

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ВЛАДИМИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

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

# **ИМПУЛЬСНЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ**

Учебное пособие

Владимир 2004

УДК 621.376.56

ББК

С

Рецензент:

Заведующий кафедрой Владимирского государственного педагогического университета доктор физико-математических наук,  
профессор *В.Г. Рау*

Печатается по решению редакционно-издательского совета  
Владимирского государственного университета

**Полушин П.А., Самойлов А.Г., Самойлов С.А.**

Импульсные виды модуляции: Учеб. пособие / Владим. гос. ун-т -  
Владимир, 2004. - с.

ISBN

Рассмотрены основные виды преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму. Изложены методы цифровой модуляции, применяющиеся в современных радиосистемах и сетях связи. Приведены общие теоретические положения и практические рекомендации по применению конкретных модуляторов в радиосвязи. В пособие включены общие сведения о импульсных видах модуляции и оригинальные материалы, полученные авторами при построении цифровых модуляторов.

Пособие предназначено для студентов старших курсов радиотехнических специальностей (200700-радиотехника, 201500-бытовая радиоэлектронная аппаратура, 071500-радиофизика, 201100 – Радиосвязь, радиовещание и телевидение) и может применяться при подготовке бакалавров, инженеров, магистров, а также будет полезно аспирантам специальности 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Ил. . Библиогр.: назв.

ББК

ISBN

© Владимирский государственный  
университет, 2004

## СОДЕРЖАНИЕ

	Стр
<b>Введение</b> .....	4
<b>Глава 1. Преобразование аналоговых сигналов в импульсные</b> .....	5
1.1. Дискретизация аналоговых сигналов .....	5
1.2. Амплитудно – импульсная модуляция .....	8
1.3. Фазо – импульсная модуляция .....	9
1.4. Частотно – импульсная модуляция .....	12
1.5. Квантование аналоговых сигналов .....	13
1.6. Импульсно - кодовая модуляция и её разновидности .....	15
1.7. Принципы формирования групповых цифровых сигналов .....	20
Контрольные вопросы по главе 1 .....	23
<b>Глава 2. Цифровые виды модуляции</b> .....	24
2.1. Частотная манипуляция .....	24
2.2. Частотная манипуляция с минимальным сдвигом .....	26
2.3. Фазовая и относительная фазовая модуляция .....	29
2.4. Квадратурная фазовая модуляция .....	35
2.5. Офсетная квадратурная фазовая модуляция .....	38
2.6. Квадратурная амплитудная модуляция .....	
2.7. Виды цифровой модуляции с применением кодирования .	
Контрольные вопросы по главе 2 .....	
<b>Глава 3. Модуляция методами расширения спектра</b> .....	
3.1. Эффективность методов расширения спектра .....	
3.2. Расширение спектра методом прямой последовательности	
3.3. Расширение спектра путем программной перестройки	
частоты .....	
3.4. Синхронизация в системах, использующих методы	
расширения спектра	
.....	
3.5. Противодействие систем с расширением спектра	
сосредоточенным помехам .....	
Контрольные вопросы по главе 3 .....	
<b>Глава 4. Пример разработки модема КАМ – 16</b> .....	
4.1. Структурная схема модема .....	
4.2. Подстройка частоты в демодуляторе .....	
4.3. Подстройка фазы в демодуляторе .....	

4.4. Идентификация состояний в модеме .....  
4.5. Вероятность битовой ошибки модема .....  
**Литература** .....

Введение

# ГЛАВА 1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНЫЕ

## 1.1. Дискретизация аналоговых сигналов

Замена аналогового сигнала  $S(t)$  импульсной последовательностью, состоящей из отсчётов 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 отсчётов 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, то есть 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 отсчётов при дискретизации аналогового сигнала во времени, обосновала возможность заменять аналоговые сигналы их импульсными отсчётами, следующими друг за другом через временные интервалы  $T_i$ . В 1948 году американский учёный Клод Шеннон назвал эту теорему теоремой отсчётов, но в нашей стране она справедливо именуется теоремой Котельникова.

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

$$F_i = 2F_B = \frac{1}{T_i},$$

аналоговый сигнал восстанавливается путем пропускания потока отсчетов через фильтр нижних частот с частотой среза  $1/2T_i$  и аналоговая функция определяется полностью и однозначно.

В.И. Котельников, применив теорему отсчетов 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  $\delta$ - 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 непрерывную функцию времени, повторяющую в масштабе исходный аналоговый сигнал  $S(t)$ , показанный на рис.1.

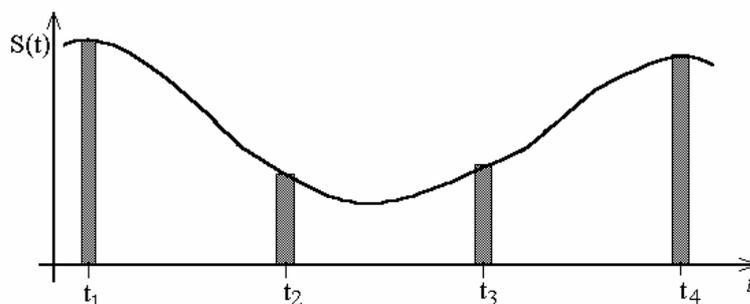


Рис. 1.

Это не сложно 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  $S(t)$  и показанную на рис. 3.

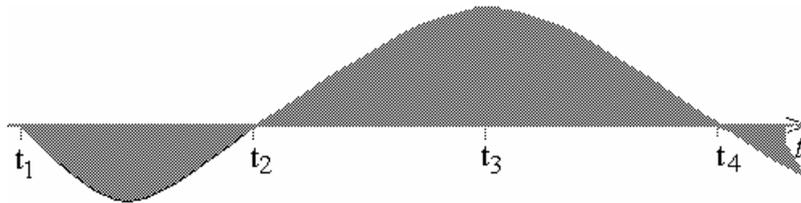


Рис. 2.

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  $S(t)$ .

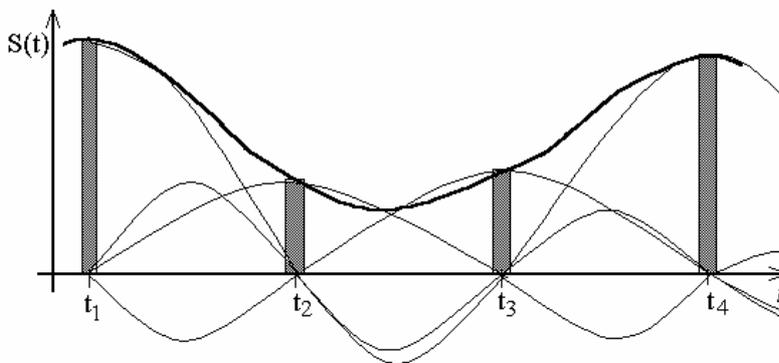


Рис. 3.

Частота  $F_B$  выбирается так, чтобы энергия сигнала  $\Delta E$ , 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  $B$ , равным

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

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  $\delta^2$  из-за роста  $\Delta E$ . 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, т.к. 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.

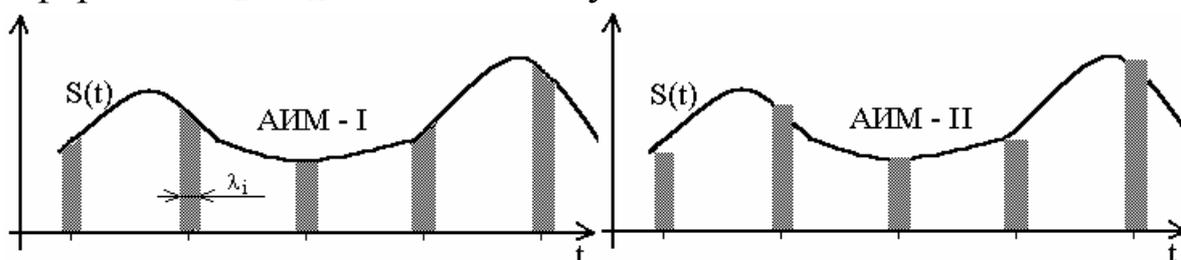


Рис. 4.

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  $\tau_n$ .

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, т.к. частота дискретизации должна быть вдвое выше  $f_B$ , иначе происходит перекрытие соседних частотных полос в спектре и возникают неустраняемые искажения.

### 1.3. Фазо – импульсная модуляция

Фазоимпульсная модуляция (ФИМ) используется на практике достаточно активно, так как в отличие от АИМ у неё высокая защищенность от аддитивных помех и не требуется высокая линейность характеристик оборудования, поскольку оно работает с

импульсами постоянной амплитуды. Также 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:

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

где:  $t_{\max}$  – амплитуда временного сдвига (девиация),

$\Delta t_k$  - 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  $2\Omega$  и частот вида  $(\omega_i - 2\Omega)$  и т.д. Коэффициент гармоник в этом случае максимален для  $F_B$  и равен

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

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  $S(t)$  с текущим напряжением пилообразного сигнала и при совпадении напряжений даёт команду генератору прямоугольных импульсов на создание очередного импульса  $S_i(t_k)$  с амплитудой  $U_0$ .

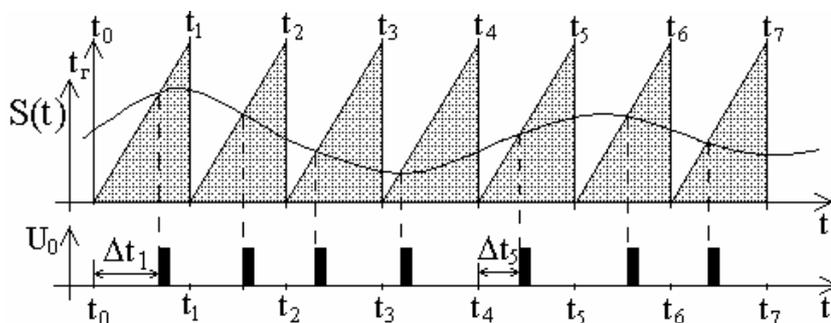


Рис. 5.

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

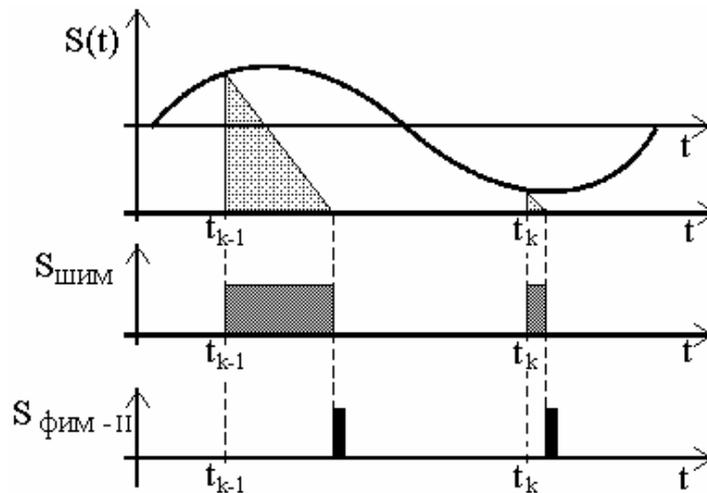


Рис. 6.

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, т.к. вносимые искажения при малой девиации  $t_k$  не велики. Так при  $t_{k \max} = 0,5$  мкс для сигналов телефонного канала с  $F_B = 3400$  Гц коэффициент нелинейных искажений будет

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

ШИМ называют иногда модуляцией по длительности (ДИМ) и используют только для промежуточных внутриаппаратных преобразований сигналов. Для непосредственной передачи информации ШИМ подходит плохо, т.к. при разных длительностях информационных импульсов приёмник вынужден иметь полосу пропускания, рассчитанную на самый короткий импульс, то есть 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 при ШИМ, т.к. 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.

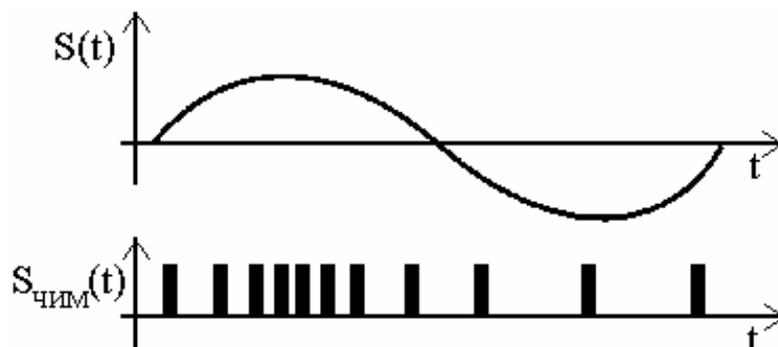


Рис. 7.

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, т.к. по энергетике значительно уступает фазо – импульсной 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.

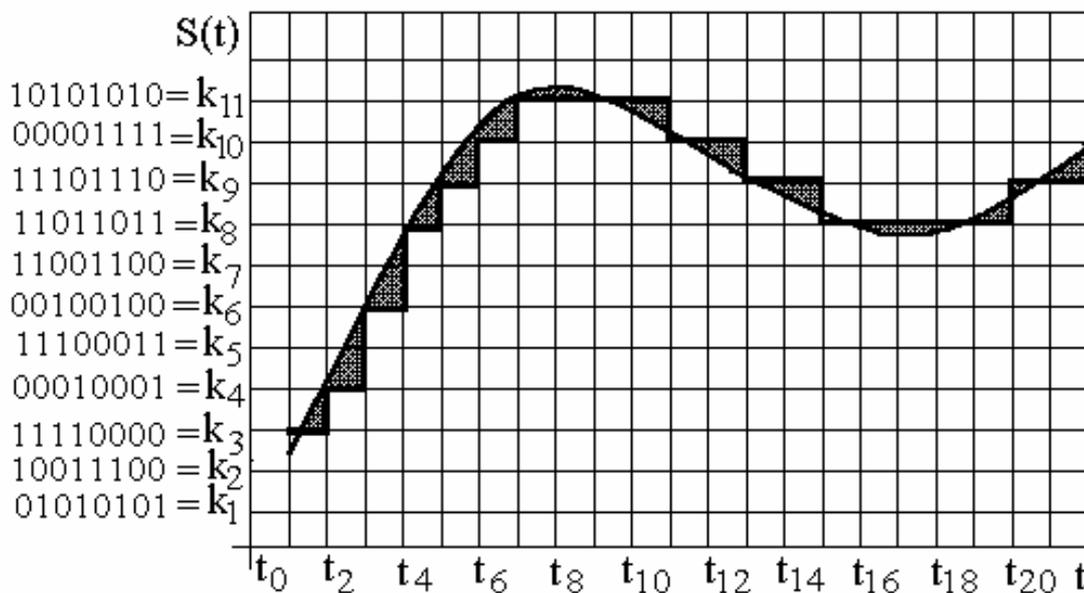


Рис. 8.

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 отсчётов средствами импульсной логики. На рис. 8 уровням квантованного сигнала соответствуют восьмибитовые слова. Каждому отсчёту дискретизации сигнала  $S(t)$  соответствует ближайший квантовый уровень.

Погрешность квантования не превосходит половину шага квантования, поэтому чем мельче шаг квантования, тем меньше погрешность передачи отсчёта. Но при мелком шаге квантования увеличивается размер алфавита и снижается скорость передачи информации. Также 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 компонент 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 соотношение сигнал/шум у слабых сигналов и у сильных выравнивается. 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 называют 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.

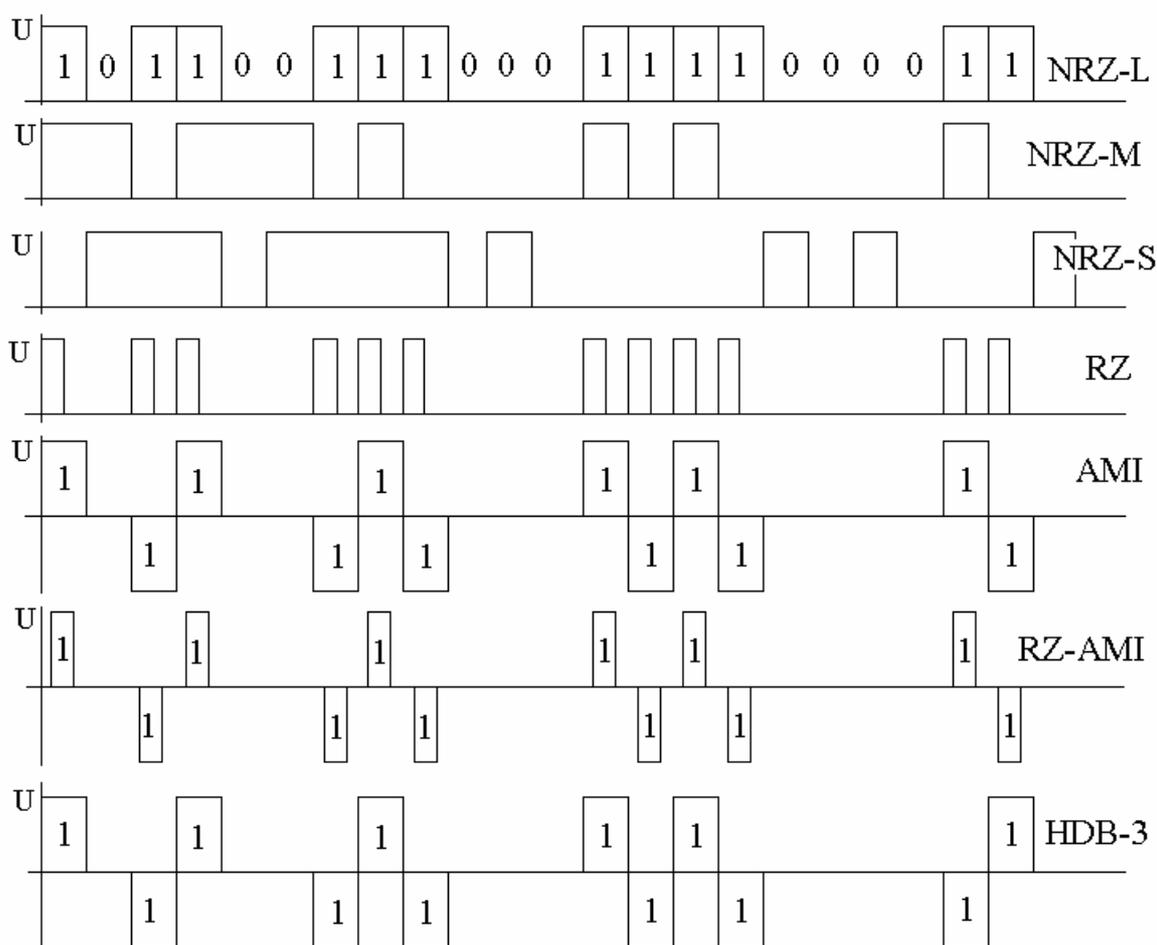


Рис. 9.

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 сигналах NRZ-S наоборот, нуль представляется изменением уровня, а единица отсутствием изменений.

Использование бинарного представления сигнала весьма удобно для цифровых логических схем, но не удобно 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 AMI (Alternate Mark Inversion) единицы передаются поочередным чередованием полярности импульсов, а ноль пассивной паузой. Сигнал AMI имеет нулевую постоянную составляющую и используется для передачи данных. Недостатком этого сигнала является то, что при большом количестве нулевых посылок (длинной серии 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 AMI, заключающегося в том, что каждая следующая единица передается посылкой другого знака.

Сбой этого правила в коде HDB-3 сообщает приёмнику, что приняты четыре нулевых 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-AMI применяются в основном для низкоскоростной передачи данных и при магнитной записи.

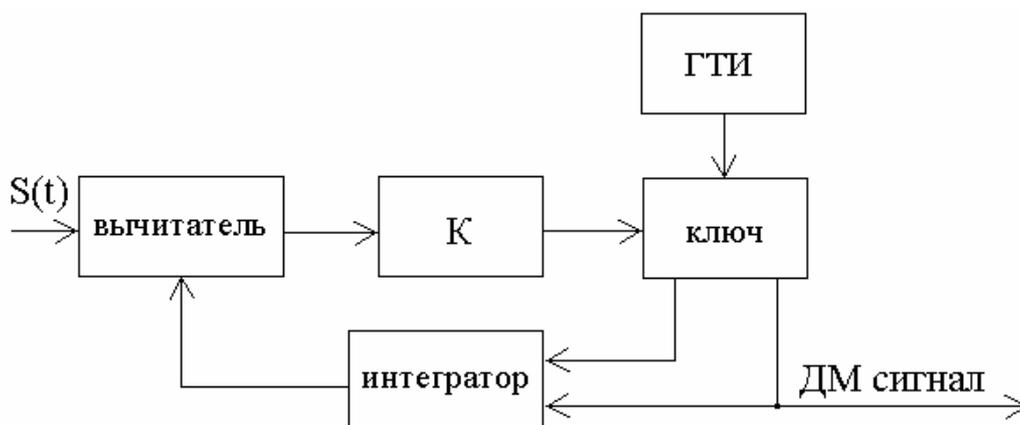
Сигналы ИКМ преобразуют и алфавитными кодами. Информацию делят по определенному правилу (алфавиту) на группы, преобразовывают эти группы и получают сигнал с другим основанием счисления и новым числом тактовых импульсов. Обозначение алфавитных кодов 3В2Т, 2В1Q и т.д. (Первое число указывает на количество символов в кодируемой группе, а буквы (В – двоичное, Т – 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, то есть 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 демодулятора, формирующего ступенчатую аппроксимацию сигнала сообщения.

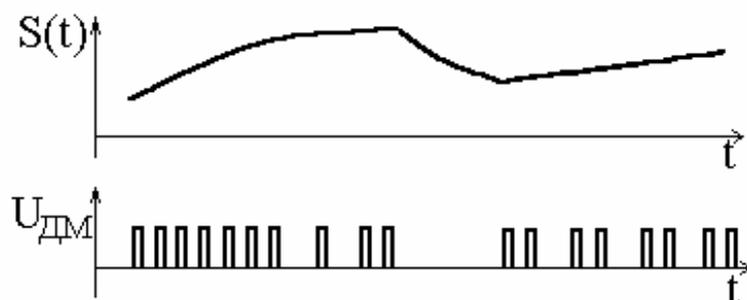
Рис. 10.



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, соединенные 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 послыки во время убывания амплитуды сигнала сообщения, как показано на рис. 11.

Рис. 11.



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 всего мира 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.

<i>Качество речи</i>	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, то есть в 2,35 раза больше максимальной частоты сигнала ТЧ

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

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 – ми разрядным кодом (8-ми разрядной двоичной комбинацией, определяющей конкретный адрес квантового уровня сигнала сообщения). Скорость передачи информации по каналу ТЧ при этом будет составлять**

$$V_{\text{ТЧ}} = f_{\text{дискр}} \cdot 8 = 64 \text{кГц} / \text{с}.$$

В России принята плезиохронная цифровая иерархия PDN (Plesiochronous Digital Hierarchy), совместимая с аналоговыми системами передачи информации. Иерархия PDN определяется

каналами E1, E2, E3, E4 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, то есть реализуются 120 каналов ТЧ со скоростью потока 8448кбит/с аналогично E3 из четырех E2, E4 из четырех E3, E5 из четырех E4. Формирование группового сигнала происходит по схеме, изображенной на рис.10.

Указанные выше скорости учитывают возможность передачи по цифровым трактам аналоговых сигналов. Например, группа из 60 тлф каналов аналоговых 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 внедряющейся на волоконно-оптических и спутниковых каналах связи.

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

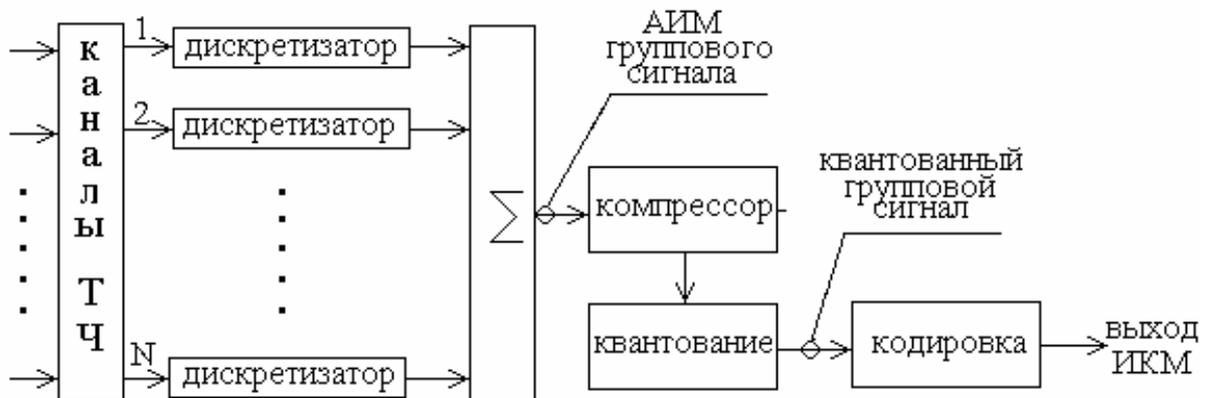


Рис. 12.

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-ломанных 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 – 1?
5. Как формируется ФИМ – 2?
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 АМІ 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 Е3?
13. Какие каналы содержит стандартный цифровой поток Е1?
14. Можно ли объединять аналоговые и цифровые каналы ТЧ ?
15. Почему в стандартных системах с ИКМ используют восьмиразрядный двоичный код?

## 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 видео, 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  $\varphi$  - 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.

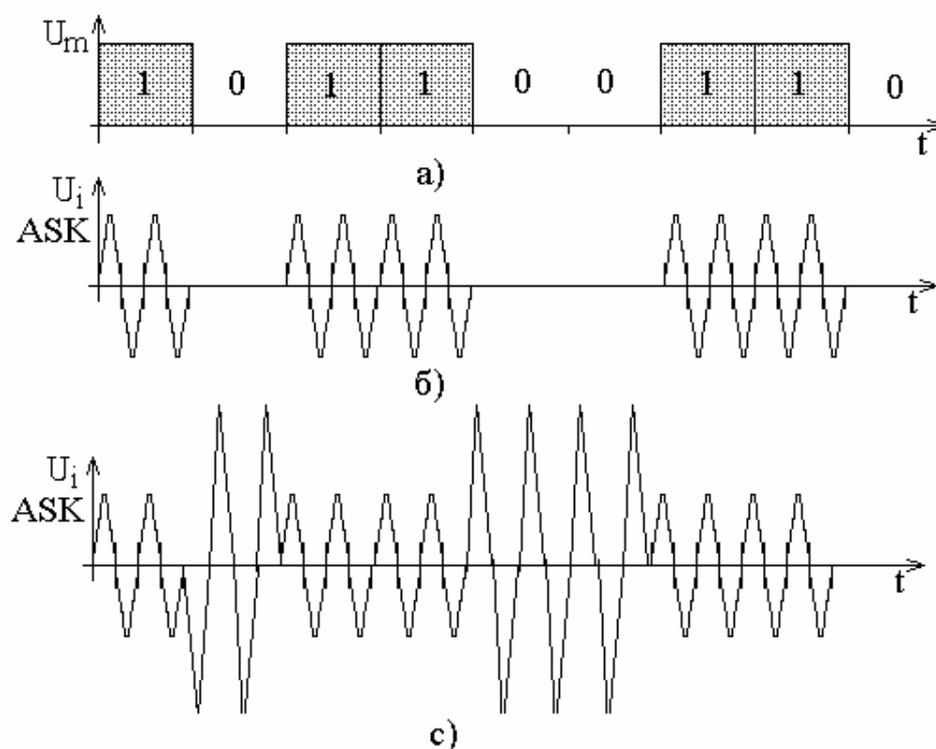


Рис. 13. Сигналы амплитудной манипуляции: а) импульсный сигнал сообщения; б) ASK с пассивной паузой; в) ASK с активной паузой.

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  $\omega_i$  может принимать множество  $i$  дискретных значений, а фаза  $\varphi$  является произвольной константой.

Частотная манипуляция (frequency shift keying - FSK) обладает более высокой по сравнению с ASK помехоустойчивостью ( в работе [ 6 ] 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 ( $n=2, 4, 8, 16, \dots$ ). Эти частоты должны быть взаимно ортогональными, то есть 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.

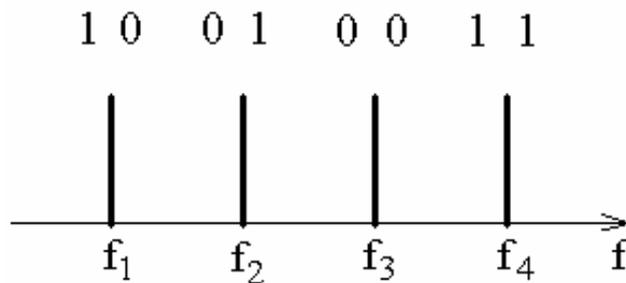


Рис. 14.

## 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 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

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

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  $f_2 = f_0 - \pi/2$ , то есть 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 (1) можно представить в виде суммы квадратурных составляющих следующим образом

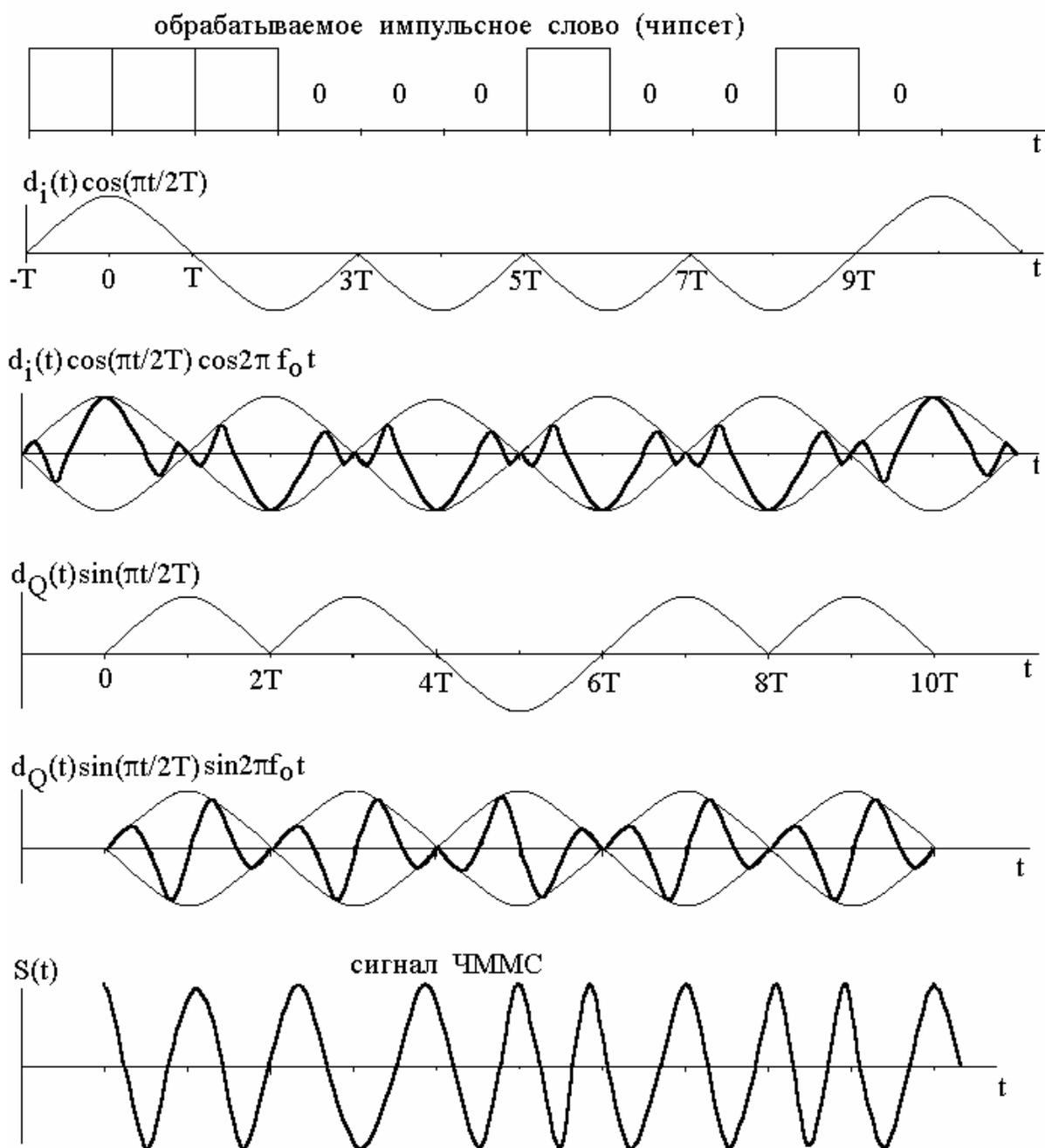
$$S(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t, \quad (2)$$

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 (2), квадратурные компоненты требуют взвешивания – для косинусоидальной компоненты по закону  $\cos \frac{\pi t}{2T}$  и  $\sin \frac{\pi t}{2T}$  для синусоидальной.

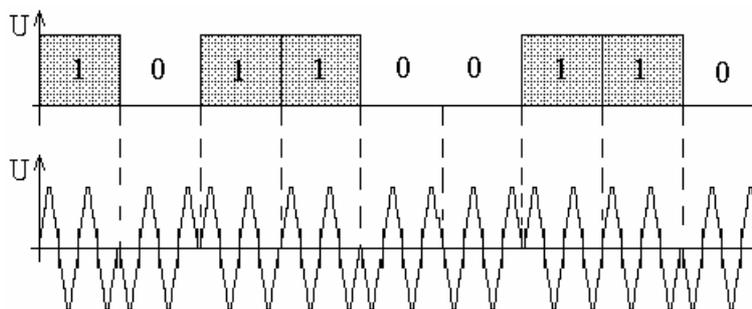
На рис. 15 показаны эюры, поясняющие принципы формирования сигналов ЧММС. Знаки передаваемых бит  $d_i, d_Q$  домножаясь на знаки напряжений  $\cos \frac{\pi t}{2T}, \sin \frac{\pi t}{2T}$ , соответственно, формируют положительные или отрицательные синусоидальные полуволны с периодом  $2T$ , которые 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**

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 вероятность ошибки на выходе радиоканала в зависимости 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 Key) как один из последующие за ним будут приниматься решающим устройством приемника инверсно. То есть когда посылки 0 принимаются за 1 и

наоборот.помехоустойчивых видов модуляции стала привлекательной для широкого практического применения в телекоммуникационных системах. Однако в чистом виде в цифровых системах её используют редко из-за возможности массовых ошибок по причине так называемой “обратной работы”, когда при приёме ошибочного бита.

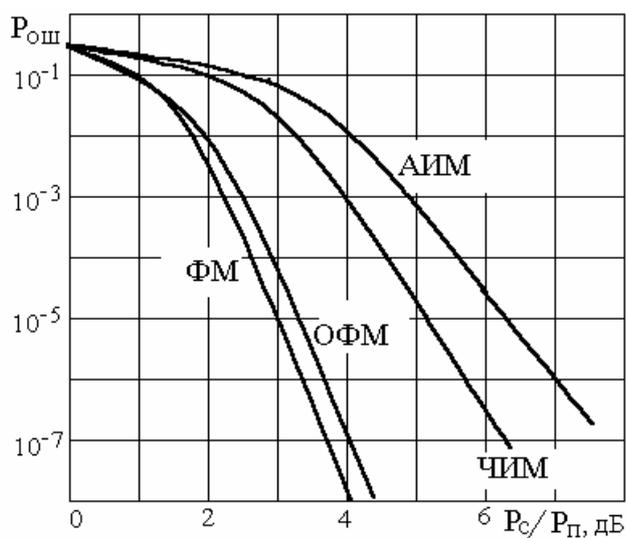


Рис.17.

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, то в спектре вообще нет частоты несущей и для ее получения приходится использовать достаточно сложные нелинейные устройства снятия манипуляции. Например, схемы предложенные Пистолькорсом, Сифоровым, Костасом [П.И. Пенин] 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 [ ], развившим идею практического использования относительной фазовой модуляции (ОФМ или DPSK - Differential Phase Shift Key). При ОФМ, называемой также относительной фазовой телеграфией (ОФТ), частота и амплитуда сигнала остаются неизменными, а от изменения 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, т.к. решение в отличии от ФМ принимается по двум приходящим из канала посылкам. При ОФМ в этом случае выгоднее брать для сравнения не ближайшие, а разнесенные посылки, например через 2, как показано на рис. 18.

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

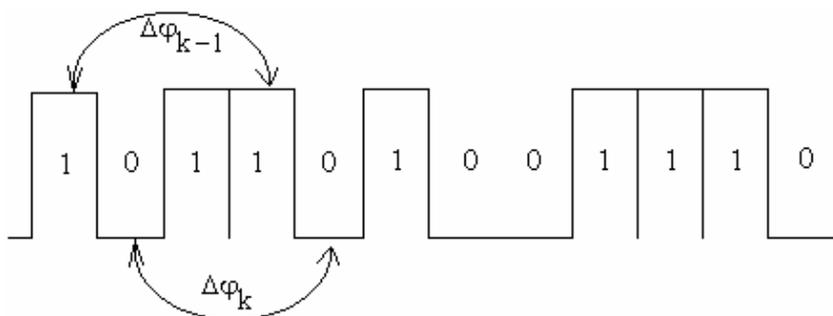


Рис.18.

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.

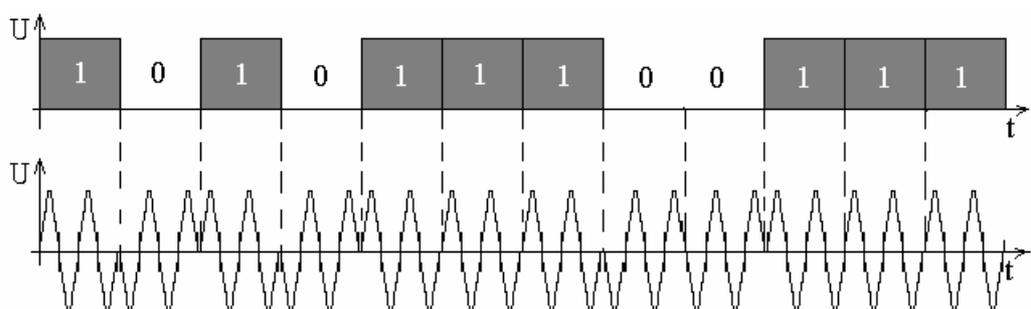
**Если фаза принимает только два значения, соответствующие логическим "0" и "1", то модуляцию называют двоичной фазовой модуляцией (BPSK – Binary Phase Shift Key). При ОФМ-2 символ 0 передается отрезком синусоиды с начальной фазой предыдущего сигнала, а символ 1 с начальной фазой, отличающейся от фазы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

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

**а пример построения сигнала для этого случая показан на рис. 19.**

**Техническая реализация модуляторов BPSK не вызывает затруднений, но скачки фазы в сигнале на  $180^\circ$  приводят к нежелательной амплитудной модуляции и к неэффективному использованию спектра, поэтому этот вид модуляции на практике используют 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 бит сообщения и таким образом можно закодировать целые отрезки модулирующего бинарного сигнала. 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 М-уровневой (4, 8, 16, ...).

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

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;

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

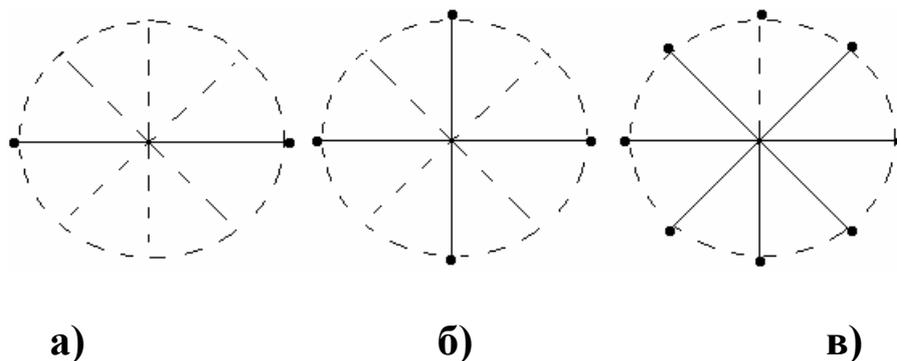
$\varphi_{k-1}$  - фаза k-1 импульса.

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 позволяет 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  $180^\circ$  и ускорение передачи информации невозможно. Если используются 4 точки, то можно передавать исходный информационный поток группами по два бита (дибитами: 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 ФМ в высокоскоростных каналах передачи информации не используют.

### 3.3.4. Квадратурная фазовая модуляция

Четырёхуровневая фазовая модуляция нашла исключительно широкое применение в связи с развитием сотовых сетей связи, а из-за особенностей построения модуляторов её стали называть квадратурной фазовой модуляцией (QPSK – Quadrature Phase Shift Key).

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

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

**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 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**

$$\begin{aligned} U(t) &= \frac{u\sqrt{2}}{2} b_i \sin \omega_0(t) + \frac{u\sqrt{2}}{2} b_k \cos \omega_0(t) \\ &= \frac{u\sqrt{2}}{2} \sin[\omega_0(t) + \psi] = I + Q. \end{aligned}$$

**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  $\tau$  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.

$\varphi(t)$	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$
<b>b<sub>i</sub></b>	<b>1</b>	<b>-1</b>	<b>-1</b>	<b>1</b>
<b>b<sub>к</sub></b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>-1</b>	<b>-1</b>
$\psi$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3}{4}\pi$	$\frac{5}{4}\pi$	$\frac{7}{4}\pi$

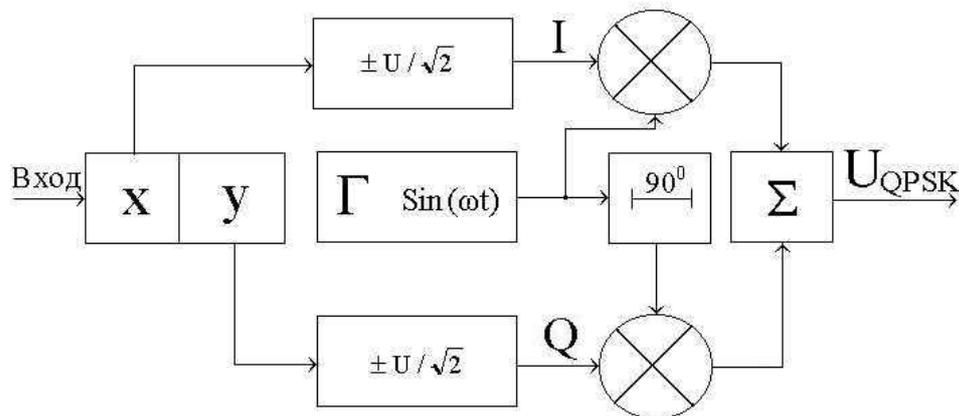


Рис. 21. Структурная схема модулятора QPSK

Обе последовательности импульсов синфазного и квадратурного каналов, имеющие уже длительности посылок  $\tau$ , 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  $\tau=2T$  в сигнал QPSK.

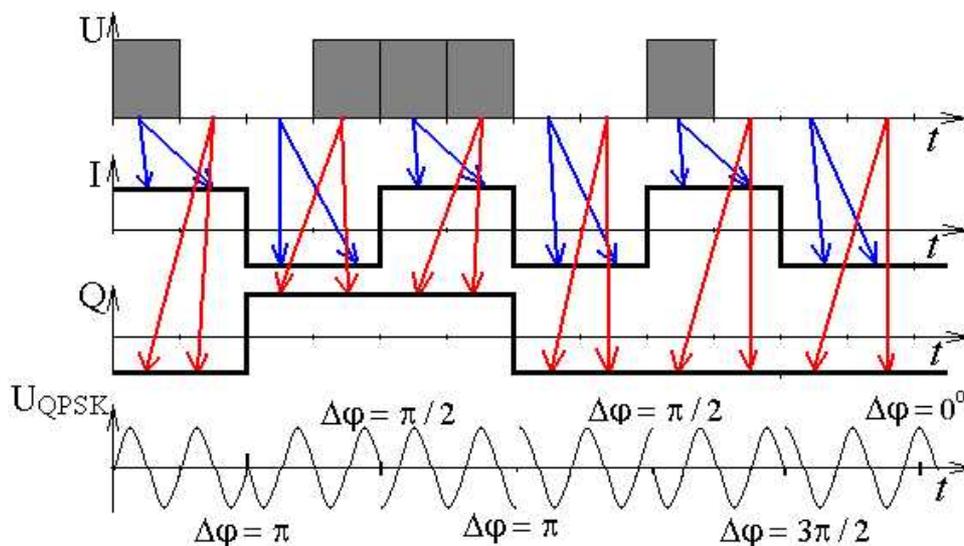


Рис. 22. Эпюры работы модулятора QPSK

QPSK может давать заметное улучшение связи, но иногда её применение не даёт положительного эффекта. При тестировании белым шумом QPSK оказывается [ ] 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. 1) в сигнале QPSK происходит скачок фазы на  $180^{\circ}$ . 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  $180^{\circ}$ , часто применяют квадратурную фазовую модуляцию со сдвигом, 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  $180^{\circ}$  при этом отсутствуют, поскольку каждый элемент последовательности, поступающей на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызвать изменение фазы только на  $0, 90^{\circ}$  и  $270^{\circ}$ .

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

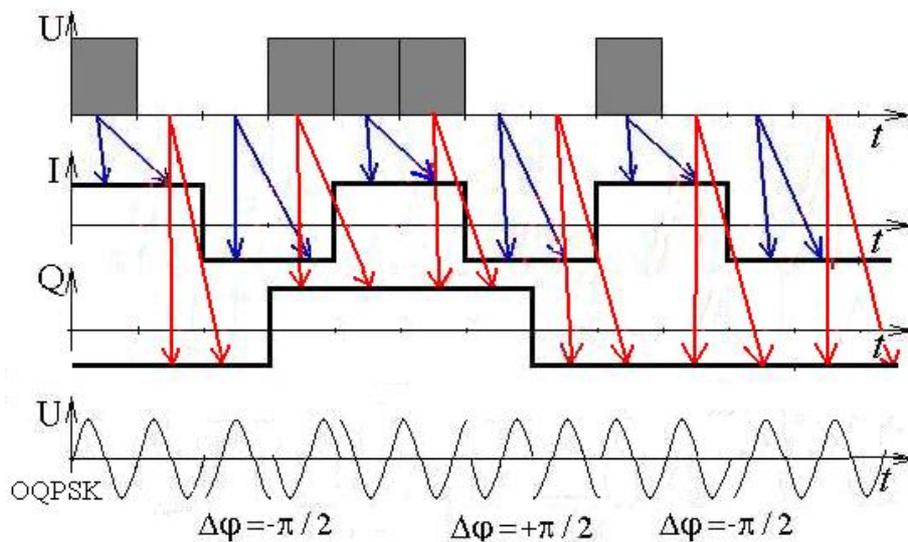


Рис. 23. Формирование сигналов OQPSK