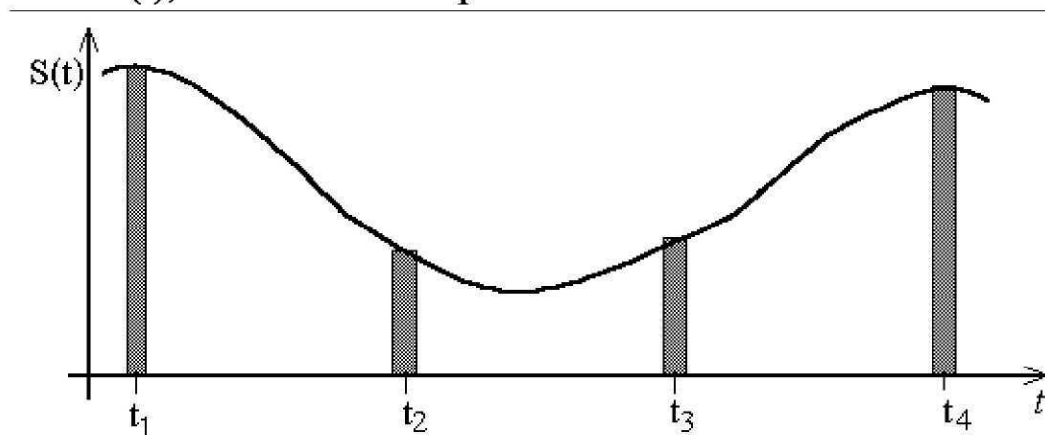


Рис. 1. Дискретизация аналогового сигнала

Это несложно доказать, нарисовав у каждого отсчёта, например у t_3 , отклик ФНЧ вида $\frac{\sin x}{x}$, показанный на рис. 2. На выходе ФНЧ получим сумму всех откликов, равную $S(t)$, показанную на рис. 3.

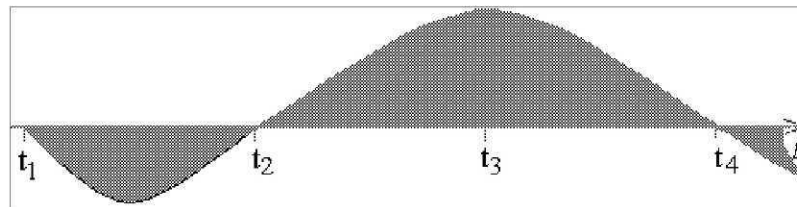


Рис. 2. Пример отклика ФНЧ на одиночный импульс

Чем больше отсчётов, тем точнее восстанавливается сигнал. Но при этом теряется эффективность применения дискретизации, и поэтому необходим компромисс. На практике отсчёты берут чаще, чем допускает теорема Котельникова. Так, например, для стандартного аналогового телефонного канала $F_B = 3,4$ кГц, однако выбирают $F_i = 8$ кГц, т.е. $T_i = 125$ мкс, что обеспечивает удобство реализации дискретизатора и повышает точность восстановления сигнала $S(t)$.

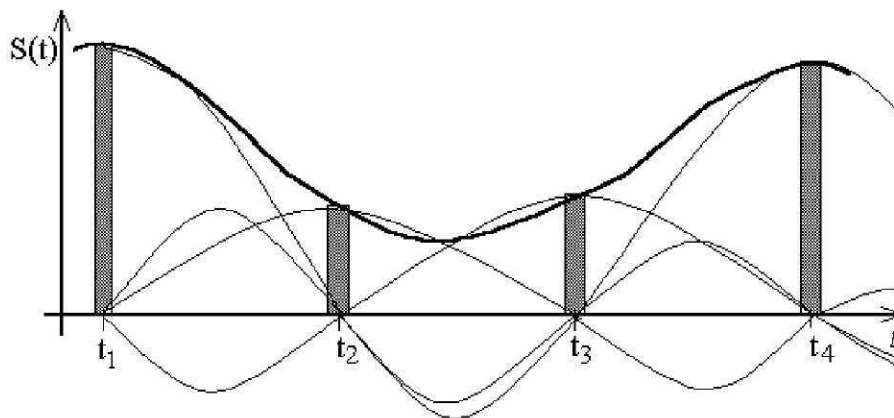


Рис. 3. Восстановление аналогового сигнала откликами ФНЧ

Частота F_B выбирается так, чтобы энергия сигнала ΔE , находящегося в спектре выше частоты F_B , была много меньше полной энергии сигнала E . Тогда сигнал длительностью t определяется конечным числом отсчетов (целой частью рассчитанного значения), называемым также базой сигнала B :

$$B = \frac{t}{T_i} + 1 = 2F_B t + 1,$$

и может быть интерполирован рядом Котельникова со среднеквадратической ошибкой интерполяции в пределах [1]:

$$\frac{\Delta E}{E} \leq \delta^2 \leq 3 \frac{\Delta E}{E}.$$

В общем случае для воспроизведения сигнала длительностью t при полосе частот $F_H - F_B$ необходимо передавать по линии число параметров не менее $B = 2\Delta F t + 1$, где $\Delta F = F_B - F_H$.

Отметим, что при малых частотах дискретизации растёт ошибка δ^2 из-за роста ΔE . Обычно частоту дискретизации выбирают на 10 – 20 % выше $2F_B$, что обеспечивает высокую точность воспроизведения сигнала $S(t)$ и не вносит большую избыточность в дискретизирующую импульсную последовательность.

Дискретизация может быть равномерной во времени с постоянным интервалом дискретизации и неравномерной, когда положение отсчётов на временной оси зависит от характеристик дискретизируемого сигнала. Наиболее проста в реализации равномерная дискретизация, и именно она получила широкое применение на практике.

1.2. Амплитудно-импульсная модуляция

Различают амплитудно-импульсную модуляцию двух видов - АИМ-1 и АИМ-2. Фактически эти подвиды различаются формой дискретизирующих аналоговый сигнал импульсов. При АИМ-1 огибающая дискретизирующих импульсов повторяет форму огибающей аналогового сигнала, а при АИМ-2 дискретизацию осуществляют прямоугольными импульсами, как показано на рис. 4.

Более качественный вид модуляции АИМ-1, так как в этом случае минимальны частотные искажения спектра и минимальна ошибка. При гармонической модуляции прямоугольных импульсов в спектре АИМ-1 содержится несущее колебание, два боковых и два симметричных колебания с равной амплитудой около каждой гармоники частоты дискретизации.

Практически легче организовать АИМ-2, и поэтому этот вид модуляции применяется более широко, чем АИМ-1. Спектр АИМ-2 содержит те же частоты, что и АИМ-1, но появляются некоторые частотные искажения. Особенностью спектра АИМ-2 является асимметрия боковых полос, хотя для выделения полезной информации $F_B - F_H$ это не имеет существенного значения.

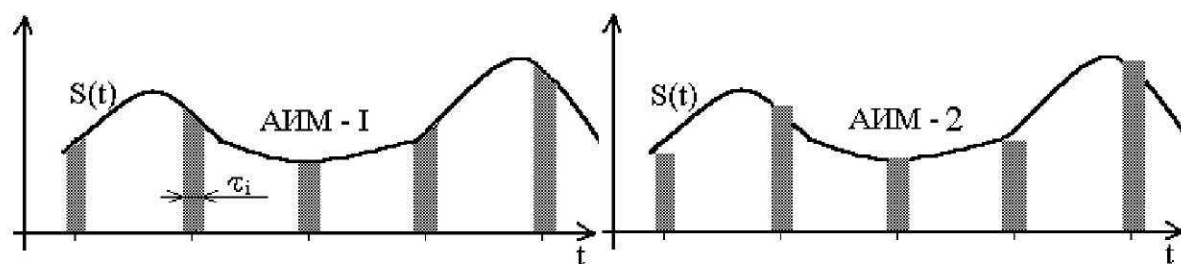


Рис. 4. Два вида амплитудно-импульсной манипуляции

Получают АИМ-2 в два этапа:

- за короткое время от источника аналогового сигнала заряжают конденсатор;
- отключают конденсатор от источника сигнала и подключают его к выходу модулятора на время длительности импульса отсчёта τ_i .

Отметим, что АИМ-1, передавая импульсы, отслеживающие амплитуду $S(t)$, передаёт больше информации, чем АИМ-2, и при определенных соотношениях между длительностью импульсов дискретизации и их периодом появляется принципиальная возможность передавать без искажений более широкую полосу частот, чем это следует по Котельникову. Однако это не используют, так как частота дискретизации должна быть вдвое выше F_B , иначе происходит перекрытие соседних частотных полос в спектре и возникают неустраняемые искажения.

1.3. Фазоимпульсная модуляция

Фазоимпульсная модуляция (ФИМ) используется на практике достаточно активно, так как в отличие от АИМ у неё высока защищенность от аддитивных помех и не требуется высокая линейность характеристик оборудования, поскольку оно работает с импульсами постоянной амплитуды. Так же как и АИМ, ФИМ бывает первого и второго рода: ФИМ-I и ФИМ-II.

При ФИМ-I сдвиг импульсов во времени от фиксированных точек kT_i , называемых тактовыми, пропорционален аналоговому сигналу $S(t)$ в моменты появления самих импульсов, т.е. с изменяющимся временным сдвигом от моментов дискретизации. Это означает, что при ФИМ-I несколько не выполняется теорема Котельникова и отсчеты берутся не в регулярные моменты времени kT_i , а в окрестностях этих точек в моменты времени

$$t_{и} = kT_i + \Delta t_k = kT_i + t_{\max} \sin(\Omega t),$$

где t_{\max} – амплитуда временного сдвига (девиация);

Δt_k – текущий сдвиг t_k от точки kT_i ;

$\sin(\Omega t)$ – частота модуляции.

Нерегулярность отсчётов приводит к нелинейным искажениям и появлению второй гармоники частоты модуляции 2Ω и частот вида $(\omega_i - 2\Omega)$ и т.д. Коэффициент гармоник в этом случае максимален для F_B и равен

$$k_{2г} = (\pi/2)t_{\max}F_B = (1/4)\Omega_B t_{\max}.$$

Коэффициент комбинационной помехи $(\omega_i - 2\Omega)$

$$k_{2k} = (\pi/2)t_{\max}(F_i + F_B) = (\omega_i + \Omega)t_{\max}/4,$$

а остальными комбинационными частотами можно пренебречь ввиду их малости.

Практически ФИМ-I получают с помощью генератора пилообразного напряжения, как показано на рис. 5. Компаратор сравнивает напряжение сигнала $S(t)$ с текущим напряжением пилообразного сигнала и при совпадении напряжений даёт команду генератору прямоугольных импульсов на создание очередного импульса $S_i(t_k)$ с амплитудой U_0 .

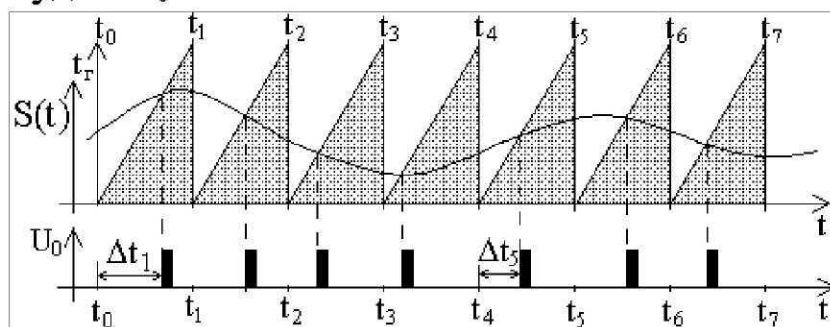


Рис. 5. Принцип формирования ФИМ-I

В отличие от ФИМ-I, при ФИМ-II возможна неискаженная передача $S(t)$ по Котельникову. При ФИМ-II значение t_k непосред-

ственно пропорционально отсчету $S(kT_i)$ в тактовой точке kT_i , но модулятор ФИМ-II несколько сложнее. Пример формирования ФИМ-II с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) показан на рис. 6.

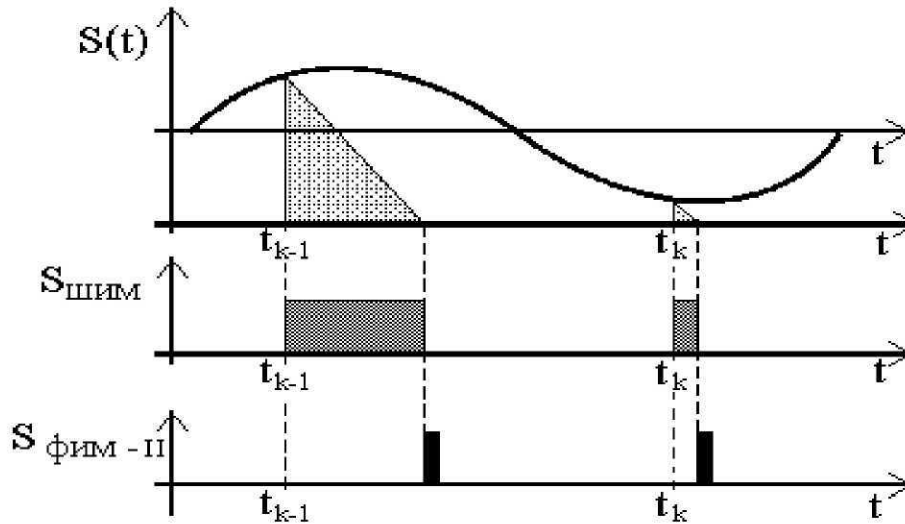


Рис. 6. Метод формирования ФИМ-II

Заряжаемый непрерывно напряжением информационного сигнала конденсатор в момент отсчёта отключается от сигнала $S(t)$ и разряжается на нагрузку. За время разряда конденсатора формируется импульс широтно-импульсного сигнала. Задним фронтом импульса ШИМ запускается генератор прямоугольных импульсов для создания очередного импульса $S_i(t_k)$ с амплитудой U_0 .

ФИМ-I проще реализуется и применяется, особенно в телефонии, чаще, так как вносимые искажения при малой девиации t_k невелики. Так, при $t_{k \max} = 0,5$ мкс для сигналов телефонного канала с $F_B = 3400$ Гц коэффициент нелинейных искажений будет

$$k_{2r} = 0,5 \cdot \pi \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3400 \approx 0,0025, \text{ т.е. } 0,25 \%$$

ШИМ называют иногда модуляцией по длительности (ДИМ) и используют только для промежуточных внутриаппаратных преобразований сигналов. Для непосредственной передачи информации ШИМ подходит плохо, так как при разных длительностях информационных импульсов приёмник вынужден иметь полосу пропускания, рассчитанную на самый короткий импульс, т. е. с большим запасом, и, как следствие, работать с высоким уровнем шума на входе.

ФИМ имеет преимущества перед ШИМ и при применении второй ступени модуляции. Например, ФИМ-АМ обеспечивает среднюю мощность передатчика в десятки раз меньше чем ШИМ, так как импульс ФИМ во столько же раз уже импульсов ШИМ. Ещё одно преимущество ФИМ в том, что все импульсы при этом виде модуляции одной длительности и их легче обрабатывать и регенерировать при возможных искажениях.

1.4. Частотно-импульсная модуляция

Если использовать для передачи информации только последовательность импульсов, то кроме АИМ, ФИМ, ШИМ и их модификаций можно организовать еще один основной вид импульсной модуляции - частотно-импульсную (ЧИМ). В простейшем случае при ЧИМ информационный признак сообщения $S(t)$ передаётся с помощью изменения частоты следования импульсов модулирующей последовательности, как показано на рис. 7.

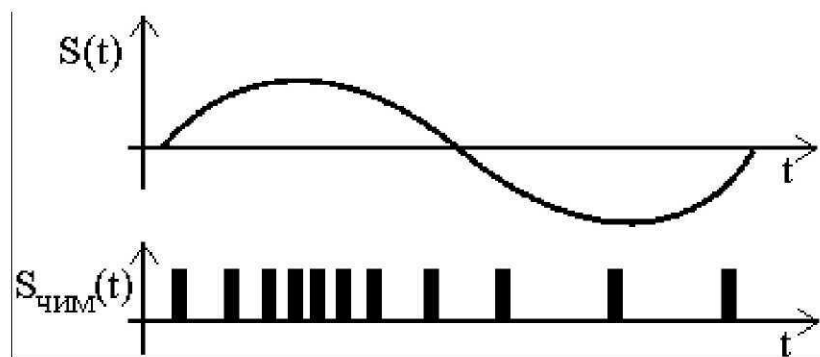


Рис. 7. Пример сигнала, модулированного с помощью ЧИМ

Схемотехническая реализация манипуляторов ЧИМ и демодуляторов на приёмной стороне линии передачи информации не вызывает затруднений, однако этот вид манипуляции для передачи информации широкого распространения не получил, так как по энергетике значительно уступает фазоимпульсной манипуляции. ЧИМ за её простоту и достаточно высокую помехоустойчивость используют в основном в устройствах автоматического регулирования и управления.

Применение радиоимпульсов позволяет получить кроме АИМ, ФИМ, ШИМ, ЧИМ и дополнительные виды модуляции: по частоте и по фазе высокочастотного заполнения. Эти виды модуляции активно применяются в телеграфии и при передаче дискретной информации.

1.5. Квантование аналоговых сигналов

Сигналы сообщения, достаточно близкие по форме, различить при приёме невозможно, так как любая оценка имеет погрешность и оценить с большей точностью, чем её величина, проблематично. Зона неразличимости есть всегда, и поэтому нет необходимости передавать сообщения точнее, если это заранее учесть некоторой разрешенной ошибкой.

Если разделить шкалу амплитуд на мелкие доли (кванты), обозначив их каким-либо алфавитом, как показано на рис. 8, то оценка амплитуды по этой дискретной шкале будет достаточно точной при размере кванта менее двух величин допустимой погрешности. Такую шкалу называют шкалой квантования, а расстояние между соседними уровнями называют шагом квантования. Правило квантования состоит в том, что мгновенное значение сообщения относят к ближайшему уровню, поэтому максимальная погрешность определится половиной кванта.

Шкалу уровней непрерывного сообщения разбивают на конечное число квантов (равномерно или неравномерно). Равномерное квантование много проще, поэтому и применяется чаще. В результате квантования дискретизированное непрерывное сообщение заменяется ступенчатой кривой с числом различных мгновенных значений в ансамбле $\{k\}$ уровней квантования, как показано на рис. 8.

Заштрихованная область между сигналом $S(t)$ и аппроксимирующей её ломаной линией характеризует величину ошибки квантования. Ошибка квантования представляет собой случайный процесс, поэтому ее называют шумом квантования и оценивают влияние шума квантования на достоверность передачи информации величиной среднеквадратичной ошибки (СКО) квантования $\delta_{\text{КВ}}$.

СКО квантования определяется отношением средних квадратов шума квантования и квантуемого сообщения

$$\delta_{\text{КВ}} = \frac{E_{\text{КВ}}^2(t)}{S^2(t)}.$$

При равномерном квантовании $\delta_{\text{КВ}}$ обратно пропорциональна числу уровней квантования.

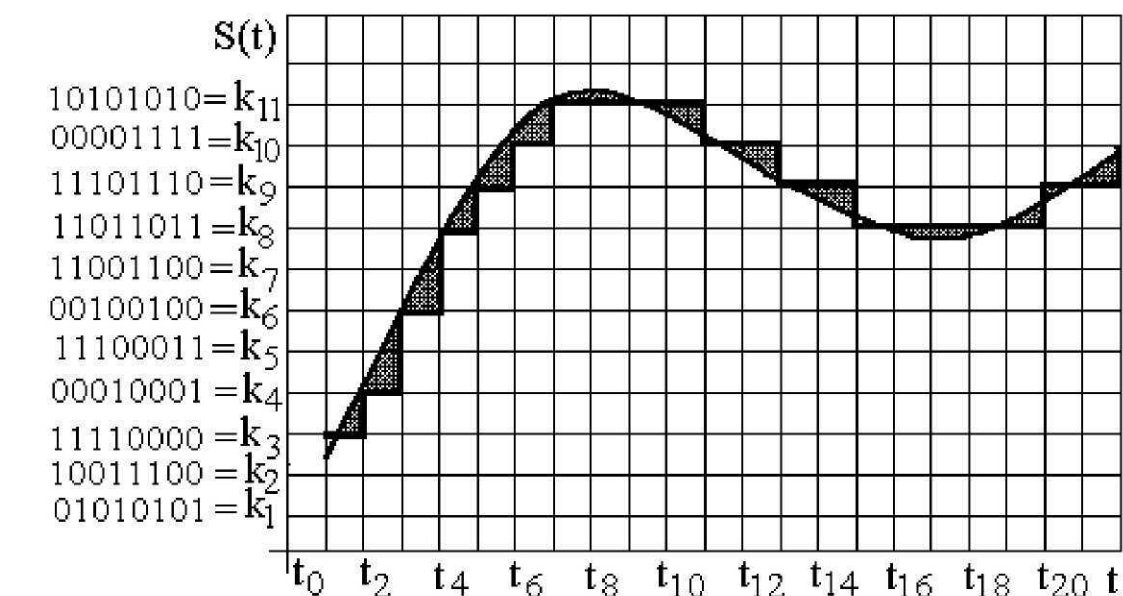


Рис. 8. Квантование аналогового сигнала с равномерным шагом

Шаг квантования может быть равномерным, а может быть и переменным. Переменный шаг квантования обычно используют для квантования сигналов $S(t)$, имеющих резкие перепады амплитуд. Это позволяет при минимальной избыточности импульсного потока достаточно точно восстанавливать исходный непрерывный сигнал.

Алфавит квантования чаще всего выбирают из слов, составленных из двоичных единиц бинарной информации (бит), что значительно упрощает обработку отсчетов средствами импульсной логики. На рис. 8 уровням квантованного сигнала соответствуют восьмибитовые слова. Каждому отсчету дискретизации сигнала $S(t)$ соответствует ближайший квантовый уровень.

Погрешность квантования не превосходит половину шага квантования, поэтому чем мельче шаг квантования, тем меньше погрешность передачи отсчета. Но при мелком шаге квантования уве-

личивается размер алфавита и снижается скорость передачи информации. Так же как и при выборе шага дискретизации, при выборе шага квантования тоже необходим компромисс.

Для аналоговых сигналов, содержащих как слабые по уровню, так и сильные компоненты, применяют неравномерное квантование. Для слабого сигнала используют мелкий шаг квантования, увеличивая его по мере роста уровня квантуемого аналогового сигнала. Это позволяет выровнять соотношение сигнал/шум у слабых и сильных компонентов обрабатываемого сигнала.

Обычно неравномерное квантование осуществляют с помощью динамического сжатия компрессором (каскадом усиления с нелинейной характеристикой). На приёмном конце сжатый сигнал расширяют экспандером, имеющим характеристику, обратную компрессору.

На передающей стороне аналоговый сигнал деформируют, пропуская через усилитель с определенной амплитудной характеристикой сжатия, например логарифмической, и после этого квантуют с равномерным шагом. В результате этой операции соотношения сигнал/шум для слабых сигналов и для сильных на входе квантователя выравниваются. Однако перед восстановлением сжатого сигнала с равномерным квантованием на приёмной стороне линии связи сигнал необходимо пропустить через звено (экспандер) с характеристикой, обратной характеристике сжатия.

Характеристика компрессора-экспандера (т.е. компандера) будет в целом иметь линейный характер. Компандирование очень широко применяется при передаче речи и звуковых программ по цифровым каналам связи.

1.6. Импульсно-кодовая модуляция и её разновидности

После дискретизации и квантования аналогового сигнала словами, составленными из бит двоичной информации, вместо аналогового сигнала получается его абстрактное описание бинарным потоком импульсов, имеющих два уровня, соответствующие уровню нуля и уровню единицы. Такой поток бинарной информации назы-

вают импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ, а в иностранных приложениях РСМ – Pulse-Code Modulation).

Поэтому для различных применений разработан целый ряд сигналов ИКМ, формируемых дополнительной кодировкой бинарного потока. В телефонии эти сигналы называют канальными кодами. Примеры канальных кодов приведены на рис. 9.

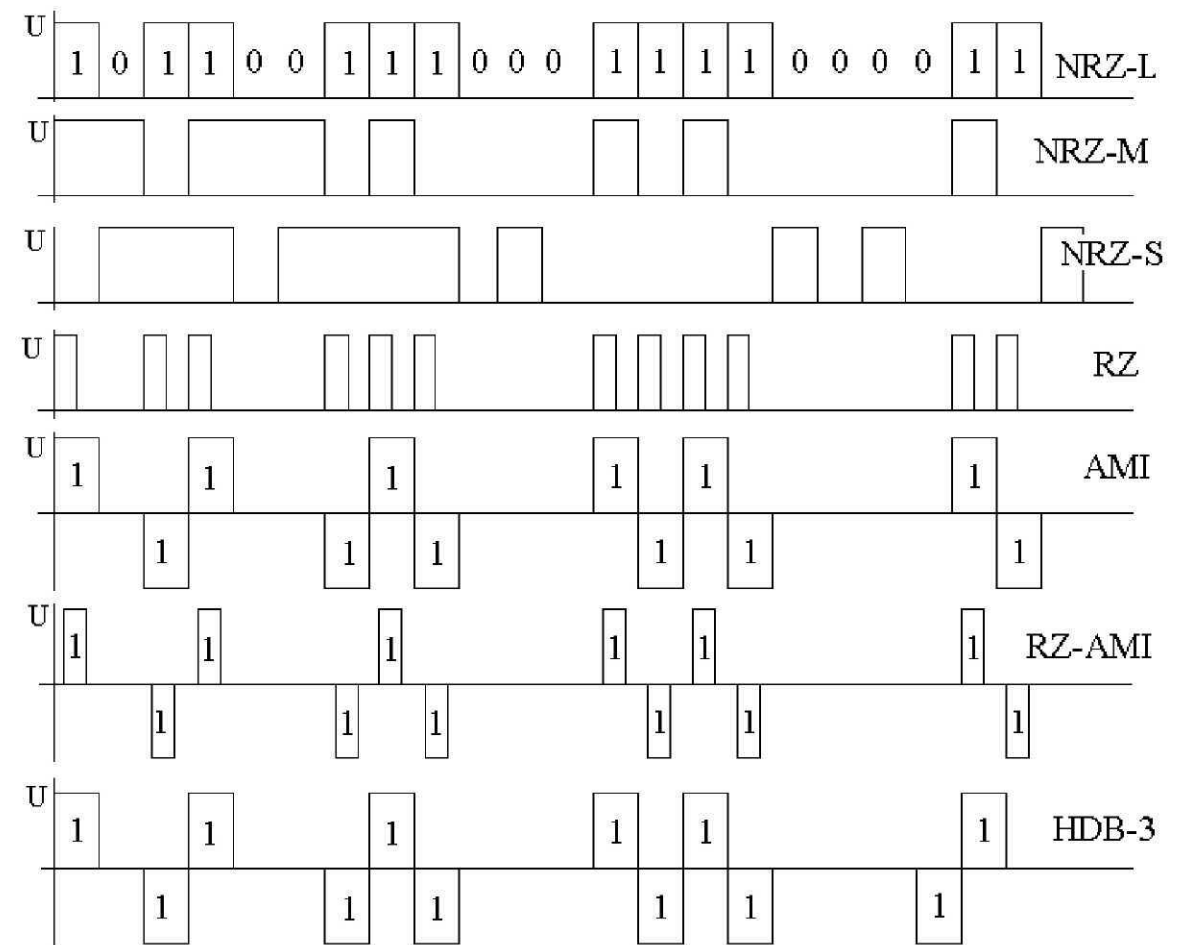


Рис. 9. Примеры импульсных сигналов телефонии

Сигналы с кодировкой NRZ (Not Return to Zero – без возврата к нулю) разделяют на просто бинарный сигнал NRZ-L, в котором единицам и нулям соответствуют разные уровни напряжений (L – level – уровень), и сигналы, кодированные по метке (M – mark – метка) и по паузе (S – space – пауза). В сигналах NRZ-M, применяемых для магнитной записи, двоичная единица представляется изменением уровня, а нуль – отсутствием изменения уровня. В сиг-

налах NRZ-S, наоборот, ноль представляется изменением уровня, а единица - отсутствием изменений.

Использование бинарного представления сигнала весьма удобно для цифровых логических схем, но неудобно для передачи сигнала на расстояние. Из-за различия в бинарном потоке количества единиц и нулей возникает необходимость передачи по линии связи постоянной составляющей, что исключительно сложно при высоких скоростях передачи информации.

В сигнале АМІ (Alternate Mark Inversion) единицы передаются поочередным чередованием полярности импульсов, а ноль - пассивной паузой. Сигнал АМІ имеет нулевую постоянную составляющую и используется для передачи данных. Недостатком этого сигнала является то, что при большом количестве нулевых посылок (длинной серией нулей) в системе сложно организовать синхронизацию приёмника, необходимую для организации регенерации импульсов на приёмной стороне линии связи.

Поэтому в телефонии и в радиорелейной аппаратуре чаще используют сигналы HDB-3 (High Density Bipolar code of order 3 – код с высокой плотностью единиц порядка 3), в которых вместо подряд идущей четвертой нулевой посылки вводится изменение правила кода АМІ, заключающегося в том, что каждая следующая единица передается посылкой другого знака.

Нарушение этого правила в коде HDB-3 сообщает приёмнику, что приняты четыре нулевые посылки подряд. При таком кодировании на приёмной стороне не может быть последовательности, содержащей более трех нулевых посылок подряд, поэтому код и назвали кодом с высокой плотностью единиц порядка три. Отсутствие серий нулевых посылок значительно упрощает организацию синхронизации тактовых импульсов приёмника и передатчика.

Сигналы однополярной RZ (return to zero) и униполярной RZ-АМІ применяются в основном для низкоскоростной передачи данных и при магнитной записи.

Сигналы ИКМ преобразуют и алфавитными кодами. Информацию делят по определенному правилу (алфавиту) на группы, преобразовывают эти группы и получают сигнал с другим основанием счисления и новым числом тактовых импульсов. Обозначение

алфавитных кодов: 3B2T, 2B1Q и т.д. Первое число указывает на количество символов в кодируемой группе, а буквы (B – двоичное, T – третичное, Q – четверичное) – на кодовое основание счисления.

Упрощенной разновидностью ИКМ явилась дельта-модуляция (ДМ). В её основе лежит оценка знака изменения аналогового сигнала за короткий временной интервал. При положительном приращении амплитуды аналогового сигнала в канал связи идет положительный импульс, а при отрицательном приращении – отрицательный импульс.

Таким образом, в канал поступает не кодовая комбинация, определяющая конкретный квантованный уровень сигнала, а только отличие между входным сигналом и его ступенчатой аппроксимацией, формируемой из выходной импульсной последовательности дельта-модулятора. Фактически передаётся импульсный сигнал ошибки, характеризующий изменение сигнала относительно предыдущего дискрета времени, т. е. сигнал ошибки.

Классический дельта-модулятор содержит [5], как показано на рис.10, компаратор (К), принимающий решение о полярности сигнала ошибки. На выходе компаратора формируется последовательность прямоугольных импульсов со случайными длительностями и паузами. Этот сигнал управляет ключевой схемой, на выходах которой появляются тактовые импульсы от генератора тактовых импульсов (ГТИ), которые и поступают в канал связи и на интегратор модулятора, формирующего ступенчатую аппроксимацию сигнала сообщения.

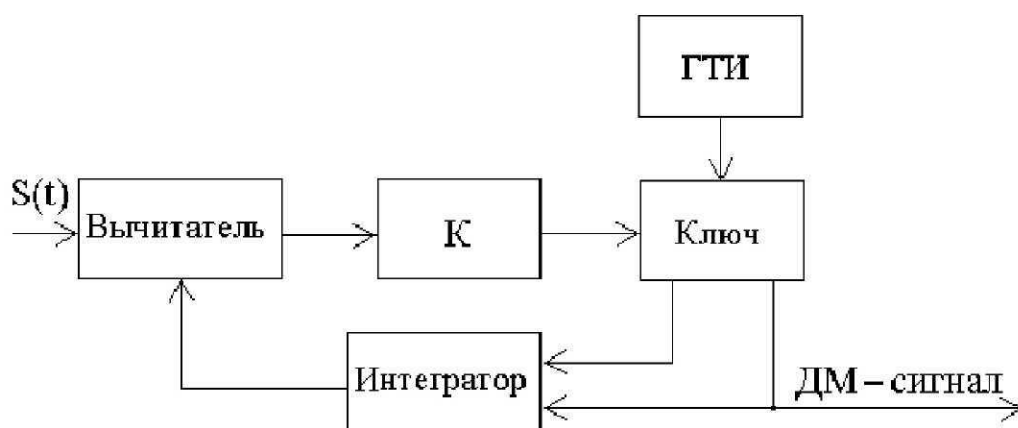


Рис. 10. Пример построения дельта-модулятора

Входной сигнал $S(t)$, ограниченный по уровню и по спектру в соответствии с тактовыми импульсами от ГТИ, сравнивается в схеме вычитания с аппроксимирующим напряжением, связанным с выходным сигналом дельта-модулятора. Компаратор определяет знак разности и формирует последовательность прямоугольных импульсов. Импульсам соответствуют интервалы времени, когда входной сигнал больше аппроксимирующего напряжения, а паузам – когда меньше.

Выходной сигнал компаратора K управляет ключевой схемой, имеющей два противофазных выхода. В зависимости от сигнала управления импульсы тактового генератора проходят на тот или иной выход ключа, соединенный с интегратором. При этом каждый символ "1" увеличивает, а каждый символ "0" уменьшает аппроксимирующее напряжение на выходе интегратора на один шаг квантования. Один из выходов ключевой схемы является выходом дельта-модулятора, с которого в канал связи поступает последовательность тактовых импульсов во время возрастания сигнала сообщения и нулевые посылки во время убывания амплитуды сигнала сообщения, как показано на рис. 11.

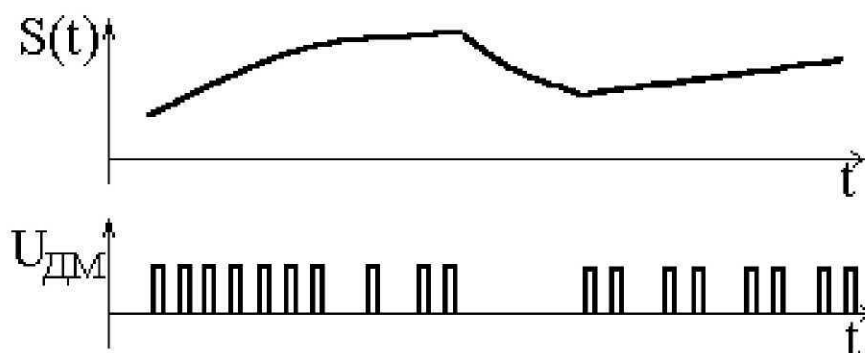


Рис. 11. Тактовые импульсы при дельта-модуляции

Дельта-модуляция потребовала большей полосы частот, и в связи с этим её применение ограничилось системами телеметрии, телеуправления и промышленного телевидения, а также асинхронными адресными системами и системами специального назначения. Разновидностей дельта-модуляции в связи с разнообразием задач много. Разработаны и методы формирования ИКМ из ДМ и, наоборот, ДМ из ИКМ.

1.7. Принципы формирования групповых цифровых сигналов

Сигналы абонентов объединяют, как правило, в первичных цифровых системах передачи информации (ЦСПИ), на входы которых могут поступать аналоговые сигналы. Наиболее развиты в телекоммуникационных системах [6-8] ЦСПИ с импульсно-кодовой модуляцией, использующие дискретизацию во времени, квантование по уровню и кодирование квантов двоичной последовательностью.

При передаче речи при помощи ИКМ качество сильно зависит от числа уровней квантования. Путем экспертных оценок были получены результаты, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Качество речи	Число уровней квантования	Разрядность кода
Плохое	8	3
Хорошее	64	6
Отличное	256	8

Стандартный аналоговый канал телефонной частоты (ТЧ) занимает полосу частот в 4 кГц. Из них 3,1 кГц отводится на спектр информационного сигнала, а 0,9 кГц является защитным интервалом до соседнего по спектру абонентского канала.

Если сигнал ТЧ дискретизируют с частотой 8 кГц, т. е. в 2,35 раза больше максимальной частоты сигнала ТЧ:

$$\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max} = 0,3 \dots 3,4 \text{ кГц},$$

то условие В.А. Котельникова выполняется, так как

$$f_{\text{дискр}} = 8 \text{ кГц} \geq 2\Omega_{\max} = 6,8 \text{ кГц}.$$

Таким образом, из аналогового сигнала ТЧ каждые 125 мкс берется отсчет, который затем кодируется 8-разрядным кодом (8-разрядной двоичной комбинацией, определяющей конкретный адрес квантового уровня сигнала сообщения). Скорость передачи информации по каналу ТЧ при этом будет составлять $V_{\text{ТЧ}} = f_{\text{дискр}} \cdot 8 = 64 \text{ кГц/с}$.

В России принята [9] плезиохронная цифровая иерархия PDN (Plesiochronous Digital Hierarchy), совместимая с аналоговыми сис-

темами передачи информации. Иерархия PDN определяется каналами E1, E2, E3, E4, E5, в которых приняты скорости передачи информации:

- * канал E1 – 2048 кбит/с;
- * канал E2 – 8448 кбит/с;
- * канал E3 – 34368 кбит/с;
- * канал E4 – 139264 кбит/с;
- * канал E5 – 564992 кбит/с.

Например, ЦСПИ первого уровня E1 представляет собой временное уплотнение 32 каналов. Из них 30 каналов ТЧ, 1 канал тактовой синхронизации, 1 канал служебной связи, то есть:

$$E1 = 30 \cdot 64 \text{ кбит / с} + 64 \text{ кбит / с} + 64 \text{ кбит / с} = 2048 \text{ кбит / с.}$$

Канал E2 организуется объединением четырех каналов E1 с четырьмя служебными каналами ТЧ, т. е. реализуются 120 каналов ТЧ со скоростью потока 8448 кбит/с, аналогично E3 – из четырех E2, E4 – из четырех E3, E5 – из четырех E4.

Указанные выше скорости учитывают возможность передачи по цифровым трактам аналоговых сигналов. Например, группа из 60 аналоговых телефонных каналов с частотным уплотнением может быть преобразована методом ИКМ в цифровой поток со скоростью 6,144 Мбит/с. Этот поток можно объединить во времени с потоком 2048 кбит/с, и получится групповой сигнал со скоростью 8448 кбит/с, т.е. 30 цифровых и 60 аналоговых каналов вместо 120 цифровых каналов.

Стандартное оборудование потока E1 (ИКМ-30) формирует 32 временных канала, из которых только 30 являются информационными. Нулевой канал используется для сигналов тактовой синхронизации, а шестнадцатый временной канал применяют для служебных сигналов управления. В ИКМ-30 применяется код АМІ, называемый также кодом с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), устраняющий постоянную составляющую импульсного сигнала, либо усовершенствованный код HDB-3.

Дальнейшее развитие иерархия PDN получила в синхронной цифровой иерархии SDN – Synchronous Digital Hierarchy, активно внедряемой на волоконно-оптических и спутниковых каналах связи [10].

Формирование цифрового группового сигнала обычно выполняют по схеме, изображенной на рис. 12.

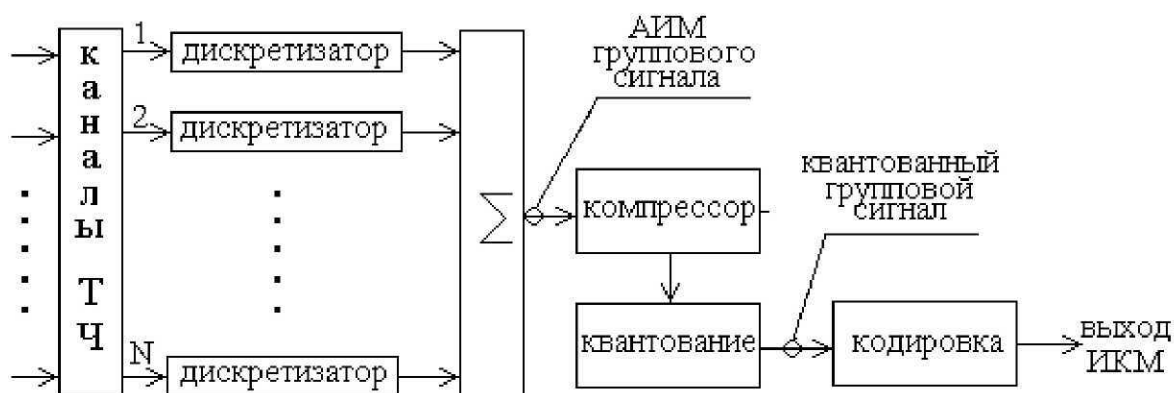


Рис. 12. Схема объединения сигналов ТЧ в групповой сигнал

Дискретизаторы работают по алгоритму АИМ-2 и амплитуда каждого импульса группового АИМ-сигнала определяется значением сигнала в момент отсчёта и не меняется всё время отсчёта. Как правило, применяют электронный ключ, на вход которого поступает сигнал ТЧ, а на управляющий вход – последовательность прямоугольных импульсов длительностью от 0,5 до 10 мкс (в зависимости от числа уплотняемых каналов ТЧ) и периодом следования 125 мкс.

Амплитудная характеристика компрессора и экспандера в приёмнике имеет вид кусочно-ломаных кривых из 256 отрезков – уровней квантования, что соответствует 8 разрядам двоичного кода ($2^8 = 256$ уровней).

Схема, представленная на рис. 12, не учитывает то, что в дискретизаторы разных каналов ТЧ управляющая последовательность прямоугольных импульсов должна подаваться с различными временными сдвигами для обеспечения временного разделения сигналов разных абонентов. В приёмнике абонентские сигналы выделяются ключами – временными селекторами, управляемыми такими же, как в передатчике, импульсными последовательностями.

Контрольные вопросы

1. Что такое дискретизация сигнала и как выбрать интервал дискретизации?
2. Как восстановить аналоговый сигнал по его дискретным отсчетам?
3. В чём различие между АИМ-1 и АИМ-2?
4. Как формируется ФИМ-I?
5. Как формируется ФИМ-II?
6. Почему ШИМ не используют как сигналы для связи?
7. Что такое шкала квантования и шумы квантования?
8. Зачем применяют компандирование сигналов?
9. В чём принципиальное отличие сигналов NRZ и сигналов АМI и HDB-3?
10. Как строят сигналы HDB-3?
11. Какая иерархия групповых цифровых сигналов принята в России?
12. Сколько цифровых телефонных каналов можно организовать в потоке E3?
13. Какие каналы содержит стандартный цифровой поток E1?
14. Можно ли объединять аналоговые и цифровые каналы ТЧ?
15. Почему в стандартных системах с ИКМ используют восьмиразрядный двоичный код?

2.6. Квадратурная амплитудная модуляция

При квадратурной фазовой манипуляции сигнальные отсчеты имеют одинаковую амплитуду и параметром модуляции является фазовое состояние отсчета. Если использовать одновременно с фазовой модуляцией и модуляцию отсчетов дискретными амплитудами, то появляется возможность реализации многоуровневой амплитудно-фазовой манипуляции (АФМ), параметром которой является комплексная амплитуда радиосигнала.

Пользуясь геометрической трактовкой, каждый сигнал многоуровневой (M -уровневой) модуляции можно изобразить вектором в сигнальном пространстве. Отмечая только концы векторов, для сигналов M -уровневой модуляции получаем изображение в виде сигнальных точек, координаты которых определяются значениями координат V_{ck} и V_{sk} . Совокупность сигнальных точек образует сигнальное созвездие, имеющее вид, показанный на рис. 24.

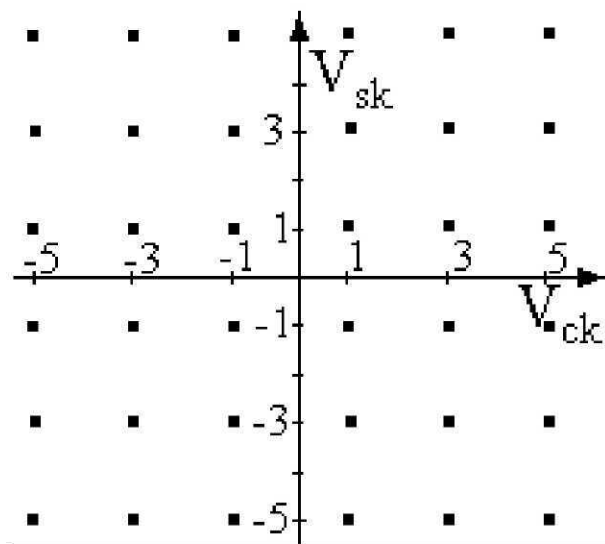


Рис. 24. Сигнальное созвездие многоуровневой амплитудно-фазовой манипуляции

Многоуровневую АФМ называют также многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией (M -QAM) или M -ичной QAM, где число возможных позиций в сигнальном созвездии указывает число M (например, QAM-16 или 16-QAM; QAM-256 или 256-QAM и т.д.).

При многоуровневой АФМ из-за большого количества сигнальных точек в созвездии можно значительно (для систем без дополнительного кодирования в $\log_2 M$ раз) повысить скорость передачи цифровой информации источника сообщения, т. е. реализовать увеличение спектральной эффективности, равной отношению [12]

$$K_s = \frac{\text{Скорость передачи информации}}{\text{Требуемая полоса частот}}.$$

Платой за такое увеличение эффективности использования спектра явится усложнение схемы демодема, необходимость применения линейных усилителей и требование более высоких соотношений сигнал/шум на входе приёмника M-QAM.

Сигнал многоуровневой модуляции можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_{\text{АФМ}} &= U_0 \sum_k B_k(t - k\tau) \cdot \text{Re}(\dot{V}_k e^{j\omega_0 t}) = \\ &= U_0 \sum_k B_k(t - k\tau)(V_{ck} \cos \omega_0 t + V_{sk} \sin \omega_0 t), \end{aligned}$$

$$\text{где } V_{ck}, V_{sk} = \begin{cases} \pm 1, & \text{при } M = 4, \\ \pm 1, \pm 3, & \text{при } M = 16, \\ \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, & \text{при } M = 64; \end{cases}$$

$$B_k(t - k\tau) = \begin{cases} 1, & k\tau < t \leq (k+1)\tau, \\ 0, & t < k\tau, \quad t > (k+1)\tau; \end{cases}$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots ;$$

$$\tau = T \log_2 M - \text{длительность радиоимпульса.}$$

Формировать многоуровневую АФМ можно с помощью \sqrt{M} -уровневой балансной амплитудной манипуляции квадратурных колебаний несущей частоты и сложения полученных амплитудно-манипулированных радиосигналов. Именно поэтому амплитудно-фазовую манипуляцию стали называть квадратурной амплитудной манипуляцией – КАМ. Вид сигнала квадратурной амплитудной модуляции для модулирующей последовательности, сгруппированной полубайтами, показан на рис. 25.

На рис. 26 показана структурная схема модулятора КАМ-16 для случая, когда V_{ck}, V_{sk} принимают значения $\pm 1, \pm 3$ (4-уровневая КАМ).

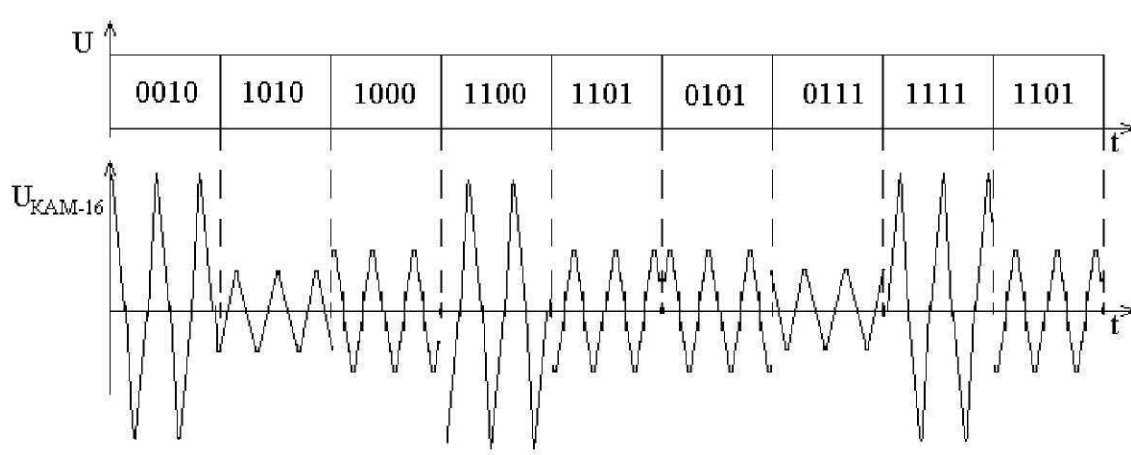


Рис. 25. Сигналы на входе и выходе модулятора КАМ-16

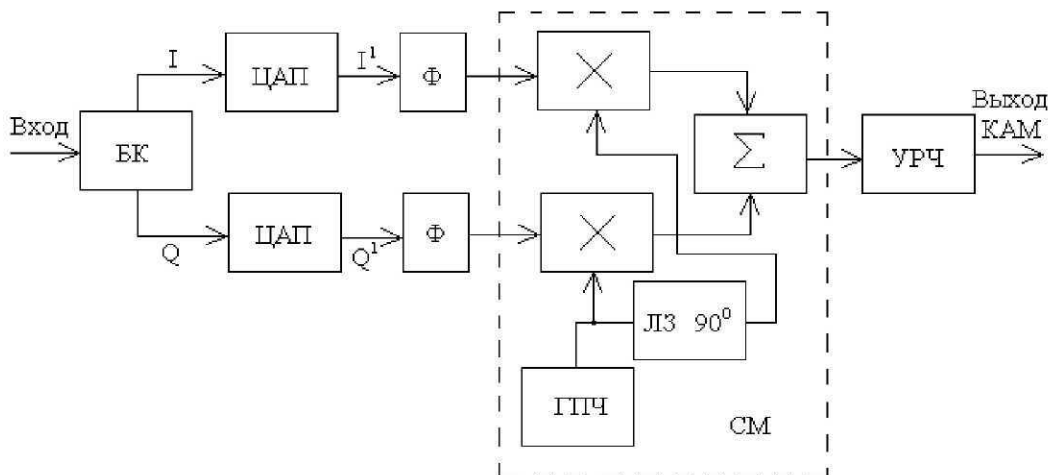


Рис. 26. Модулятор КАМ-16

Информационный поток поступает на вход блока кодирования (БК), который выполняет две функции. Первая функция заключается в разбиении последовательного информационного потока на два двухразрядных параллельных потока. Вторая функция блока кодирования заключается в придании информационному потоку такого вида, который в минимальной степени подвержен влиянию ошибок.

Так как при ошибках вероятность приёма ближайшей по созвездию соседней кодовой комбинации максимальна, то кодирование созвездия производится таким образом, чтобы соседние состояния отличались только на один бит (отличительный признак кода Грея), что минимизирует ущерб от ошибки [24 – 27].

Пример цифрового потока после блока кодирования с сигнальной диаграммой по Грею показан на рис. 27. Передавая промодулированный с помощью одновременной манипуляции по амплитуде и по фазе один информационный бит по линии связи, реально передаем $\log_2 M$ бит сообщения. В частности, как видно из рис. 25, полубайт сообщения передаётся одним отсчётом сигнала (одной точкой сигнального созвездия).

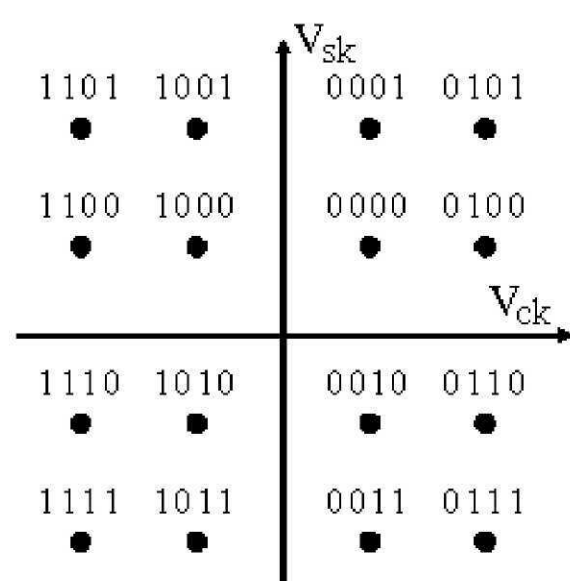


Рис. 27. Сигнальное созвездие КАМ-16, сформированное по правилу Грея

Блок кодирования выполняется обычно на микросхемах программируемой логики, например на микросхеме типа XC95144. Полученные сигналы I и Q преобразуются в аналоговую форму с помощью ЦАП. На выходах ЦАП присутствуют сигналы I^1 и Q^1 с относительными амплитудными уровнями +1, -1, +3, -3, необходимыми для организации КАМ-16. Далее, с помощью сглаживающих фильтров (Φ) формируется необходимая маска спектра сигнала.

Маска спектра является критичной формой частотного спектра, ограничивающей относительные уровни спектральных состав-

ляющих сигнала в пределах отведенной полосы частот. Она определяется при выделении пользователю радиочастотного спектра полосы (номиналов) частот с учетом вида его сигналов и класса излучения. Маска спектра строится в соответствии с Регламентом радиосвязи [28 – 32] и ГОСТом [33] как линейно-ломаная аппроксимация огибающей нормированного спектра сигналов конкретного класса излучения (см. приложение).

Полученные таким образом сигналы поступают на входы смесителя (СМ), состоящего из двух перемножителей, фазовращателя ($\text{ЛЗ } \Delta\varphi = 90^\circ$) и сумматора. Еще на один вход смесителя поступает сигнал промежуточной частоты. Для его формирования используется генератор промежуточной частоты (ГПЧ). В качестве смесителя можно выбрать микросхему, содержащую все необходимые компоненты, например, типа U2793.

С выхода смесителя промодулированный сигнал поступает на вход линейного УРЧ и усиливается до требуемого уровня на определенной нагрузке.

При постоянной мощности сигнала вероятность принятия правильного решения приёмником системы связи обратно пропорциональна числу уровней принимаемого сигнала. Поэтому бинарное представление цифровой информации энергетически более выгодно по сравнению с многоуровневым представлением. Однако при КАМ очень эффективно используется полоса частот, так как при многопозиционной модуляции можно в $\log_2 M$ раз увеличить скорость передачи информации и, например, при КАМ-16 в ствол с полосой пропускания $\Delta f = 40 \text{ МГц}$ можно уложить $\frac{\Delta f}{\log_2 16} / 4 \text{ кГц} = 2500$ стандартных телефонных каналов, а, например, при ОФМ-2 – только 625 каналов, при ОФМ-8 – 1875 каналов.

Модулятор сигналов с КАМ – сравнительно сложное устройство, так как требуется организовать передачу информации таким образом, чтобы на приёмном конце линии связи был обеспечен минимум ошибок, и при этом существовали бы возможности подстройки опорной частоты и обеспечения синхронизации приёма посылок. В каналах с низким отношением сигнал/шум информацию можно передавать лишь относительными способами [14], закладывая её в разность состояний соседних посылок, что требует допол-

нительных кодировок передаваемых по каналам сигналов в модуляторе.

На вход приемника поступает сигнал

$$S_{\text{пр}}(t) = \operatorname{Re}\{\dot{A}(t)e^{j\omega_{\text{нес}}t+\varphi}\} = A_C(t)\cos(\omega_{\text{нес}}t + \varphi) + A_S(t)\sin(\omega_{\text{нес}}t + \varphi),$$

где $\omega_{\text{нес}}$ и φ - соответственно частота и начальная фаза несущего колебания;

$A_C(t)$ и $A_S(t)$ - процессы, переносящие информацию.

Каждый из процессов $A_C(t)$ и $A_S(t)$ независимо от другого принимает одно из четырёх дискретных значений, обеспечивая тем самым передачу за один символ одного из M состояний кода M-QAM. После переноса в радиотракте сигнала $S_{\text{пр}}$ на промежуточную частоту он принимает вид

$$S_{\text{пч}}(t) = A_C(t)\cos(\omega_{\text{пч}}t + \varphi_{\text{пч}}) + A_S(t)\sin(\omega_{\text{пч}}t + \varphi_{\text{пч}}).$$

Задачей демодулятора является выделение процессов $A_C(t)$ и $A_S(t)$ и идентификация их текущего сочетания с одним из M возможных сигналов.

Обычное домножение сигнала $S_{\text{пч}}$ на квадратурные составляющие сигнала гетеродина с единичной амплитудой $U_{\text{ГC}}(t) = \cos(\omega_{\text{Г}}t + \varphi_{\text{Г}})$ и $U_{\text{ГС}}(t) = \sin(\omega_{\text{Г}}t + \varphi_{\text{Г}})$ с последующей низкочастотной фильтрацией не решает проблемы, так как при этом образуются сигналы:

$$S_C(t) = \overline{S_{\text{пч}}(t)U_{\text{ГC}}(t)} = A_C(t)\cos(\Delta\omega t + \psi) + A_S(t)\sin(\Delta\omega t + \psi), \quad (5)$$

$$S_S(t) = \overline{S_{\text{пч}}(t)U_{\text{ГС}}(t)} = A_S(t)\cos(\Delta\omega t + \psi) - A_C(t)\sin(\Delta\omega t + \psi),$$

где $\Delta\omega = \omega_{\text{пч}} - \omega_{\text{Г}}$;

ψ - результат алгебраического сложения начальных фаз всех генераторов приёмно-передающего тракта.

Для последующей правильной демодуляции необходимо, чтобы $S_C = A_C$ и $S_S = A_S$. А здесь в сигналах S_C и S_S присутствуют с разными (случайными и меняющимися по времени) весовыми коэффициентами оба компонента A_C и A_S . Поэтому одной из задач

при демодуляции сигналов КАМ является устранение как влияния разности частот, так и суммарного набега фазы.

На примере КАМ-16 рассмотрим вариант построения модулятора КАМ. Поскольку сигнальное созвездие симметрично (рис. 28,а), то при приёме возможны четыре устойчивых состояния (т.е. кроме «правильного» расположения после подстройки, приведенного на рис. 28,а, возможны ложные ситуации, показанные на рис. 28,б – г). При этом все принятые состояния будут идентифицированы не с теми, которые передавались.

На передающей стороне необходимо передаваемые сочетания идентифицировать с полубайтами информационного потока, чтобы имел место код Грея (вариант кода Грея приведен на рис. 28,д).

Наиболее вероятный вид ошибок, возникающих из-за воздействия теплового шума входных цепей, проявляется в том, что вместо передаваемого состояния демодулятор принимает решение о том, что передавалось не оно, а соседнее с ним. При этом в случае использования кода Грея в полубайте пострадает только один бит информации. При использовании других способов привязки полубайта к уровням (A_C , A_S) неправильная идентификация соседнего состояния с переданным приведет к ошибкам сразу в нескольких битах (вплоть до всех четырех в полубайте).

Для выполнения всех перечисленных задач может быть использовано устройство, укрупненная структурная схема которого представлена на рис. 29. На вход демодулятора поступает сигнал $S_{ПЧ}(t)$. На первом этапе из него выделяются квадратурные составляющие I_1 и Q_1 с помощью гетеродина-генератора, управляемого напряжением (ГУН). В составляющих I_1 и Q_1 присутствует неизвестный фазовый сдвиг ψ , т.е. каждая из них содержит в определенных сочетаниях обе компоненты векторов A_C и A_S .

На втором этапе фазовый сдвиг подстраивается таким образом, чтобы те амплитудно-фазовые сочетания, которые наблюдаются в выходных сигналах этого блока (I_2 и Q_2), были расположены симметрично относительно осей X и Y .

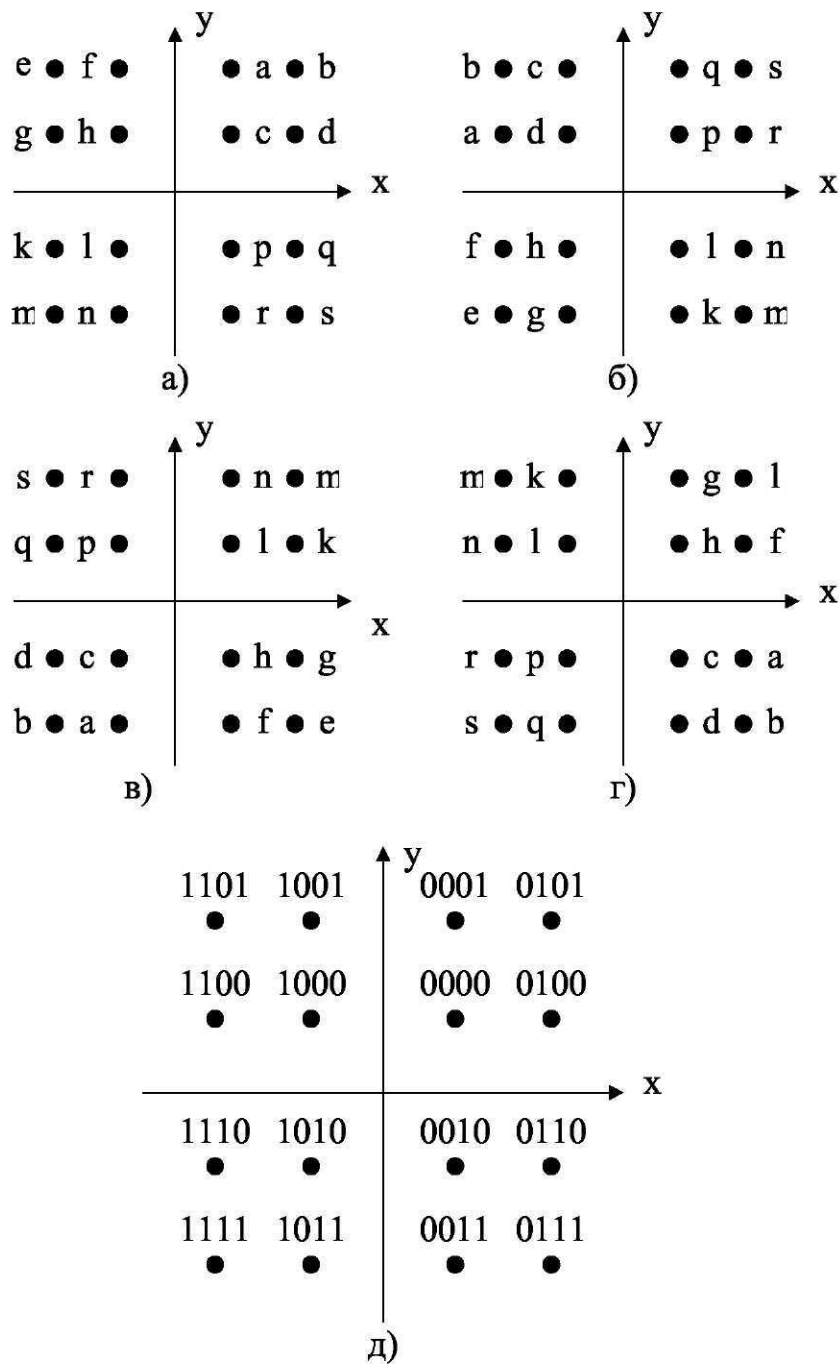


Рис. 28. Варианты сигнального созвездия КАМ-16

Однако при этом сигналы I_2 , Q_2 могут соответствовать как истинным A_C , A_S , так и любой из трех возможных ошибочных ситуаций (см. рис. 28,б – г). Поэтому в следующем блоке производится их идентификация с «правильными» (A_C , A_S). В последнем блоке на

основании текущего сочетания уровней сигналов (A_C , A_S) производится декодирование, т.е. восстановление принятого полубайта.

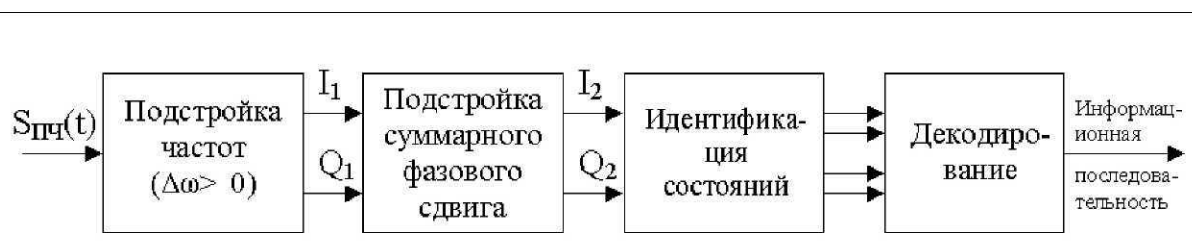


Рис. 29. Укрупненная структурная схема демодулятора КАМ

Для частотно-фазовой подстройки здесь невозможно использовать обычные схемы ФАПЧ из-за присутствия амплитудно-фазовой манипуляции информационным сигналом. Для использования ФАПЧ должна иметься возможность в каждый момент времени измерять фазовый сдвиг между входным сигналом и сигналом перестраиваемого генератора, чтобы определить, в какую сторону необходимо изменять его частоту. Поскольку при разности частот значение фазового сдвига изменяется достаточно быстро (он непрерывно растет или падает со скоростью $\Delta\omega$), то его измерение также необходимо производить быстро (за малый интервал времени).

А в ситуации наложения на несущую частоту амплитудно-фазовой манипуляции от её влияния можно избавиться, только усредняя результат измерения на большом интервале времени. При этом считается, что все M передаваемых состояний равновероятны и долговременное усреднение сведет их влияние к нулю.

Однако при таком долговременном усреднении измерение текущего постоянно меняющегося фазового сдвига между промежуточной частотой входного сигнала и частотой ГУН невозможно. В связи с этим, подстройка частоты и подстройка фазы в приёмном устройстве M -QAM производится отдельно и в этих целях используются различные принципы.

Структурная схема блока подстройки частоты приведена на рис. 30. Сигнал промежуточной частоты в одном из умножителей умножается на сигнал ГУН непосредственно, а в другом – на сигнал ГУН, пропущенный через фазовращатель на 90° . Далее после прохождения через фильтры низкой частоты (Φ) формируются квадратурные сигналы I_1 и Q_1 .

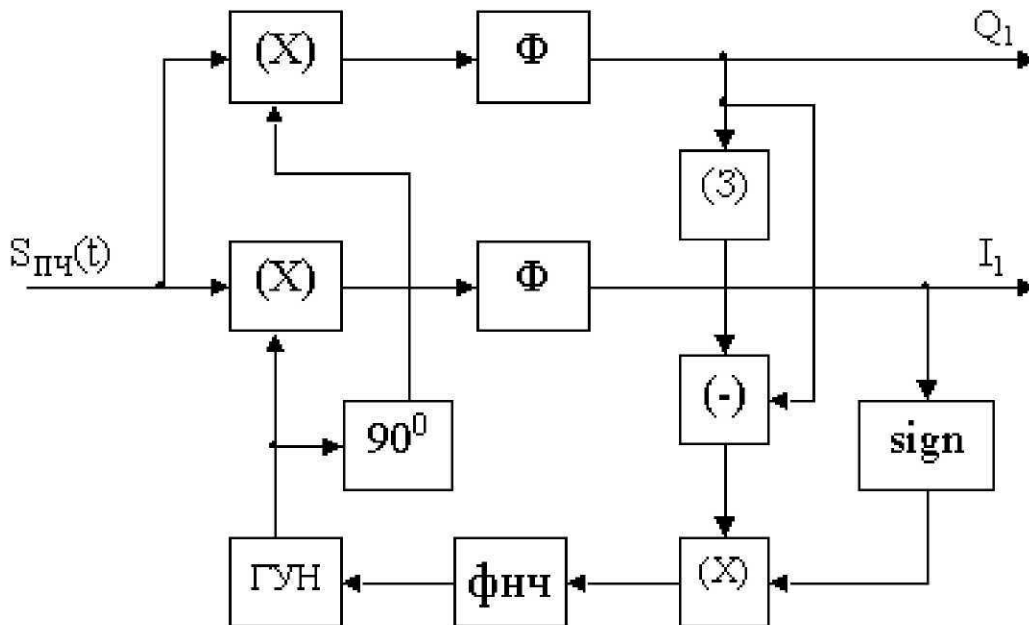


Рис. 30. Устройство подстройки частоты приёмника сигналов КАМ

Предварительно будем считать, что амплитудно-фазовая манипуляция из-за передачи информационных сообщений отсутствует. Тогда, если оба вектора расположены в правом верхнем квадранте плоскости, то $Q_1(t_2) > Q_1(t_1)$. То же самое справедливо и для правого нижнего квадранта. Если бы оба вектора были расположены в левой полуплоскости, то такое же вращение вектора \mathbf{A} против часовой стрелки соответствовало бы случаю $Q_1(t_2) < Q_1(t_1)$.

Принцип подстройки поясняется на рис. 31. Информационный сигнал условно изображен вектором \mathbf{A} . Сигналы $I_1(t)$ и $Q_1(t)$ – это его проекции на оси OX и OY . При несовпадении промежуточной частоты входного сигнала и частоты ГУН вектор \mathbf{A} вращается в соответствующем разности частот направлении, оно определяется тем, какая из частот в данный момент выше.

Предположим, что в какой-то интервал времени соотношение частот таково, что вектор A вращается против часовой стрелки. На рис. 31 показано положение вектора A в два близких момента времени t_1 и t_2 . Каждому из них соответствуют сигналы на входе блока $I_1(t_1)$, $Q_1(t_1)$ и $I_1(t_2)$, $Q_1(t_2)$.

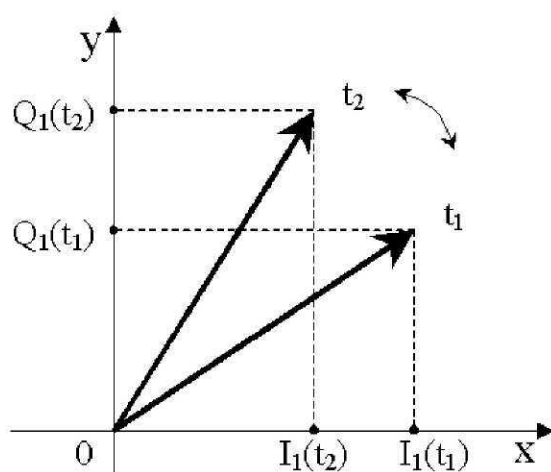


Рис. 31. Изменение вектора информационного сигнала

Таким образом, совместный учет соотношения между сигналами $Q_1(t)$, сдвинутыми на небольшой интервал времени, и знака сигнала $I_1(t)$ позволяет определить направление вращения вектора A . Это, в свою очередь, укажет на то, больше или меньше частота ГУН в данный интервал времени в сравнение с промежуточной частотой входного сигнала, т.е. укажет необходимое направление перестройки ГУН.

Данный принцип регулировки реализован в схеме, изображенной на рис. 30, следующим образом. В блоке определения знака (sign) определяется знак напряжения $I_1(t)$. Если $I_1(t) > 0$, то на выходе этого блока вырабатывается сигнал +1, если $I_1(t) < 0$, то вырабатывается сигнал -1. Напряжение $Q_1(t)$ задерживается в блоке задержки (З) на определенный интервал времени T_3 . Далее, в блоке вычитания (-) определяется разность текущего и задержанного сигналов $Q_1(t)$. Эта разность умножается на сигналы +1 или -1 с выхода блока (sign). Получившийся результат подается на интегратор (ФНЧ), выходное напряжение которого управляет перестройкой частоты ГУН.

Если в результате подстройки частоты стали близки, разность $Q_1(t_2) - Q_1(t_1) \rightarrow 0$ и напряжение на выходе интегратора перестает изменяться, это свидетельствует о том, что ГУН подстроился.

Постоянная интегрирования T_U должна выбираться по следующему правилу. Присутствие амплитудно-фазовой манипуляции во входном сигнале осложняет процесс подстройки. Однако, если все M состояний равновероятны, то из-за присутствия манипуляции возникающие ошибки будут с равной вероятностью иметь как положительное, так и отрицательное значения. Средняя величина ошибок в обе стороны будет также одинакова. Поэтому при соответствующем времени усреднения влияние амплитудно-фазовой манипуляции можно свести до требуемого малого уровня. При этом роль усреднителя может выполнять тот же интегратор. Чем больше T_U , тем меньше остаточный уровень влияния ошибок.

При выборе величины задержки T_3 необходимо руководствоваться следующим: чем больше T_3 , тем быстрее происходит процесс настройки. Однако при этом увеличивается число ситуаций, когда оба сравниваемых положения вектора A , приходятся на разные полуплоскости. Эти ситуации приводят к ошибкам, однако такие ошибки неопасны, так как их сопровождает другая ошибка при следующем переходе обратно. Обе ошибки противоположного знака и одинаковой величины, поэтому при усреднении нейтрализуются.

Однако подобные ситуации не приносят полезной информации, при больших T_3 их становится больше и эффективность измерения уменьшается. При сокращении T_3 скорость настройки падает, зато увеличивается точность настройки. Однако, когда величина разности частот будет стремиться к нулю, разность $Q_1(t_2) - Q_1(t_1)$ станет очень малой и может оказаться соизмеримой с уровнем внутренних шумов.

Для подстройки также можно использовать разность сигналов $I_1(t_2) - I_1(t_1)$, а знак определять по напряжению $Q_1(t)$. Все свойства схемы для такого варианта остаются такими же.

В идеальном случае в результате подстройки ГУН вектор A останавливается в каком-либо случайном положении. Для устранения этого случайного постоянного фазового сдвига ψ использован следующий блок. В его функции входит такое изменение сигналов

Из результатов перемножения с помощью сложения в Σ и вычитания в $(-)$ формируются выходные напряжения этого блока I_2 и Q_2 .

$$I_2 = I_1 \cos \alpha + Q_1 \sin \alpha = (A_C \cos \psi + A_S \sin \psi) \cos \alpha - (A_S \cos \psi - A_C \sin \psi) \sin \alpha = A_C (\cos \psi \cos \alpha + \sin \psi \sin \alpha) + A_S (\sin \psi \cos \alpha + \cos \psi \sin \alpha) = A_C \cos(\psi - \alpha) + A_S \sin(\psi - \alpha);$$

$$Q_2 = I_1 \sin \alpha + Q_1 \cos \alpha = (A_C \cos \psi + A_S \sin \psi) \sin \alpha + (A_S \cos \psi - A_C \sin \psi) \cos \alpha = A_C (\cos \psi \sin \alpha - \sin \psi \cos \alpha) + A_S (\sin \psi \sin \alpha + \cos \psi \cos \alpha) = A_C \cos(\alpha - \psi) + A_S \sin(\alpha - \psi).$$

Таким образом, изменяя величину α , можно «вращать» целиком все созвездие из M информационных состояний относительно центра координат, обеспечивая присутствие только составляющих A_S или A_C в выходных сигналах.

Поскольку никаких «меток» в информационный сигнал не помещалось, то единственным указателем, что квадрат созвездия повернулся правильно относительно координатных осей, служит его симметричное положение, т.е. когда стороны квадрата параллельны координатным осям, как показано на рис. 33,а, в отличие от неправильного промежуточного положения, показанного на рис. 33,б.

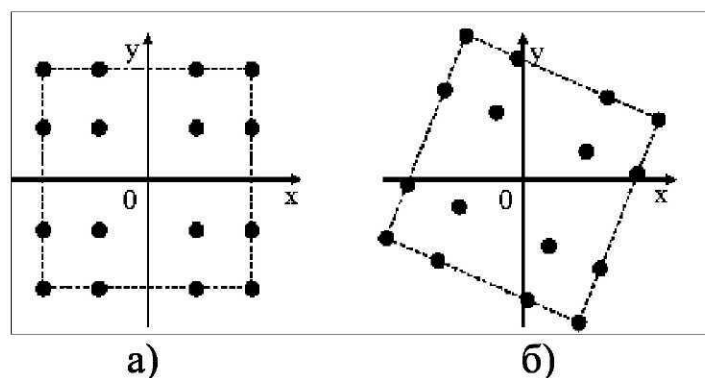


Рис. 33. Поворот сигнального созвездия

Использование этого свойства симметрии позволит, меняя α , повернуть нужным образом созвездие, однако остается неопределенность, так как далее поворот до симметричного по-

ложения соответствует четырем возможным состояниям (рис. 28,а – г), из которых правильное одно. Тем не менее, в функции данного блока подстройки фазы входит только подобный поворот, а устранение неопределенности можно произвести при последующей обработке.

Для того чтобы определить, в какую сторону необходимо изменять α , производится следующее. В блоке сравнения знаков (БСЗ) фиксируются интервалы времени, в течение которых оба напряжения I_2 и Q_2 одновременно больше нуля. Когда это случается, открываются ключи и величины этих напряжений подаются на усреднители (УСР). Далее оба усредненных напряжения вычитаются в блоке (-) и поступают на интегратор (α). На выходе интегратора вырабатывается величина α .

Величина α изменяется в ту или иную сторону в зависимости от знака напряжения на входе интегратора. Перестройка величины α заканчивается, когда входное напряжение интегратора близко к нулю, т. е. когда средние значения величин I_2 и Q_2 (при попадании вектора A в правый верхний квадрант) равны.

2.7. Виды цифровой модуляции с применением кодирования

Активное освоение телекоммуникационного пространства требует все более сложных подходов к проблеме управления колебаниями. Один из результативных способов управления колебаниями был найден в результате совмещения функций модуляции и кодирования. Комбинации систем модуляции и кодирования позволили к настоящему времени создать целое семейство энергетически эффективных видов модуляции с высокой спектральной эффективностью и достоверностью передачи информации.

Пределные возможности систем передачи информации, как известно, определяются величиной пропускной способности канала связи C , которая, в соответствии с теоремой К. Шеннона, находится из выражения

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_C}{N_0} \right), \quad (6)$$

где N_0 – средняя мощность шума в полосе частот ΔF ;

$P_C = E_b R$ – средняя мощность сигнала;

E_b – энергия, расходуемая при передаче одного бита информации;

R – скорость передачи информации.

Построив по выражению (6) зависимость удельной скорости передачи информации от отношения сигнал/шум, как показано на рис. 34, несложно определить потенциальные возможности систем передачи информации. К. Шеннон доказал, что возможности любой системы передачи информации находятся ниже линии, показанной на рис. 34. Эту линию стали называть границей (пределом) Шеннона, и при построении систем передачи информации стремятся максимально приблизиться к границе Шеннона при малой вероятности ошибочного приёма.

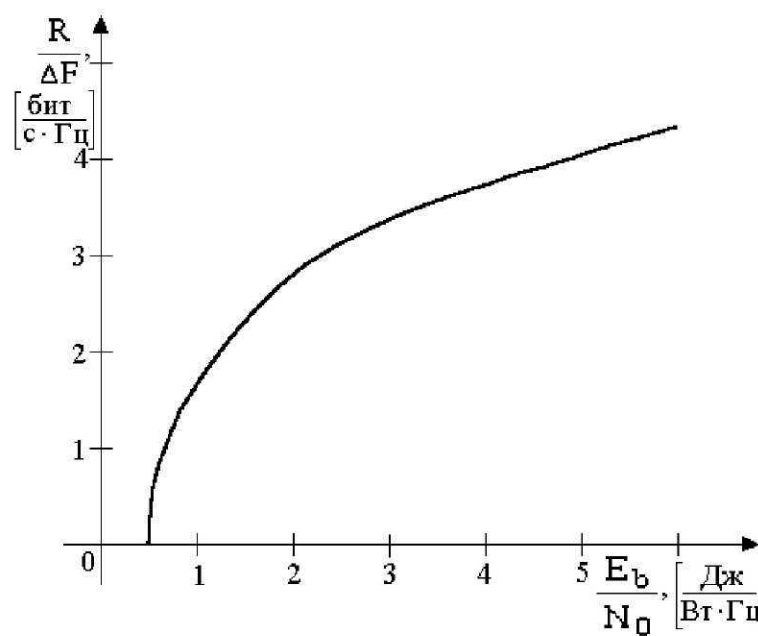


Рис. 34. Взаимосвязь удельной скорости передачи информации и отношения сигнал/шум в канале связи

При построении систем связи инженер старается реализовать следующие требования:

- минимизировать вероятность битовой ошибки;
- уменьшить отношение энергии, расходуемой на передачу одного бита, к спектральной мощности шума $\frac{E_b}{N_0}$;
- максимально увеличить скорость передачи информации;
- максимально возможно сократить занимаемую системой полосу рабочих частот.

Перечисленные выше противоречивые требования и дополнительные ограничения (теоремы Шеннона, Котельникова, сложность реализации и т.п.) заставляют разработчиков систем передачи информации выбирать компромиссные решения. Например, применение многопозиционных видов модуляции позволяет значительно увеличить скорость передачи сообщений, что одновременно связано с проблемой слабой помехоустойчивости, так как при большом ансамбле точек в сигнальном созвездии и малом расстоянии между ними, называемом Хеминговым расстоянием, приёмнику легче ошибиться, чем при передаче бинарной информации с тем же размером сигнального созвездия.

Результатом компромиссных решений стали новые виды модуляции, совмещающие многоуровневую АФМ с помехоустойчивым кодированием. При этом в сигнальное созвездие вносится избыточность, необходимая для реализации помехоустойчивого кодирования. Выбор способа модуляции и вида кодирования весьма широк и сводится к поиску таких сигнальных конструкций, при которых бы обеспечивалась высокая скорость передачи информации и высокая помехоустойчивость одновременно.

Использование кодов, исправляющих ошибки, требует расширения занимаемой сигналом полосы частот для включения в информационный поток избыточных бит. Но в 90-х годах прошлого века появились схемы [12], объединяющие модулятор с кодером и позволяющие повысить помехоустойчивость без расширения полосы частот. Эти методы стали называть решетчатым кодированием или треллис-модуляцией – TCM (Trellis Coded Modulation).

В схемах TCM используется память о предыдущем состоянии передаваемых небинарных информационных посылок. Методы

ТСМ основаны на том, что при анализе переданной в канал посылки вырабатывается решение о виде следующей за ней посылки, каждый раз в максимальной степени декоррелированной с уже посланной. Кодер для передачи каждого символа информации из сигнального созвездия выбирает набор сигналов, при котором вероятность ошибки декодера будет минимальной.

Выбранная по какому-либо правилу комбинация помехоустойчивого кода и конкретной КАМ в отечественной литературе получила название сигнально-кодовой конструкции (СКК). При этом число сигнальных точек увеличивают, прибавляя к информационным битам один избыточный, получаемый за счёт сверточного кодирования.

Расширенный таким образом информационный поток подвергают КАМ, а в процессе демодуляции декодирование производят по алгоритму Витерби. Этот алгоритм за счёт знания предыстории процесса и введенной избыточности даёт возможность по критерию максимального правдоподобия выбрать из сигнального созвездия наиболее достоверную точку.

Выбор способов модуляции и вида кодирования сводится к поиску заполнения сигнального множества таким образом, чтобы максимизировать скорость передачи информации при высокой помехоустойчивости. Вариантов при этом множество, так как много возможных многопозиционных конструкций сигналов и достаточно много различных видов кодов. Фактически задача поиска наилучшей СКК в настоящее время является наиболее сложной задачей теории передачи информации.

На рис. 35 приведен пример типового сверточного кодера, применяемого совместно с модулятором ФМ-8. На каждые два входных бита кодер, построенный на двух линиях задержки и четырех сумматорах по модулю два, выдаёт на выходе трехсимвольную комбинацию, которая и поступает на модулятор ФМ-8.

Для исключения явления обратной работы, приводящей в данном случае к перестановке двоичных символов, используют специальные коды, нечувствительные к неопределенности фазы опорного колебания при декодировании. Известно несколько видов СКК, нечувствительных к неопределенности фазы восстановленной на приёмной стороне несущей.

В работе [50] показано, что максимальную эффективность кодирования для многоуровневой модуляции можно реализовать, удваивая число точек некодированного сигнального созвездия. При этом [12] набор сигналов увеличивают, не увеличивая размера сигнального множества, как показано на рис. 36.

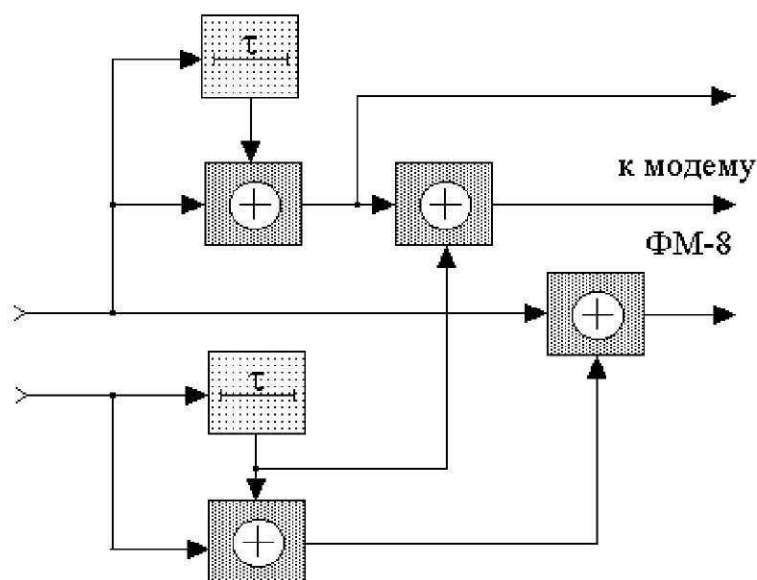


Рис. 35. Сверточный кодер с относительной скоростью $2/3$

С ростом количества точек в сигнальном пространстве без изменения его размеров возможна работа без расширения полосы частот, так как величина полосы частот зависит только от скорости передачи информации и не зависит от размера алфавита. В канал посылается один символ сигнала, несущий информацию о нескольких битах информационного сообщения и об одном избыточном бите кодирования.

Например, как показано на рис. 35, два бита сообщения и один искусственно полученный избыточный бит формируют бит сигнала ФМ-8, длительность которого равна длительности двух информационных бит, т. е. одному биту ФМ-4. При этом не реализуется потенциальный выигрыш по скорости передачи информации, и она остаётся удвоенной, т. е. такой же, как при ФМ-4.

При таком расширении набора сигналов уменьшается хемингово расстояние между соседними точками сигнального созвездия и

для некодированной системы это неизбежно вызывает увеличение вероятности ошибки при приёме.

Для кодированной системы (рис. 36) близость сигналов в сигнальном пространстве может не иметь большого значения, так как правила кодирования могут запрещать взаимные переходы, обусловленные малым расстоянием Хеминга. При ТСМ основная задача построения модема заключается в таком наложении решетчатых диаграмм кода на сигнальное созвездие, чтобы максимально увеличить расстояние между теми точками, которые могут быть спутаны в приёмнике вероятнее всего.

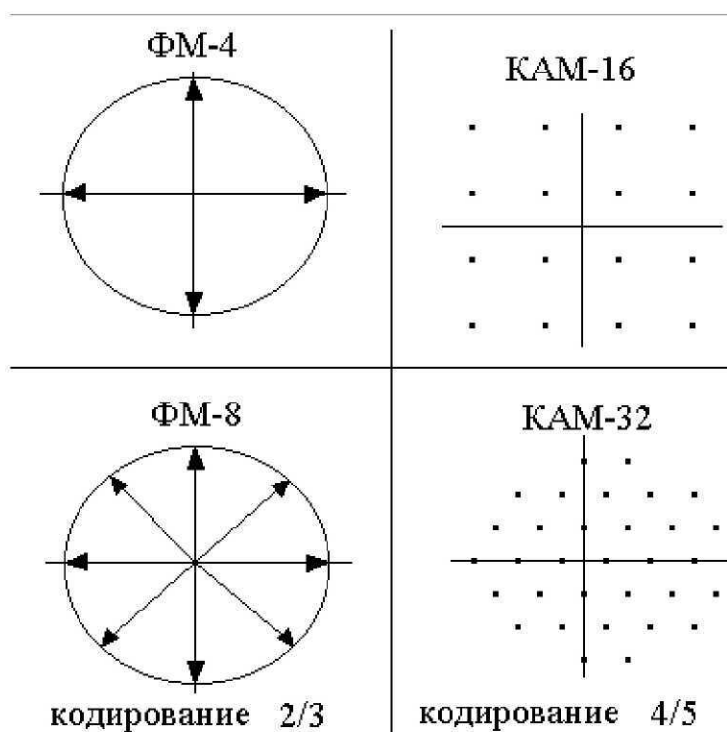


Рис. 36. Распирение множества сигнальных точек для решетчатого кодирования в модуляторах ТСМ

Решетчатое кодирование, расширяющее множество сигнальных точек без увеличения требуемой полосы частот, позволяет существенно увеличить достоверность передачи информации (от 3 до 6 дБ согласно [12]). Например, кодирование со степенью $2/3$ сигналов из ФМ-4 в ФМ-8, как сказано в работе [12], даёт повышение эффективности кодирования до 5,83 дБ.

При этом кодер усложняется незначительно, но декодер становится значительно сложнее. Только применение больших интегральных схем и программируемых процессоров дало возможность построения эффективных ТСМ-модемов. Сейчас, практически со стандарта V42, все модемы, например, факсимильной связи используют ТСМ-модуляторы, являющиеся совокупностью какого-либо вида кодирования и КАМ.

Контрольные вопросы

1. Что такое активная пауза при ASK?
2. Каков выигрыш в помехозащищенности у FSK по сравнению с ASK?
3. В чём достоинство многопозиционной FSK?
4. В чём ЧММС превосходит FSK?
5. Как формируется сигнал ЧММС?
6. Почему при ФМ возможен режим обратной работы?
7. Почему при ОФТ возможен некогерентный приём сигналов?
8. В чём многократная ОФТ превосходит ОФТ-2?
9. Что такое размножение ошибок при ОФТ?
10. Что такое сигнальное созвездие сигнала?
11. Как формируют сигналы BPSK?
12. В чём QPSK превосходит BPSK?
13. Как формируется сигнал QPSK?
14. В чём недостаток QPSK?
15. Как формируют сигнал OQPSK?
16. Что такое многоуровневая АФМ (или M-QAM)?
17. В чём достоинства многоуровневых видов АФМ?
18. За счёт чего реализуются достоинства M-QAM?
19. Почему АФМ называют КАМ?
20. Почему сигнальные созвездия выгоднее строить с учетом кода Грея?
21. Что такое маска спектра?
22. Как по Регламенту радиосвязи обозначается класс сигнала?
23. Что эффективно используется при КАМ?
24. Какие блоки должен содержать демодулятор КАМ?

25. Каков коэффициент размножения ошибок при ОФТ-2 и при КАМ-16?
26. Что такое предел Шеннона?
27. Почему многопозиционные виды модуляции проигрывают бинарным по помехоустойчивости?
28. Что такое треллис-модуляция - ТСМ?
29. Что такое СКК?
30. Почему увеличение количества сигнальных точек при ТСМ не требует расширения полосы частот?
31. Какой возможен выигрыш при треллис-модуляции?

Глава 3. МОДУЛЯЦИЯ МЕТОДАМИ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА

3.1. Эффективность методов расширения спектра

Наблюдаемое в последние десятилетия бурное освоение телекоммуникационного пространства создаёт определенные затруднения при построении новых информационных сетей с радиодоступом. Электромагнитная обстановка в радиоканалах всех частотных диапазонов, вплоть до миллиметрового диапазона волн, непрерывно усложняется, и новым радиосредствам приходится работать в условиях массированного воздействия внешних непреднамеренных помех.

Проблема обеспечения высокой достоверности передачи информации в таких условиях может быть решена применением методов расширения спектра используемых радиосигналов. Эти методы базируются на классической теореме К.Е. Шеннона о пропускной способности гауссовского канала передачи информации (6), показывающей возможность надёжной работы радиосредств при низких отношениях сигнал/шум в случае, когда ширина полосы пропускания канала с большим запасом обеспечивает требуемую скорость передачи информации.

Известно [11, 12, 38 - 41] несколько методов расширения спектра (Spread Spectrum – SS):

- модуляция несущей псевдослучайной последовательностью (МНПСП), в зарубежной литературе называемая методом прямой последовательности (Direct Sequencing Spread Spectrum – DSSS);
- скачки рабочей частоты по спектру, или псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), в зарубежной литературе называемая методом скачкообразной перестройки частоты (Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS);
- множественный доступ с расширенным спектром и контролем несущей;
- смешанные методы расширения спектра.

Наиболее активно в телекоммуникационных сетях используются два метода – МНПСП и ППРЧ. Эти методы основаны на при-

менении для расширения спектра на передающей стороне и сжатия его на приёмной стороне двоичных цифровых псевдослучайных последовательностей импульсов (ПСПИ).

Для упрощения когерентного формирования псевдослучайных сигналов на приёмной стороне и организации синхронизации в системах с расширением спектра обычно используют m -последовательности максимальной длины $L = 2^n - 1$, где n – число разрядов генератора псевдослучайной последовательности [38]. Для работы в сетях связи с множественным доступом чаще применяются обеспечивающие большую скрытность последовательности Голда, получаемые сложением по модулю два различных m -последовательностей с одинаковой тактовой частотой, а также последовательности Уолша, Якоби и другие [39 - 41].

Автокорреляционные функции m -последовательностей $R(\tau)$, определяемые в общем виде интегралом от произведения сигнала $S(t)$ и его задержанной копии $S(t - \tau)$, являются периодическими и имеют, как показано на рис. 37, для последовательности символов $(-1, +1)$ периодический острый выброс (при τ , кратной периоду повторения m -последовательности)

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)S(t - \tau)dt = \begin{cases} 2^n - 1, & \text{при } \tau = 0, \\ -1, & \text{при } \tau \neq 0, \end{cases}$$

что исключительно удобно [42, 43] для организации цикловой и символьной синхронизации.

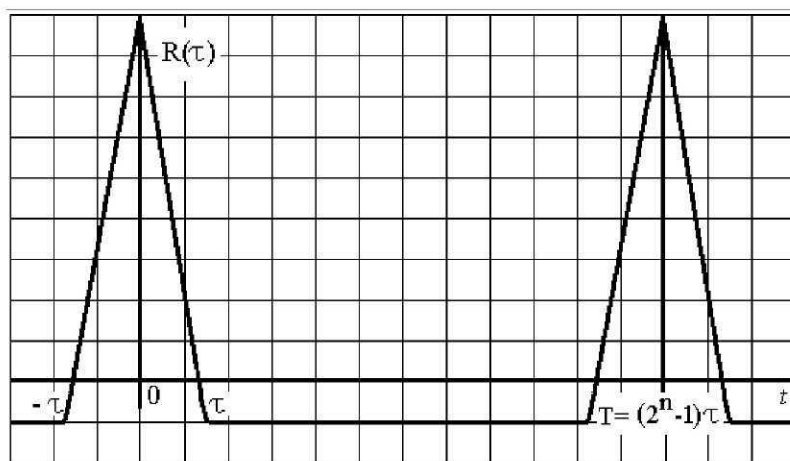


Рис. 37. Периодическая автокорреляционная функция m -последовательности

При корреляционной обработке сигнала на приёмной стороне помеховые компоненты, являясь некоррелированными с псевдослучайной последовательностью, становятся широкополосными и воздействие их на достоверность передачи информации уменьшается, так как они ослабляются фильтром на выходе демодулятора. Энергия помехи при такой обработке распределяется по всей ширине спектра, формируемого передатчиком, а выигрыш в помехоустойчивости определяется отношением полос частот активного спектра и расширенного, т. е. числом, равным коэффициенту расширения спектра, как показано на рис. 38. Эти достоинства методов расширения спектра все больше привлекают разработчиков новых телекоммуникационных систем [11].

Однако разные методы формирования расширенного спектра приводят на практике к разным результатам по помехозащищённости, поэтому сопоставление эффективности использования методов МНПСП и ППРЧ для передачи по телекоммуникационным каналам бинарной информации в условиях воздействия на системы шума и помех разнообразного происхождения представляется актуальным.

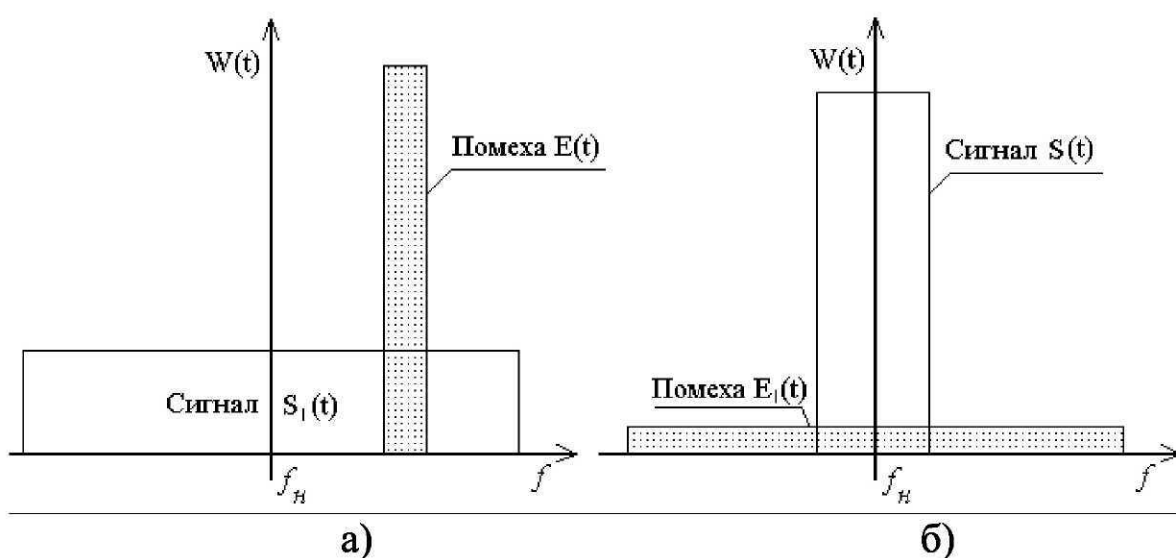


Рис. 38. Спектры сигналов, принимаемых системой с МНПСП:
а - вход приёмника; б - выход приёмника

В работах, посвященных методам расширения спектра, доказано, что коэффициент расширения спектра сигнала k определяет меру увеличения отношения сигнала к помехе: $k = \Pi_S / \Pi_I$,

где Π_S – ширина полосы частот расширенного спектра;

Π_I – ширина спектра информационного сигнала.

При рассмотрении разных видов расширения спектра для одинаковых k эта мера полагается совпадающей, а в работе [11] прямо отмечено (в предположении, что шум имеет характер аддитивного белого гауссового), что при сжатии спектра на приёмной стороне при ППРЧ и при МНПСП реализуется одинаковый выигрыш по достоверности передачи информации.

На первый взгляд это так, однако можно привести ряд возражений и показать, что эффективность метода ППРЧ может быть выше. Рассмотрим это утверждение подробно и попробуем обосновать.

Во-первых, при ППРЧ приёмник имеет переключаемую полосу пропускания, обычно совпадающую по ширине с полосой информационного сигнала Π_I , а при МНПСП полоса пропускания приёмного устройства всегда шире и равна Π_S . Отметим, что выигрыш в помехозащищенности в k раз возможен только при высокой линейности приёмных трактов систем, которую при ППРЧ реализовать значительно проще, так как полоса пропускания у приёмников таких систем уже, чем при МНПСП, практически в k раз.

Во-вторых, в случае использования методов расширения спектра в системах с множественным доступом значения взаимокорреляционных функций используемых сигналов стремятся минимизировать, но на практике они всегда отличны от нуля. Теоретически обеспечиваемое разработчиками оборудования сети связи необходимое условие ортогональности сигналов ПСПИ i -й и k -й станций

$$\int_0^T S_i(t)S_k(t)dt = \begin{cases} 0, & \text{при } i \neq k, \\ 1, & \text{при } i = k \end{cases}$$

при асинхронной работе сети и из-за задержек по времени распространения сигналов точно не выполняется. Возможности систем с ППРЧ и МНПСП при этом различны.

При МНПСП взаимная корреляция модулирующей ПСПИ с мешающими сигналами приводит к ухудшению достоверности приёма информации во время всего сеанса связи, что может приво-

дуть к множественным ошибкам при приёме информации, которые не удастся исправить корректирующими кодами.

При ППРЧ из-за взаимной корреляции страдают только отдельные позиции сигнала (скачки, совпадающие по спектру с другими станциями), и ошибки возможно исправлять либо применением кодов с исправлением ошибок, либо увеличением скорости переключения радиочастоты до значений, превышающих скорость передачи информации и организацией приёма в этом случае, например, методом голосования по большинству.

В-третьих, при присутствии в полосе P_S узкополосных непрерывных помеховых сигналов с высокой энергетикой (например, излучений промышленных высокочастотных установок) возможно блокирование приёмного устройства мощным помеховым сигналом.

При блокировании приёмника с МНПСП усилительные каскады приёмного устройства будут находиться в режиме насыщения все время существования мощной помехи, что может привести к полному срыву передачи информации.

При ППРЧ приёмное устройство блокируется только на моменты времени совпадения спектров помехи и переключаемого спектра P_I . Полного срыва связи не происходит, а потери достоверности дискретны во времени и их можно существенно уменьшить совместным использованием устройств перемежения информации и кодеков, исправляющих ошибки.

Изложенное позволяет сделать вывод о том, что по критерию достоверности передачи цифровой информации метод расширения спектра ППРЧ предпочтительнее МНПСП. Однако и метод ППРЧ не свободен от недостатков, к основному из которых следует отнести необходимость работы системы связи в пакетном режиме, так как скачки рабочей частоты системы связи требуют затрат времени на переключение синтезаторов и на поддержание дополнительной кадровой синхронизации. Другой недостаток ППРЧ заключается в том, что при таком способе расширения спектра уменьшение плотности спектра в используемой полосе частот реализуется только в среднем, что облегчает определение ключа ПСПИ и, как следствие, несанкционированный доступ к передаваемой информации.

Методы расширения спектра стали использовать для работы множества абонентов в одной и той же полосе частот. Если пользо-

ватели имеют различные по форме сигналы расширения спектра (декоррелированные реализации ПСПИ), то присутствие таких сигналов в спектре принимаемого абонентом сигнала эквивалентно некоторому увеличению уровня шума. Такой доступ к радиочастотному спектру стали называть множественным доступом с кодовым разделением каналов (CDMA – Code Division Multiple Access), и он нашел широкое применение в сотовых сетях мобильной связи.

3.2. Расширение спектра методом прямой последовательности

Типовая схема передатчика, формирующего сигнал с прямым расширением спектра, приведена на рис. 39.

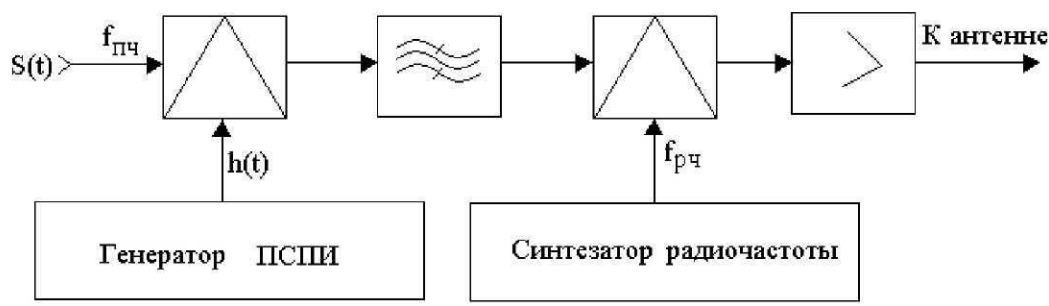


Рис. 39. Передатчик с прямым расширением спектра сигнала

На вход схемы на промежуточной частоте подаётся промодулированный информационным сообщением по какому-либо правилу сигнал $S(t)$, который в смесителе перемножается с широкополосным сигналом, вырабатываемым генератором псевдослучайной последовательности импульсов. Результат произведения с помощью второго смесителя и синтезатора частот переносится в рабочую область спектра системы с МНПСП (DSSS).

Спектр $H(F)$ сигнала ПСПИ $h(t)$, как показано на рис. 40, многократно превосходит по ширине спектр $G(f)$ сигнала сообщения $S(t)$. После перемножения спектр полезного сообщения будет перенесён на весь участок спектра, занимаемого сигналом ПСПИ, как показано на рис. 40,д).

Перенос этого спектра на несущую частоту в передатчике и обратно на промежуточную частоту в приёмнике не изменяет его

свойств. Поэтому после умножения сигнала со спектром $G(f)H(F)$, показанном на рис. 40, д, на сигнал ПСПИ $h(t)$ в приёмнике произойдёт сжатие спектра до исходного спектра сигнала $G(f)$, а из сигнала $S(t)$ после демодуляции уже можно будет выделить само информационное сообщение.

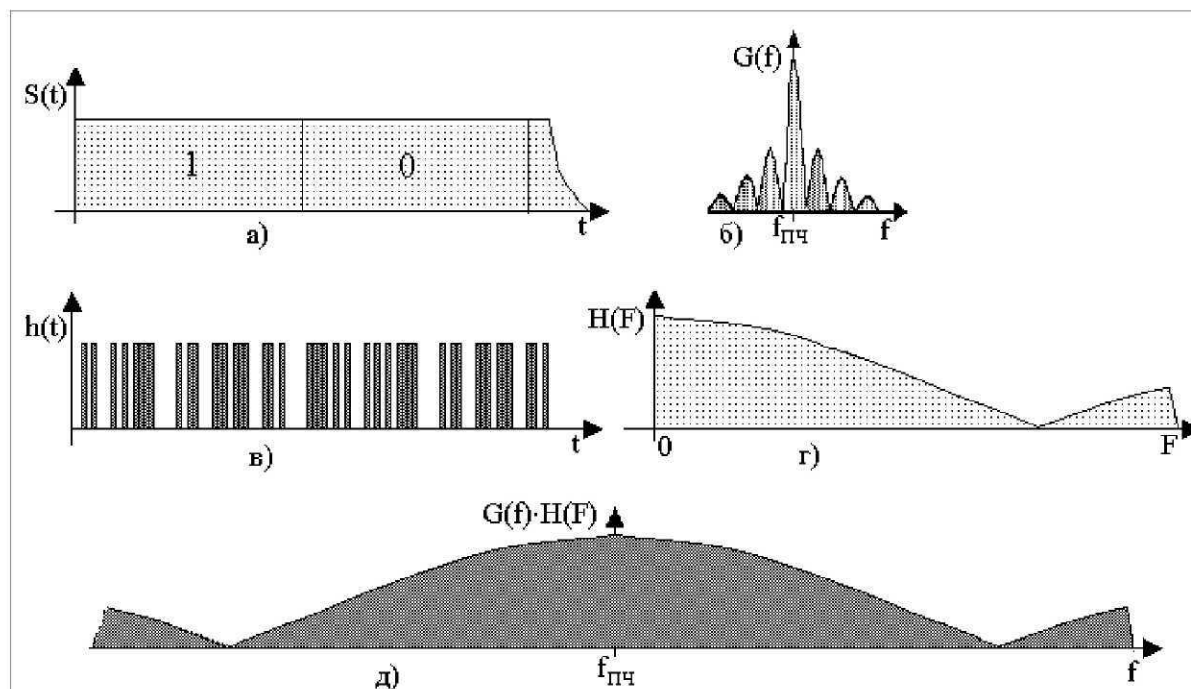


Рис. 40. Диаграммы процесса расширения спектра:
 а – передаваемое сообщение; б – спектр сообщения на промежуточной частоте; в – псевдослучайная последовательность импульсов; г – спектр сигнала ПСПИ; д – спектр сигнала после перемножения сигнала сообщения на импульсную последовательность, вырабатываемую генератором ПСПИ

Для безошибочной работы системы с МНПСП необходима синхронизация генераторов ПСПИ приёмника и передатчика. Если сравнивать с системами без расширения спектра, то при МНПСП передаваемый сигнал более равномерно и менее плотно распределяется по спектру (при низкой энергетике даже теряясь в шумах). В зарубежной литературе такой режим называют режимом с низкой вероятностью детектирования – LPD – Low Probability of Detection. Поэтому отсутствие синхронной копии ПСПИ у приёмника снижает вероятность детектирования полезного сигнала, а значит сни-

жается и вероятность несанкционированного доступа к передаваемой информации.

Для систем связи с CDMA в работе [11], в предположении равных мощностей K абонентских сигналов и без учета влияния теплового шума, получено выражение для вероятности ошибки от наличия помех, создаваемых $K-1$ пользователями одному абоненту, в виде

$$p_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-x^2} dx \right], \quad (7)$$

где $u = \sqrt{\frac{2f_0}{(K-1)f_b}}$;

f_0 – частота следования символов ПСПИ;

f_b – скорость передачи информации.

Из выражения (7) следует, что при МНПСП для поддержания заданного значения вероятности ошибки при приёме сигналов из канала с K пользователями необходимо согласовывать частоту следования символов ПСП и скорость передачи информации.

Отметим также, что при CDMA есть проблемы, связанные с различием расстояний между пользователями спектра, и в сотовых сетях связи близко расположенные абоненты могут создавать для базовых станций сильные по уровню сигналы, маскирующие сигналы удаленных пользователей. Поэтому системы сотовой связи с МНПСП дополнительно требуют устройств адаптивного управления мощностью для выравнивания уровней сигналов, принимаемых базовой станцией от подвижных абонентов своей соты.

Свойство метода МНПСП уменьшать плотность энергии сигнала за счёт распределения энергии по широкой полосе частот активно используется в спутниковых системах связи и радиуправления, так как сигналы спутников вблизи поверхности Земли должны удовлетворять Регламенту радиосвязи [28 - 32] и международным стандартам по электромагнитной совместимости систем [33, 44].

3.3. Расширение спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты

Если использовать частотную манипуляцию кратности M (MFSK), то передачу $n = \log_2 M$ информационных бит можно заменить передачей одной из $\{M\}$ передаваемых частот, изменяя скачкообразно частоту генерируемого синтезатором сигнала, реализуя таким образом режим ППРЧ. При этом, как и при MFSK, для передачи n информационных бит требуется один тон несущей частоты. Только при MFSK он получается модуляцией несущей частоты, а при ППРЧ (FHSS) множество $\{M\}$ скачком изменяется на псевдослучайную величину, перемещаясь в пределах рабочей полосы частот ΔF , и частота несущей является псевдослучайной.

Упрощенная схема модулятора сигнала с ППРЧ приведена на рис. 41.

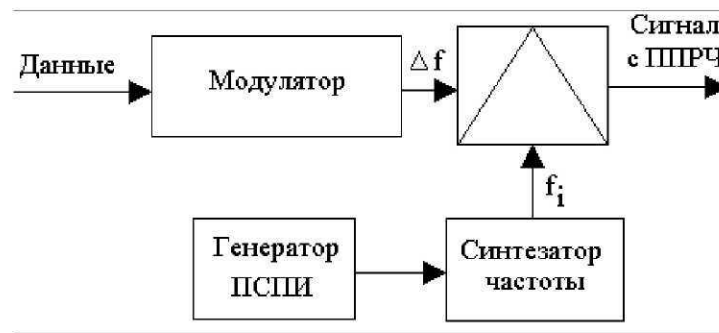


Рис. 41. Схема формирования сигналов с ППРЧ

Метод ППРЧ позволяет использовать для перестройки частоты полосы частот в несколько гигагерц и может значительно превосходить возможности метода МНПСИ по коэффициенту расширения спектра. Соотношение между используемой полосой частот ΔF и шириной полосы частот сигнала $\Delta \Omega$, передаваемого за время одного скачка, определяет возможное количество скачков по частоте и потенциальные возможности метода. Однако для осуществления ППРЧ не обязательно используются все возможные значения частот из множества $\{F\}$.

Скорость перестройки определяется количеством скачков в единицу времени и по сравнению со скоростью передачи информации может быть медленной, средней и быстрой. При медленной перестройке частоты за интервал времени существования сигнала на одной несущей передаётся больше одного бита сообщения. При быстрой перестройке частоты один бит сообщения последователь-

но передается на нескольких частотах из множества $\{F\}$. Свойства систем с ППРЧ в зависимости от скорости перестройки различны.

При быстрой перестройке рабочей частоты фактически реализуется режим разнесенного приёма с частотным разнесением каналов. Поэтому, выбирая сигнал по правилам автовыбора, линейного или оптимального сложения [45 - 48], получим выигрыш при обработке принимаемого сигнала, величина которого зависит от количества используемых из множества $\{M\}$ частот и количества скачков за время одного информационного бита.

Особенностью метода ППРЧ при проще реализуемой аппаратно медленной перестройке частоты является повышенная вероятность групповых ошибок при приёме информации. Это объясняется тем, что какие-то скачки рабочей частоты попадают на участки спектра с интенсивными помеховыми сигналами. При этом в приёмнике возникают многочисленные ошибки, сгруппированные во времени.

Поэтому во многих системах с медленной перестройкой рабочей частоты используются кодеки с исправлением ошибок. Кодов с исправлением ошибок известно много [26, 27], и, как известно [49], один из наиболее эффективных в борьбе с групповыми ошибками - кодек, реализуемый на основе алгоритма Рида – Соломона.

3.4. Варианты организации цикловой синхронизации в системах с программной перестройкой частоты

В системах с программной перестройкой частоты одной из важнейших задач является задача организации цикловой синхронизации передатчика и приемника. Варианты её организации могут быть различными.

В передатчике и приемнике программная перестройка синтезаторов частоты осуществляется с помощью генераторов псевдослучайной последовательности длиной k . Как известно [11], существует несколько ортогональных псевдослучайных последовательностей (ПСП) с одинаковым периодом повторения k . Это дает возможность организации нескольких различных каналов с программной перестройкой частоты.

У передатчика и приемника локальной ТКС, настроенных на один и тот же канал, псевдослучайные последовательности одинаковы. Задача цикловой синхронизации заключается во временной когерентности генераторов ПСП приемника и передатчика. Другими словами, необходимо подстроить генератор ПСП приёмника таким образом, чтобы генерируемые им значения совпадали со значениями сигнала генератора ПСП передатчика в один и тот же момент времени.

Для систем с ППРЧ с быстрой и медленной перестройкой алгоритмы синхронизации будут различны. В системах с быстрой перестройкой частоты передача одного информационного символа осуществляется на нескольких частотах, соответствующих разным значениям сигнала генератора ПСП. В системах с медленной перестройкой частоты частота следования информационных символов меньше или равна тактовой частоте генератора ПСП.

Поскольку в системах с быстрой перестройкой частоты один информационный символ передается на n различных частотах, соответствующих разным значениям сигнала генератора ПСП, то алгоритм работы цикловой синхронизации заключается в проверке принятых символов с принятыми на предыдущих $n-1$ тактах. В случае несовпадения ПСП приемника сдвигается на один дополнительный такт и повторяется проверка на совпадения. Если на протяжении определенного времени проверка на совпадения выполняется, то цикловую синхронизацию можно считать завершённой.

На рис. 42 предложена структурная схема цикловой синхронизации для систем с быстрой перестройкой частоты. Генератор псевдослучайной последовательности (ГПСП) управляет синтезатором частоты (СЧ), и в результате гетеродинного преобразования входной сигнал поступает на демодулятор и дешифратор (ДМДШ), где он преобразуется в цифровую форму.

Схема совпадения (СС) сравнивает текущий принятый цифровой символ с предыдущим, для чего используется линия задержки (ЛЗ) на период повторения символов T_c . Результаты сравнения поступают в накопитель (Н). В случае совпадения символов значение в накопителе увеличивается, а в случае несовпадения – уменьшается.

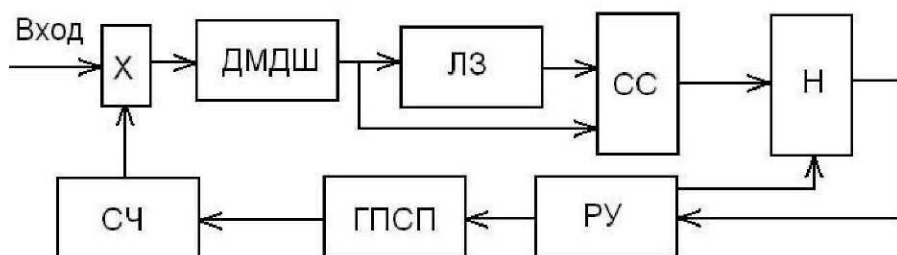


Рис. 42. Схема синхронизации для систем ППРЧ с быстрой перестройкой частоты

При неверной подстройке ГПСП значение сигнала на выходе сумматора будет уменьшаться и достигнет минимального порогового значения E_{\min} . В этом случае решающее устройство (РУ) сдвинет последовательность ГПСП на один такт и установит в накопителе начальное значение E_H . Сигналом захвата синхронизации служит достижение в накопителе максимального порогового значения E_{\max} .

Один из вариантов накопителя приведен на рис. 43. Результат сравнения в бинарной форме со схемы совпадения поступает на сдвиговый регистр (СР), значения сигналов с выходов которого суммируются. Для установления начального значения E_H в накопителе используется сигнал сброса, вырабатываемый решающим устройством.

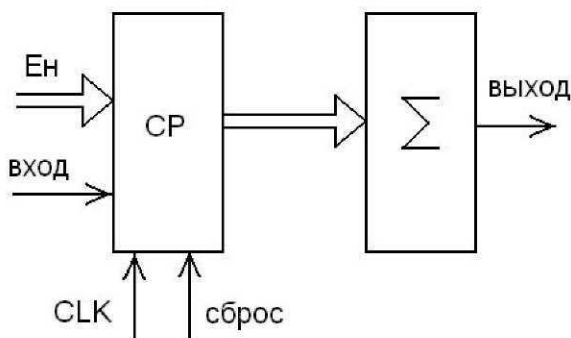


Рис. 43. Структурная схема накопителя

Следует отметить, что на каждый n -й такт происходит изменение информационного символа, следовательно, каждый n -й тактовый импульс CLK пропускается, и на n -м такте результаты сравнения не учитываются. Время, необходимое для цикловой синхронизации приблизительно можно определить по формуле

$$T_{\text{СИНХР}} = kT(E_{\text{Н}} - E_{\text{min}})/2,$$

где T – период тактовой частоты ГПСП;

k – период повторения ПСП;

$E_{\text{Н}}, E_{\text{min}}$ – начальное и минимальное значения напряжений на выходе накопителя.

Поскольку изложенный алгоритм не применим для систем с медленной перестройкой частоты, для них можно предложить другой алгоритм цикловой синхронизации.

Если в информационный поток внести некоторую избыточность в виде периодических синхросимволов, то алгоритм цикловой синхронизации будет заключаться в согласованной фильтрации синхросимволов на частотах, определяемых генератором ПСП. Период повторения синхросимволов m следует выбирать некратным периоду ПСП. В этом случае синхросимволы будут попадать во все частотные поддиапазоны, определяемые генератором ПСП.

Структурная схема цикловой синхронизации для систем с медленной перестройкой частоты приведена на рис. 44.

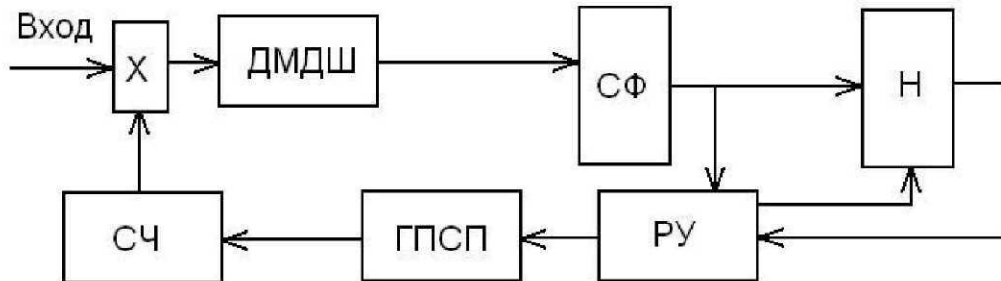


Рис. 44. Структурная схема организации синхронизации для систем связи с ППРЧ при медленной перестройке рабочей частоты

Демодулированный и дешифрованный сигнал поступает на вход согласованного фильтра (СФ), выделяющего синхросимволы. ГПСП остановлен, и на выходе синтезатора частот (СЧ) присутствует сигнал фиксированной частоты. При отсутствии импульса на выходе СФ в течение $m \cdot k$ тактов ГПСП решающее устройство (РУ) вырабатывает один тактовый импульс и ГПСП генерирует следующее псевдослучайное значение.

Таким образом, поиск синхросимволов осуществляется по всем частотным диапазонам, и в случае неблагоприятной помеховой обстановки в каком-либо из поддиапазонов синхросимволы все равно могут быть обнаружены в другом. Если согласованный фильтр выделяет синхросимвол, то решающее устройство сбрасывает накопитель, запускает ГПСЧ и проверяет наличие синхросимвола каждые m тактов. Результат проверки заносится в накопитель.

При достижении в накопителе максимального порогового значения РУ принимает решение о наличии цикловой синхронизации. При достижении в накопителе, принципа работы которого описан выше, минимального порогового значения РУ принимает решение о срыве синхронизации или ложной синхронизации. РУ вырабатывает дополнительный тактовый импульс для ГПСЧ и останавливает его. Процесс цикловой синхронизации повторяется.

Следует отметить, что при низкой разрядности информационных символов вероятность совпадения их с синхросимволами высока, что приведет к ложному срабатыванию СФ и либо намного увеличит время синхронизации, либо при бинарных символах сделает синхронизацию практически невозможной. В этом случае можно усложнить алгоритм синхронизации, располагая несколько синхросимволов подряд, что, в свою очередь, усложнит устройство цикловой синхронизации.

Время синхронизации подобной системы зависит от разрядности информационных символов, вероятности совпадения их с синхросимволами, периода повторения синхросимволов, периода ПСП и помеховой обстановки. При отсутствии помех и уникальности синхросимволов среднее время синхронизации будет составлять

$$\bar{T}_{\text{СИНХР}} = mT(T_{\text{max}} - T_{\text{H}} + \frac{k}{2}),$$

где m – период повторения синхросимволов;

T – период тактовой частоты ГПСЧ.

К недостаткам предложенного метода следует отнести ограничение на разрядность информационных символов. При низкой разрядности метод либо неприменим, либо устройство цикловой

синхронизации значительно усложняется. Еще одним недостатком является необходимость внесения избыточности в информационный поток, что усложнит устройство передатчика. Поскольку частотные свойства большинства систем ограничены, то внесение избыточности возможно в пределах 5 – 10 % от числа символов в информационном потоке.

К достоинствам изложенного метода относится независимость его от скорости перестройки частоты. Введение синхросимволов позволяет применять данный метод как для быстрой, так и для медленной перестройки частоты.

3.5. Эффективность систем с расширением спектра при противодействии их сосредоточенным помехам

Использование методов расширения спектра путем программной перестройки частоты даёт возможность значительно улучшить устойчивость систем связи к разнообразным внешним помехам, в частности к узкополосным сосредоточенным по спектру помехам. Применение методов разнесенного приёма [45 - 47] даёт дополнительные возможности для повышения помехоустойчивости. Эти возможности обусловлены определенной временной спецификой спектра сигналов с медленной программной перестройкой частоты.

Поскольку на каждой из переключаемых частот передается несколько информационных бит и длительность одного информационного бита $T_{\text{и}}$ меньше (или много меньше) чем длительность интервала времени $T_{\text{с}}$ между скачками частоты, то к временной структуре спектра подобного сигнала применимо понятие «активный» спектр, успешно используемое для систем с частотной модуляцией с большими индексами [48].

При частотной модуляции с полосой спектра модулирующего сигнала, равной Ω , общая полоса спектра

$$F_{\text{с}} = 2\Delta\omega = 2\Omega(m + 1),$$

где $\Delta\omega$ и m – девиация частоты и индекс модуляции соответственно.

При подобном рассмотрении оказывается, что внутри общей полосы $F_{\text{с}}$ перемещается узкополосный «активный» спектр шири-

ной около 2Ω . Он содержит основную мощность ЧМ-сигнала, и его центральная частота в каждый момент времени равна мгновенному значению частоты при частотной модуляции.

Таким образом, с определенными допущениями сигналы с медленной ППРЧ можно рассматривать как частотно-модулированные (манипулированные), с общей полосой порядка $F_C = 2/T_C$ и с «активным» спектром шириной около $F_I = 2/T_I$, перемещающимся внутри полосы F_C . Это даёт возможность применять в системах с ППРЧ для подавления помех методы компенсационной обработки сигнала, активно применявшиеся в системах связи с частотной модуляцией.

Компенсационная обработка принимаемого сигнала заключается в выделении помеховых компонентов из смеси сигнал плюс помехи и адаптивным управлением с помощью выделенных компонентов смесью в целях минимизации в ней уровня помехового сигнала. При использовании компенсационной обработки основные трудности заключаются в измерении амплитудно-фазовых соотношений между помеховыми составляющими в основном и компенсационном каналах и исключении влияния информационных составляющих на результаты этого измерения.

Структура спектра сигнала ППРЧ удобна для решения этой задачи. Рассмотрим случай воздействия одиночной узкополосной помехи. Условно разобьем спектр сигнала F_C на две половины — F_{C1} и F_{C2} , $F_C = F_{C1} + F_{C2}$. Внешняя помеха постоянно присутствует в одной из них. В то же время «активный» спектр информационного сигнала случайным образом перемещается из одной половины полосы в другую.

При этом измерение амплитудно-фазовых соотношений между основным и компенсационным сигналами производится именно в той половине F_C , в которой в данный момент отсутствует «активный» спектр. Тем самым влияние информационного сигнала на результат амплитудно-фазовой подстройки компенсатора узкополосной помехи убирается, что позволяет компенсировать помеху.

Этот подход можно распространить и на случай воздействия нескольких узкополосных помех. При этом необходимо использовать несколько последовательно включенных корреляционных

компенсаторов, каждый из которых будет компенсировать по одной помехе.

Вся полоса спектра компенсационного сигнала разбивается на N полосовыми фильтрами на N полос $F_{C1} \dots F_{CN}$. В каких-то из них постоянно присутствует узкополосная помеха, а в других – отсутствует. «Активный» спектр информационного сигнала перемещается между полосами, и его перемещение отслеживается.

На опорные входы каждого из корреляционных компенсаторов подается сигнал с соответствующего полосового фильтра. Измерение амплитудно-фазовых составляющих для каждой из помех производится в те моменты времени, когда в данной полосе отсутствует «активный» спектр информационного сигнала. Структурные схемы для обеих ситуаций представлены на рис. 45, 46.

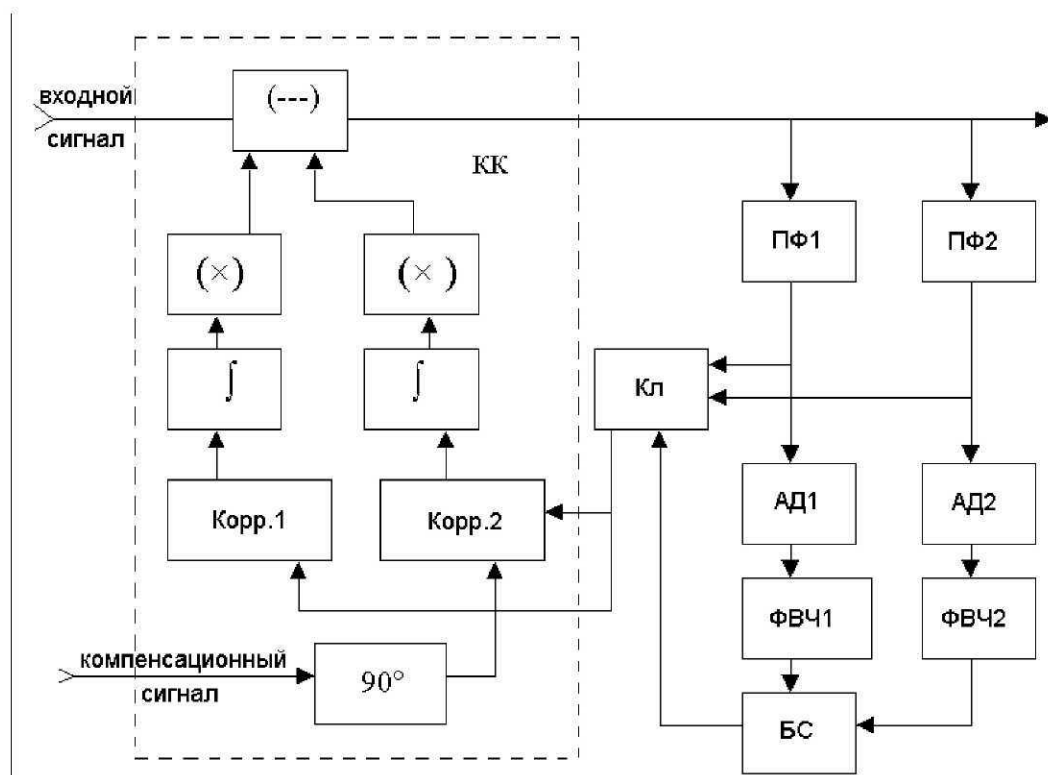


Рис. 45. Компенсатор узкополосной помехи системе связи с ППРЧ

На рис. 45 корреляционный компенсатор (КК) реализован по стандартной схеме [55], содержащей корреляторы (Корр.1 и Корр.2), интеграторы (\int), перемножители (\times), фазовращатели (90°) и блок вычитания ($--$). Сигналы в полосах F_{C1} и F_{C2} выделяются по-

лосовыми фильтрами ПФ1 и ПФ2. Уровень этих сигналов определяется амплитудными детекторами АД1 и АД2.

На рис. 46 представлена структурная схема устройства для борьбы с корреляционными компенсаторами $КК1 \dots ККn$ с n узкополосными помехами, одновременно воздействующими на систему связи с ППРЧ.

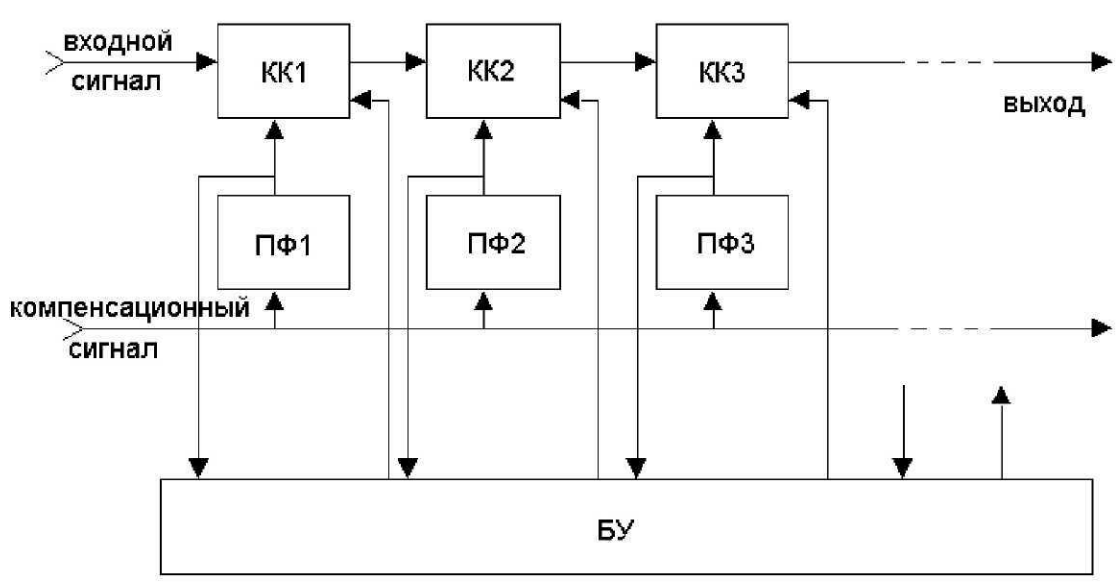


Рис. 46. Компенсация группы узкополосных помех системе связи с ППРЧ

В блоке управления (БУ) определяется, в полосе какого из полосовых фильтров (ПФ1, ПФ2, ...) в данный момент отсутствует «активный» спектр и где можно производить амплитудно-фазовые измерения. Измеренный в отсутствие информационного сигнала компенсирующий сигнал подаётся на компенсационный вход соответствующего корреляционного компенсатора.

Метод более эффективен, если в компенсационном сигнале отсутствуют компоненты информационного сигнала. Однако даже если они присутствуют, то, поскольку полезный сигнал и помехи не коррелированы, а в случае такой корреляции направления прихода помехи и сигнала различаются, как различаются и их уровни в основном и компенсационном каналах, помеховые составляющие будут компенсироваться, а полезные оставаться.

3.6. Вероятность ошибки приёма в системе связи с ППРЧ в режиме передачи речи

При передаче сигналов на одной частотной позиции система связи с ППРЧ функционирует подобно обычным цифровым системам, работающим в каналах с шумом. Как известно [12], при квантовании сигнала во время преобразования аналогового сигнала в импульсный сигнал кодоимпульсной модуляции возникают погрешности, называемые шумами квантования.

Ухудшение сигнала из-за квантования возникает из-за погрешности аппроксимации, которая составляет половину интервала квантования q , т. е. величину $\pm \frac{q}{2}$ В. При равномерном квантовании аналогового сигнала и равномерном распределении вероятности появления ошибки квантования $p(O_{\text{КВ}}) = \frac{1}{q}$ среднюю мощность шума квантования можно определить как

$$\sigma^2 = \int_{-q/2}^{+q/2} O_{\text{КВ}}^2 p(O_{\text{КВ}}) dO_{\text{КВ}} = q^2 / 12.$$

Так как речь характерна тем, что больше половины времени разговора уровень звука составляет менее 25 % от среднего значения, то равномерное квантование становится невыгодным, так как слабые сигналы будут, как отмечено в работе [57], иметь на 40 дБ худшее отношение сигнал/шум по сравнению с сильными. Поэтому логично применять неравномерное квантование речевых сигналов.

Это легко реализовать, предварительно деформировав сигналы на передающей стороне, пропустив их через характеристику сжатия, показанную на рис. 47 и описываемую выражением следующего вида:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} U_{\text{ВЫХ max}} \frac{16|U_{\text{ВХ}}|}{U_{\text{ВХ max}}} \operatorname{sgn} U_{\text{ВХ}}, & \text{при } 0 < \frac{|U_{\text{ВХ}}|}{U_{\text{ВХ max}}} \leq 114 \cdot 10^{-4}, \\ U_{\text{ВЫХ max}} \left(\frac{1 + \ln \left(87,6 \frac{|U_{\text{ВХ}}|}{U_{\text{ВХ max}}} \right)}{5,47} \right) \operatorname{sgn} U_{\text{ВХ}}, & \\ \text{при } 114 \cdot 10^{-4} < \frac{|U_{\text{ВХ}}|}{U_{\text{ВХ max}}} \leq 1, & \end{cases}$$

где $\operatorname{sgn} U_{\text{ВХ}} = \begin{cases} +1, & \text{при } U_{\text{ВХ}} \geq 1, \\ -1, & \text{при } U_{\text{ВХ}} < 0; \end{cases}$

$U_{\text{ВХ}}, U_{\text{ВЫХ}}$ – напряжения на входе и выходе устройства сжатия соответственно.

При большом числе уровней квантования M ошибку квантования, не превышающую $q/2$, можно записать как

$$O_{\text{КВ max}} \leq \frac{q}{2} = \frac{U}{2(M-1)} \cong \frac{U}{2M},$$

где U – амплитудное значение размаха квантуемого сигнала.

При постоянной мощности сигнала принятие правильного решения приёмником системы связи обратно пропорционально числу уровней принимаемого сигнала. Поэтому бинарное представ-

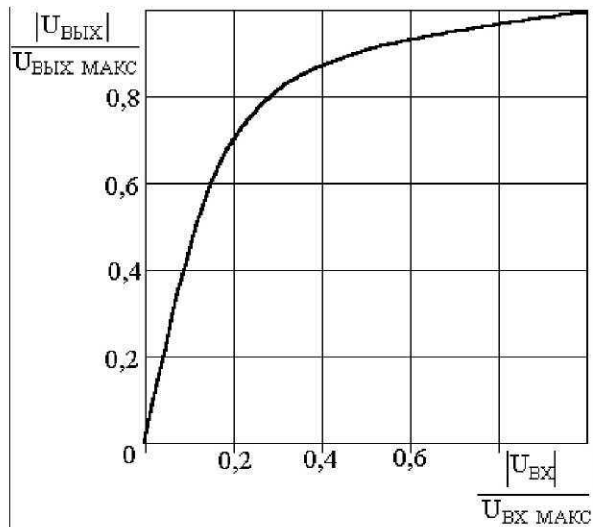


Рис. 47. Характеристика сжатия речевого сигнала на передающей стороне линии связи перед дальнейшим равномерным квантованием

ление цифровой информации энергетически более выгодно по сравнению с многоуровневым представлением. Задаваясь допустимой ошибкой квантования, несложно определить число уровней квантования и размер битового слова l , кодирующего отсчёты сигнала в моменты дискретизации:

$$l \geq \log_2 M,$$

где l - число бит в слове.

На входе детектора приёмного устройства сигнал можно представить следующей суммой:

$$S_{BX}(t) = S_i(t) + n(t), \quad (8)$$

где $n(t)$ – шум;

$S_i(t)$ – передававшаяся компонента сигнала.

Детектор максимального правдоподобия, в соответствии с теорией принятия решений минимизирующий вероятность ошибки путем сравнения сигнала (8) с пороговым значением χ , выберет гипотезу с максимальным правдоподобием, т. е. $S_{BX}(t) > \chi$ соответствует одной гипотезе, а $S_{BX}(t) < \chi$ - другой.

Другими словами, более вероятное значение переданного сигнала соответствует наибольшей плотности вероятности, и детектор выбирает в качестве решения гипотезу с максимальным значением условной вероятности $p(S_{BX}(t)/S_i)$. Двоичный сигнал можно представить в виде

$$S_i(t) = \begin{cases} S_1, & \text{при передаче символа 1,} \\ S_0, & \text{при передаче символа 0.} \end{cases}$$

Поэтому выражение $p(S_{BX}(t)/S_1) > p(S_{BX}(t)/S_0)$ соответствует принятию решения о том, что была передана единичная посылка, а в противном случае передавалась нулевая посылка.

В работе [8] показано, что вероятность ошибочного бита $p_{\text{б}}$ в случае приёма двоичных сигналов в гауссовом шуме будет определяться гауссовым интегралом ошибок:

$$p_{\text{б}} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{u=(a_1-a_0)/2\sigma}^{u=\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = Q\left(\frac{a_1-a_0}{2\sigma}\right), \quad (9)$$

где $Q\left(\frac{a_1-a_0}{2\sigma}\right)$ – табулированный гауссовый интеграл ошибок;

σ^2 – дисперсия шума;

a_1, a_0 – сигнальные компоненты при передаче S_1 и S_0 соответственно.

Максимально возможное отношение сигнал/шум для конкретного сигнала даёт на выходе устройство, называемое согласованным фильтром. Если фильтр согласовывает входной разностный сигнал $S_1 - S_0$, то для момента времени, равного времени передачи символа $t=T$, отношение сигнал/шум на выходе можно определить как

$$\frac{S}{N} = \frac{(a_1 - a_0)^2}{\sigma^2} = \frac{2E_r}{N_0}, \quad (10)$$

где $E_r = \int_0^T (S_1 - S_0)^2 dt$ – энергия разностного сигнала на входе фильтра;

$N_0/2$ – двухсторонняя спектральная плотность мощности шума на входе фильтра.

Раскрывая выражение для энергии принимаемого за время бита сигнала, получим

$$E_r = \int_0^T S_1^2 dt + \int_0^T S_0^2 dt - 2 \int_0^T S_1 S_0 dt. \quad (11)$$

В выражении (11) два первых слагаемых определяют энергию битовых посылок $E_{\sigma} = \int_0^T S_1^2 dt = \int_0^T S_0^2 dt$, а третье слагаемое является коэффициентом взаимной корреляции нулевой и единичной посылок

$$\rho = \frac{1}{E_{\sigma}} \int_0^T S_1 S_0 dt.$$

Поэтому можно подстановками получить запись для энергии сигнала в виде следующего выражения:

$$E_r = 2E_{\sigma} - 2\rho E_{\sigma} = 2E_{\sigma}(1 - \rho). \quad (12)$$

А подставляя (12) в (9) с учетом (10), получим вероятность битовой ошибки для оптимального приёма бинарных сигналов в виде гауссового интеграла ошибок:

$$p_{\sigma} = Q\left(\sqrt{\frac{E_{\sigma}(1 - \rho)}{N_0}}\right). \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что при противоположных по фазе посылках (когда $\rho = -1$) вероятность битовой ошибки выше, чем при ортогональных ($\rho = 0$) посылках. Наилучший случай, когда посылки совпадают друг с другом ($\rho = 1$), но при этом они не различимы приёмником и такую ситуацию использовать не удаётся.

Контрольные вопросы

1. Какие методы расширения спектра вы знаете?
2. Каков выигрыш в помехозащищенности при ППРЧ?
3. В чём достоинство ППРЧ по сравнению с МНПСП?
4. Какие сигналы используют для расширения спектра?
5. Что такое быстрая и медленная перестройка частоты при ППРЧ?

6. К чему приводит рост количества абонентов, работающих с ППРЧ в одной и той же полосе частот?
7. Чем определяется возможное количество скачков по частоте при ППРЧ?
8. Что такое цикловая синхронизация при методах модуляции с расширением спектра?
9. Почему при медленной перестройке частоты система с ППРЧ работает в пакетном режиме передачи цифровых сигналов?
10. Какие принципы организации цикловой синхронизации вы знаете?
11. Почему методы компенсации узкополосных помех в системах с ППРЧ легко реализуемы?

Заключение

Интенсивное освоение радиочастотного спектра поставило задачу формирования сложных помехозащищенных сигналов, обеспечивающих качественную передачу информации. Разнообразные телекоммуникационные системы (стационарные, мобильные, наземные, расположенные на летно-подъемных средствах и аппаратах космического базирования и другие) для успешного функционирования требуют различных по свойствам сигналов, переносящих информацию.

В учебном пособии изложены принципы формирования цифровых сигналов и описаны основные виды цифровой модуляции, активно используемые на практике в телекоммуникационных системах. На примере КАМ-16 подробно рассмотрены особенности построения модуляторов. Значительное внимание уделено методам модуляции с расширением спектра и вопросам обеспечения синхронизации в системах с такими видами модуляции. Проведен анализ эффективности систем, использующих методы расширения спектра.

Пособие ориентировано на развитие навыков практического применения знаний, полученных студентами, обучающимися по направлению “Радиотехника” на лекциях и из учебной литературы. Книга не претендует на полноту охвата курса, так как направлена в основном на освещение нового и недостаточно полно изложенного в учебной литературе материала.

Рассмотренные в пособии методы построения модуляторов широко применяются на практике при построении новых систем связи и телекоммуникаций. В пособии не обсуждались вопросы модуляции применительно к оптическому диапазону радиоволн, так как этот материал выходит за рамки курса “Устройства генерирования и формирования сигналов”.

Классы излучения РЭС

Маска спектра строится в соответствии с Регламентом радиосвязи [2 - 5] как линейно-ломаная аппроксимация огибающей нормированного спектра сигналов конкретного класса излучения. В свою очередь, класс излучения радиоэлектронной системы (РЭС) регламентирует требования к ширине полосы радиочастот и к ширине полосы частот внеполосных излучений передатчиков (ПРД). Для используемых и возможных видов излучаемых ПРД сигналов межгосударственный стандарт [6] позволяет рассчитать необходимую ширину полосы частот, контрольную ширину полосы частот и ширину полосы внеполосных излучений при различных уровнях затухания.

Классы излучения РЭС имеют названия [6], за которыми стоит конкретная форма сигналов и их спектров. Для обозначения класса излучения принят специальный буквенно-цифровой код. Пример такого кода показан на рисунке для сигналов радиовещания с двумя боковыми полосами частот.

В обозначении класса излучения располагаются:

- четырехзначный код необходимой полосы частот (цифры указывают ширину полосы частот, а буква - их размерность);
- буквенно-цифровым кодом указывается тип модуляции основной несущей (буквенный символ) и характер сигнала, модулирующего основную несущую (цифровой символ);
- буквенные символы, характеризующие вид передаваемой информации и способ приема. Три символа описывают основные характеристики излучения.

При необходимости детализации описания используются дополнительные два буквенных символа. Если дополнительные данные не указываются, то в кодовом обозначении класса излучения на местах двух последних символов ставятся прочерки.



Обозначение класса излучения

В обозначении полосы частот буква играет роль десятичной запятой и указывает единицу измерения полосы частот. Буквы отображают следующие общепринятые единицы измерения: Н – Гц, К – кГц, М – МГц, G – ГГц.

Библиографический список

1. **Стейн, С.** Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений : пер. с англ. / С. Стейн, Дж. Джонс. – М. : Связь, 1971. – 376 с.
2. **Витерби, А.Д.** Принципы цифровой связи и кодирования / А.Д. Витерби, Дж.К. Омура. – М. : Радио и связь, 1982. – 536 с.
3. **Возенкрафт, Дж.** Теоретические основы техники связи / Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. – М. : Мир, 1969. – 462 с.
4. **Хворостенко, Н.П.** Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов / Н.П. Хворостенко. – М. : Связь, 1968. – 322 с.
5. Дельта-модуляция. Теория и применение / М.Д. Венедиктов, Ю.П. Женецкий, В.В. Марков, Г.С. Эйдус. – М. : Связь, 1976. – 272 с.
6. **Пеннин, П.И.** Системы передачи цифровой информации / П.И. Пеннин. – М. : Сов. радио, 1976. – 368 с.
7. **Гаранин, М.В.** Системы и сети передачи информации : учеб. пособие для вузов / М.В. Гаранин, В.И. Журавлев, С.В. Кунегин. – М. : Радио и связь, 2001. – 336 с.
8. **Варакин, Л.Е.** Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1978. – 304 с.
9. **Денисьева, О.М.** Средства связи для последней мили / О.М. Денисьева, Д.Г. Мирошников. – М. : Эко-Тренз, 1999. – 138 с. – ISBN 5-88405-010-0.
10. **Громаков, Ю.А.** Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю.А. Громаков. – М. : Эко-Тренз, 1998. – 239 с. – ISBN 5-88405-009-7.
11. **Феер, К.** Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер. – М. : Радио и связь, 2000. – 520 с. – ISBN 5-256-01444-7.
12. **Скляр, Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с. – ISBN 5-8459-0497-8.
13. **Петрович, Н.Т.** Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией / Н.Т. Петрович. – М. : Сов. радио, 1965. – 232 с.
14. **Петрович, Н.Т.** Относительные методы передачи информации / Н.Т. Петрович. – М. : Книга-М, 2003. – 108 с.
15. **Петрович, Н.Т.** Системы связи с шумоподобными сигналами / Н.Т. Петрович, М.К. Размахнин. – М. : Сов. радио, 1969. – 232 с.
16. **Кунегин, С.В.** Системы передачи информации : курс лекций / С.В. Кунегин. – М. : [Б.и.]. 1997. – 317 с.
17. **Федоров, А.М.** Достоверная передача информации по линиям связи / А.М. Федоров // Сети. – 1995. – № 7. – С. 18 - 26.

18. **Банкет, В.Л.** Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1988. – 240 с.
19. **Спилкер, Дж.** Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер. – М. : Связь, 1979. – 592 с.
20. **Левин, Л.С.** Цифровые системы передачи информации / Л.С. Левин, М.А. Плоткин. – М. : Радио и связь, 1982. – 215 с.
21. **Белоцерковский, И.Л.** Протоколы передачи файлов для модемов / И.Л. Белоцерковский // Сети. – 1995. – № 3. – С. 53 - 59.
22. **Громаков, Ю.А.** Структура TDMA кадров и формирование сигналов в стандарте GSM / Ю.А. Громаков // Электросвязь. – 1993. – № 10. – С. 9 - 12.
23. **Голуб, В.** Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В. Голуб // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2003. – № 3. – С. 28 - 32.
24. **Филиппов, Л.И.** Теория передачи дискретных сигналов / Л.И. Филиппов. – М. : Высш. шк., 1981. – 175 с.
25. **Стиффлер, Дж. Дж.** Теория синхронной связи : пер. с англ. / Дж. Дж. Стиффлер ; под ред. Э.М. Габидулина. – М. : Связь, 1975. – 488 с.
26. **Блейхут, Р.** Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.
27. **Месси, Л.** Введение в современную криптографию / Л. Месси // ТИИЭР. – 1988. – Т. 76. – № 5. – С. 24 - 42.
28. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. В 4 т. Т. 1. Статьи Регламента радиосвязи. – 3-е изд. – М. : НПФ “Гейзер”, 2004. – ISBN 5-93471-002-8; ISBN 5-93471-001-X.
29. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. В 4 т. Т.2. Ч. 1. Приложения Регламента радиосвязи. – 3-е изд. – М. : НПФ “Гейзер”, 2004. – ISBN 5-93471-001-X.
30. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. В 4 т. Т.2. Ч. 2. Приложения Регламента радиосвязи. – 3-е изд. – М. : НПФ “Гейзер”, 2004. – ISBN 5-93471-001-X.
31. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. В 4 т. Т.3. Резолюции и рекомендации регламента радиосвязи. – 3-е изд. – М. : НПФ “Гейзер”, 2004. – ISBN 5-93471-005-2.
32. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. В 4 т. Т.4.

- Резолюции и рекомендации регламента радиосвязи. – 3-е изд. – М. : НПФ “Гейзер”, 2004. – ISBN 5-93471-006-0.
33. **ГОСТ 30338–95.** Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Устройства радиопередающие всех категорий и назначений народнохозяйственного применения. Требования к допустимым отклонениям частоты. Методы измерений и контроля. – М. : ИПК Изд-во стандартов, 2001. – 14 с.
 34. **Samoilov, A.** The Contribution of the Laboratory of Signals Forming Equipment to the Development of Communication Systems and Telecommunications // Scientific Symposium Information and Communication Technologies: Chances and Challenges. Vladimir – Fraunhofer. 3 - 4 sept. 2003. – pp. 75 - 83.
 35. Кодек для цифровых радиорелейных станций / П.А. Полушин [и др.] // 5-я Российская конференция по атмосферному электричеству. – Владимир, 2003. – Т. 2. – С. 148 - 149.
 36. **Буев, М.А.** Идентификация массива цифровых отсчетов по признаку модуляционного формата / М.А. Буев // Радиотехника. – 2002. – № 4. – С. 26 - 32.
 37. Метод подстройки фазы в демодуляторах КАМ-16 / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов, А.В. Соловьев // 13-я Межрегион. науч.-техн. конф. “Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания” : Москва – Пушкинские горы. – М., 2004. – С. 101 – 103.
 38. **А.с. 428373 G-06.** Генератор псевдослучайной последовательности импульсов / А.П. Галкин, А.Г. Самойлов, О.Р. Никитин. – 1974. – Бюл. № 18. – С. 137 - 138.
 39. Теория и применение псевдослучайных сигналов / А.И. Алексеев, А.Г. Шереметьев, Г.И. Тузов, Б.И. Глазов. – М. : Наука, 1969. – 365 с.
 40. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / под ред. В.Б. Пестрякова. – М. : Сов. радио, 1973. – 424 с.
 41. **Диксон, Р.К.** Широкополосные системы / Р.К. Диксон. – М. Связь, 1979. – 304 с.
 42. **Кулешов, В.Н.** О влиянии шумов на переходные процессы в системах фазовой автоподстройки частоты / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов // Методы повышения помехоустойчивости приёма ЧМ и ФМ сигналов / под ред. А.С. Винницкого, А.Г. Зюко. – М. : Сов. радио, 1976. – С. 159 - 171.
 43. **Шахтарин, Б.И.** Анализ систем синхронизации при наличии помех / Б.И. Шахтарин. – М. : ИПРЖР, 1996. – 252 с. – ISBN 5-88070-001-1.
 44. **ГОСТ 23872–79.** Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик. – М.: Госстандарт СССР, 1979. – 36 с.

45. **Андронов, И.С.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / И.С. Андронов, Л.М. Финк. – М. : Сов. радио, 1971. – 408 с.
46. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / под ред. А.С. Немировского. – М. : Радио и связь, 1986. – 392 с.
47. **Полушин, П.А.** Оценка устройств комбинирования разнесенных сигналов / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.П. Тараканков // Электросвязь. –1980. – № 2. – С. 7 - 10.
48. **Кантор, Л.Я.** Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов / Л.Я. Кантор, В.М. Дорофеев. – М. : Связь, 1976. – 335 с.
49. Кодер-декодер для радиорелейных систем связи / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов, С.М. Каганцов // 12-я Межрегион. науч.-техн. конф. “Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания” : Пушкинские горы – Москва. – М., 2003. – С. 172 - 174.
50. **Ungerboeck, G.** Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets. IEEE Communications Magazine. – v.25. – 1987. - pp. 5 – 21.
51. **Богданов, А.Е.** Эффективность телекоммуникационных систем с расширением спектра / А.Е. Богданов, В.Н. Никонов, А.Г. Самойлов // Методы и устройства передачи и обработки информации : межвуз. сб. науч. тр. – СПб. : Гидрометеиздат. – 2004. – Вып. 5. – С. 44 - 48.
52. **Богданов, А.Е.** Технология ППРЧ в информационных сетях медицинских организаций / А.Е. Богданов, В.Н. Никонов, А.Г. Самойлов // Междунар. науч.-техн. конф. “Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии – ФРЭМЭ-2004”. – Владимир, 2004. – Т. 2. – С. 45 - 47. – ISBN 5-86953-128-4.
53. **Сикарев, А.А.** Оптимальный приём дискретных сообщений / А.А. Сикарев, А.И. Фалько. – М. : Связь, 1978. – 328 с.
54. **Шеннон, К.Э.** Работы по теории информации и кибернетике : пер. с англ. / К.Э. Шеннон. – М. : Ин. лит., 1963. – 830 с.
55. **Максимов, М.В.** Защита от радиопомех / М.В. Максимов. – М. : Сов. радио, 1976. – 495 с.
56. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / под ред. Ю.И. Лосева. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.
57. Звуковое вещание : справочник / под ред. Ю.А. Ковалгина. – М. : Радио и связь, 1993. – 464 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Преобразование аналоговых сигналов в импульсные	4
1.1. Дискретизация аналоговых сигналов	4
1.2. Амплитудно-импульсная модуляция	7
1.3. Фазоимпульсная модуляция	8
1.4. Частотно-импульсная модуляция	11
1.5. Квантование аналоговых сигналов	12
1.6. Импульсно-кодовая модуляция и её разновидности	14
1.7. Принципы формирования групповых цифровых сигналов	19
Контрольные вопросы	22
Глава 2. Цифровые виды модуляции	23
2.1. Амплитудная и частотная манипуляции	23
2.2. Частотная манипуляция с минимальным сдвигом	25
2.3. Фазовая и относительная фазовая модуляции	28
2.4. Квадратурная фазовая модуляция	34
2.5. Офсетная квадратурная фазовая модуляция	37
2.6. Квадратурная амплитудная модуляция	38
2.7. Виды цифровой модуляции с применением кодирования..	52
Контрольные вопросы	58
Глава 3. Модуляция методами расширения спектра	60
3.1. Эффективность методов расширения спектра	60
3.2. Расширение спектра методом прямой последовательности	65
3.3. Расширение спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты	68
3.4. Варианты организации цикловой синхронизации в системах с программной перестройкой частоты.....	69
3.5. Эффективность систем с расширением спектра при противодействии их сосредоточенным помехам	74
3.6. Вероятность ошибки приёма в системе связи с ППРЧ в режиме передачи речи	78
Контрольные вопросы	82
Заключение	84
Приложение. Классы излучения РЭС	85
Библиографический список	87