

УДК 621.376

И.Б. Широков, доцент, канд. техн. наук,

М.А. Дурманов

Севастопольский национальный технический университет

ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: shirokov@stel.sebastopol.ua

ВЫБОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Приведена сравнительная характеристика двух видов многопозиционной манипуляции: 16QAM и 16PSK. Дана сравнительная оценка помехоустойчивости названных видов модуляции. На основании анализа энергетики и других качественных характеристик сделаны выводы о предпочтительности использования того или иного вида модуляции.

В настоящее время широкое распространение в области передачи цифровой информации получили модуляция сдвигом фазы и комбинационная модуляция, которая получила название квадратурной. Среди основных типов фазовой и амплитудно-фазовой модуляций, которые на сегодня имеют наибольшее применение, можно выделить следующие: *BPSK*, *QPSK*, *16QAM*, *64QAM*, *256QAM*. Большей спектральной эффективностью обладают многопозиционные сигналы, из которых наиболее часто используют четырехпозиционную фазовую модуляцию (*QPSK*) и шестнадцатипозиционную квадратурную амплитудную модуляцию (*16QAM*).

Спектральная эффективность сигнала определяется по формуле

$$\eta = \frac{r}{\Delta\omega}, \quad (1)$$

где r — скорость передачи данных; $\Delta\omega$ — эффективная ширина спектра сигнала.

Перечисленные выше типы модуляций имеют одинаковую эффективную ширину спектра, равную ширине главного лепестка спектра. Из формулы (1) следует, что спектральная эффективность однозначно связана со скоростью передачи данных, определяемой по формуле

$$r = \frac{\log_2 M}{T},$$

где M — число позиций, занимаемых сигналом при модуляции; T — период сигнала.

Число позиций M определяет предпочтительность использования данного сигнала по критерию скорости передачи данных.

Основная задача данной работы заключается в анализе двух методов модуляции радиосигналов *16PSK* и *16QAM* путём проведения их сравнительных характеристик.

Рассмотрим шестнадцатипозиционную фазовую модуляцию — *16PSK* и шестнадцатипозиционную квадратурную амплитудную модуляцию — *16QAM*.

Следует отметить, что *16PSK* и *16QAM* имеют одинаковую спектральную эффективность, следовательно, и одинаковую скорость передачи данных.

Проанализируем энергетику сигналов рассматриваемых видов модуляции путем определения минимального расстояния между возможными состояниями сигнала d_{min} , выраженного через среднюю энергию, приходящуюся на один бит (E_b) [1]. Энергетика сигнала однозначно определяет его помехоустойчивость.

Произведём расчёт d_{min} для сигнала с фазовой модуляцией *16PSK*.

Допустим, что каждые T_s секунд посылается один из M сигналов $\{s_1(t), \dots, s_M(t)\}$. Определим базис ортонормированных функций для каждого из посланных сигналов $\{\phi_1(t), \dots, \phi_D(t)\}$. Функции $\phi_i(t)$ должны удовлетворять следующим условиям:

$$1) \int_0^{T_s} \phi_i(t) \cdot \phi_j^*(t) dt = 0 \text{ для любого } i \neq j \text{ (условие ортогональности функций);}$$

$$2) \int_0^{T_s} |\phi_i(t)|^2 dt = 1 \text{ для любого } i \text{ (условие нормированности функций);}$$

$$3) s_m(t) = \sum_{i=1}^D s_{m,i} \phi_i(t) \leftrightarrow s_{m,i} = \int_0^{T_s} s_m(t) \phi_i^*(t) dt \text{ (обобщённый ряд Фурье).}$$

Каждый посланный сигнал можно рассматривать как точку в D -мерной области $s_m(t) \leftrightarrow s_{m,i} = (s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,D})$.

Совокупность M таких точек определим как созвездие сигнала, которое позволит определить характеристики энергетики рассматриваемых типов фазовой модуляции.

Энергетика сигнала и его помехоустойчивость зависят от расстояния между соседними позициями сигнала в созвездии, а именно от d_{min} .

Найдём d_{min} для общего случая M -уровневой фазовой модуляции.

Выражение промодулированного сигнала имеет вид

$$s_m(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_m),$$

где A — амплитуда сигнала; ω_c — несущая частота; θ_m — значения начальных фаз, определяемых кодом модулирующего сигнала — $\theta_m \in \left\{ \frac{2\pi i}{M}; i = 0, 1, 2, \dots, M-1 \right\}$.

Преобразуем исходное выражение следующим образом

$$s_m(t) = A \cos(\theta_m) \cos(\omega_c t) - A \sin(\theta_m) \sin(\omega_c t).$$

Запишем базис ортонормированных функций в виде

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(\omega_c t), \\ \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(\omega_c t). \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь T_s — длительность исходного сигнала.

Определим длительность одного бита исходного сигнала $T_b = \frac{T_s}{\log_2 M}$.

Таким образом, получаем

$$s_m = \sqrt{E_s} (\cos(\theta_m) \phi_1(t) - \sin(\theta_m) \phi_2(t)), \quad (3)$$

где $E_s = \frac{A^2 T_s}{2}$ — энергия сигнала.

Энергия, приходящаяся на один бит информации, равна $E_b = \frac{A^2 T_b}{2}$ или $E_b = \frac{E_s}{\log_2 M}$.

Выражение (3) перепишем в символьном виде

$$s_m = \sqrt{E_s} \{\cos(\theta_m), -\sin(\theta_m)\}.$$

Выражение в фигурных скобках представляет собой координаты точки в D -мерной области, а величина $\sqrt{E_s}$ — длину вектора. Так как ортонормированный базис (2) состоит из двух функций, то данная область является двумерной ($D = 2$). Геометрическое место точек в созвездии представляет собой окружность. Это объясняется тем, что амплитуда сигнала постоянна, а меняется только фаза.

На рисунке 1 изображены созвездия двух-, четырёх- и восьмипозиционных типов фазовой модуляции.

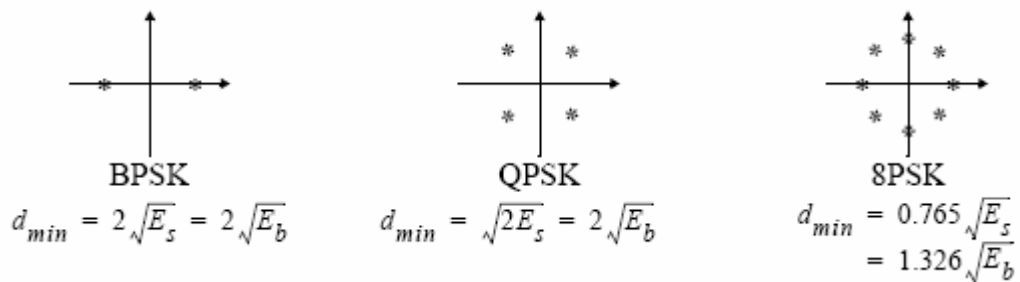


Рисунок 1 — Созвездия сигналов основных видов фазовой модуляции

Из рисунка 1 видно, что с увеличением позиционности сигнала расстояние d_{min} уменьшается, что ведёт к снижению его энергетики и соответственно помехоустойчивости.

Определение d_{min} сводится к нахождению минимального геометрического расстояния d между возможными позициями сигнала в его созвездии

$$d_{min} = d\sqrt{E_b}. \quad (4)$$

Определим d_{min} для сигнала фазовой модуляции 16PSK.

Созвездие сигнала для случая 16PSK изображено на рисунке 2. По теореме косинусов имеем

$$d = \sqrt{2(1 - \cos \theta)},$$

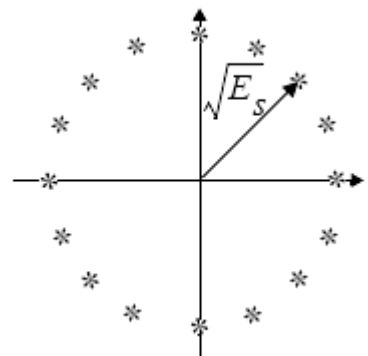


Рисунок 2 — Созвездие сигнала фазовой модуляции 16PSK

где $\theta = \frac{360^\circ}{M}$, $M = 16$, $\theta = \frac{360^\circ}{16} = 22,5^\circ$.

Отсюда $d = 0,395$.

Теперь находим $d_{\min}$

$d_{\min} = d\sqrt{E_s}$, $E_s = 4E_b$, так как $T_s = 4T_b$

Тогда

$$d_{\min} = 0,395\sqrt{E_s} = 0,395\sqrt{4E_b} = 0,79\sqrt{E_b}$$

Далее рассмотрим сигнал 16QAM.

Исходное выражение для случая 16QAM имеет следующий вид:

$$s_m(t) = A_m \cos(\omega_c t + \theta) + B_m \sin(\omega_c t + \theta), \quad (5)$$

где $A_m, B_m \in \{\pm A, \pm 3A\}$.

При использовании квадратурной амплитудной модуляции осуществляется одновременное изменение амплитуды и фазы несущего колебания.

Запишем базис ортонормированных функций:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(\omega_c t + \theta),$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(\omega_c t + \theta).$$

Далее получаем

$$s_m(t) = A_m \sqrt{\frac{T_s}{2}} \phi_1(t) + B_m \sqrt{\frac{T_s}{2}} \phi_2(t).$$

Запишем последнее выражение в символьном виде:

$$s_m = \left(A_m \sqrt{\frac{T_s}{2}}, B_m \sqrt{\frac{T_s}{2}} \right). \quad (6)$$

На рисунке 3 изображена совокупность точек, координаты которых определяются выражением (6).

Найдём $d_{\min}$ для сигнала квадратурной модуляции 16QAM.

Все точки в созвездии находятся на одном расстоянии друг от друга, поэтому $d_{\min}$ определяется следующим образом

$$d_{\min} = 2A \sqrt{\frac{T_s}{2}} = \sqrt{2A^2 T_s}. \quad (7)$$

Для того чтобы привести выражение для $d_{\min}$ к виду (4), необходимо найти E_b .

В данном случае можно определить только среднее значение энергии сигнала

$$E_{\text{ср}} = \frac{A_{\text{ср}}^2 T_s}{2},$$

где $A_{\text{ср}} = \sqrt{A_m^2 + B_m^2}$.

В качестве A_m и B_m выбираются соответственно максимальное и минимальное по модулю значения из выражения (5), т.е. A и $3A$. Таким образом,

$$A_{\text{ср}} = \sqrt{A^2 + (3A)^2} = \sqrt{10A^2},$$

$$E_{\text{ср}} = \frac{10A^2 T_s}{2} = 5A^2 T_s.$$

Из последнего выражения следует, что

$$A^2 T_s = \frac{E_{\text{ср}}}{5}. \quad (8)$$

Подставив (8) в (7), получим $d_{\min} = \sqrt{\frac{2}{5} E_{\text{ср}}}$ или $d_{\min} = \sqrt{\frac{8}{5} E_{b\text{ср}}} = 1,265\sqrt{E_{b\text{ср}}}$.

Теперь сравним полученные результаты. Для 16PSK — $d_{\min} = 0,79\sqrt{E_b}$; для 16QAM — $d_{\min} = 1,265\sqrt{E_{b\text{ср}}}$. Проанализировав полученные соотношения, имеем, что помехоустойчивость 16QAM в 1,6 раза выше помехоустойчивости 16PSK.

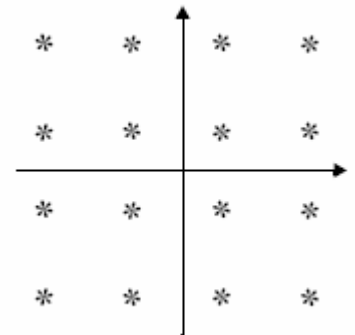


Рисунок 3 — Созвездие сигнала квадратурной модуляции 16QAM

Для более глубокого анализа проведём сравнение зависимостей $d_{\min}$ от количества позиций модуляции M для типов модуляции QAM и PSK .

Зависимость, соответствующую PSK , построим, исходя из следующего соотношения:

$$d_{\min} = \sqrt{2 \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi}{M} \right) \right] \log_2 M \sqrt{E_b}}.$$

Для построения зависимости QAM проведем общий анализ соответствующего типа модуляции. Исходным выражением является $d_{\min} = \sqrt{2A_{cp}^2 T_s}$. Выражение $A_{cp} = \sqrt{A_m^2 + B_m^2}$ можно записать в виде

$$A_{cp} = A \sqrt{k_{\min}^2 + k_{\max}^2},$$

где $k_{\min}, k_{\max} \in \{1, 3, 5, \dots\}$.

Для полноты картины определим значения $d_{\min}$ для случаев $8QAM$, $32QAM$. Для этого необходимо учитывать коэффициент заполнения области ξ , который определим следующим образом

$$\xi = \frac{(2m)^2}{M},$$

где m берется как ближайшее целое, большее чем $\sqrt{\frac{M}{4}}$.

Для расчёта $d_{\min}$ для $16QAM$ не было необходимости учитывать коэффициент ξ , так как в этом случае он равен единице, что соответствует стопроцентному заполнению области.

Исходя из всего сказанного выше, запишем расчётную формулу как

$$d_{\min} = \sqrt{\frac{4\xi}{k_{\min}^2 + k_{\max}^2} \log_2 M \sqrt{E_b}}.$$

На основании проведенного анализа построим зависимости помехоустойчивости ($d_{\min}$) типов модуляции QAM и PSK от количества позиций модуляции M (рисунок 4).

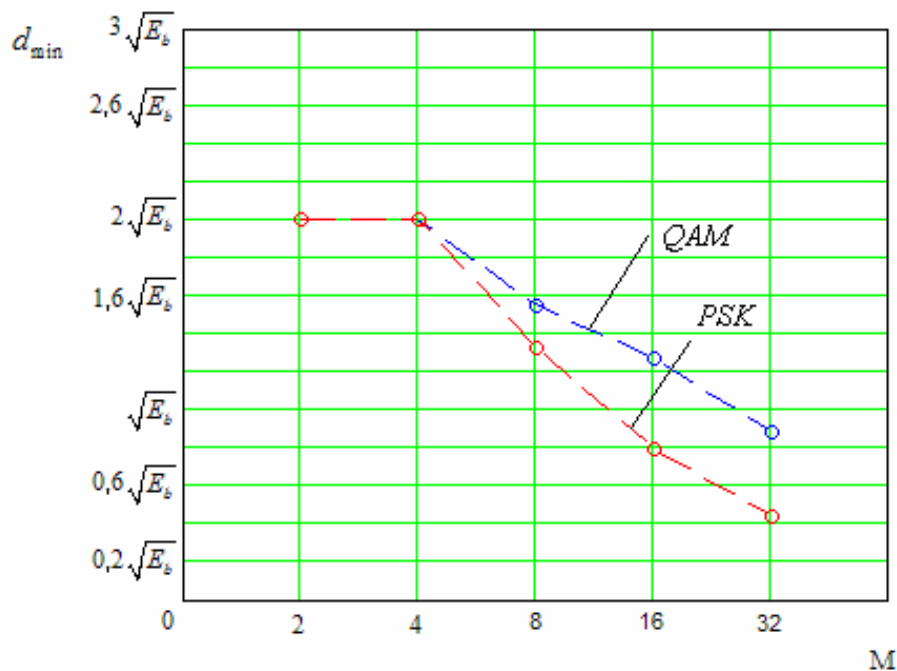


Рисунок 4 — Зависимости помехоустойчивости от количества позиций модуляции M для QAM и PSK

Сравнивая их, видно, что зависимость $16QAM$ имеет более пологий спад, чем зависимость $16PSK$. Отсюда следует, что, при одинаковой полосе $16QAM$ обладает большей помехоустойчивостью. Однако есть достаточно простой способ увеличения помехоустойчивости. Он состоит в увеличении энергии сигнала. Об это свидетельствует выражение (4). Таким образом, для равенства помехоустойчивости $16PSK$ и $16QAM$ необходимо увеличить энергию каждого бита сигнала $16PSK$ в 2,56 раза.

Однако $16QAM$ имеет один главный недостаток, который заключается в том, что передаваемый сигнал кодируется одновременными изменениями амплитуды двух компонентов несущего гармонического колебания, которые сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\pi/2$. Для формирования результирующего сигнала необходимо иметь два сигнала разного уровня. Поэтому при использовании $16QAM$ высокочастотные тракты передатчика и приемника должны быть высоколинейными. Энергетические

показатели передатчика при этом существенно хуже, чем при использовании сигналов с постоянной огибающей. Постоянство огибающей при 16PSK является важным преимуществом этих сигналов, так как высокочастотные тракты передатчика и приемника при этом могут работать в нелинейном режиме, что, в свою очередь, позволяет получить максимальные выходную мощность и КПД передатчика.

Исходя из общего анализа и сравнения характеристик двух типов модуляции, можно сделать вывод: применение 16PSK наиболее целесообразно в цифровых передающих системах, обладающих достаточной энергетикой. Приемопередающий тракт оборудования при использовании модуляции 16PSK оказывается существенно проще тракта оборудования с использованием сигналов 16QAM, поскольку требования к линейности трактов при использовании первого вида модуляции практически отсутствуют. Соответственно стоимость оборудования 16PSK будет существенно ниже стоимости оборудования 16QAM.

В данной работе определены расстояния d_{min} и дана сравнительная оценка энергетики сигналов для различных видов модуляции и для различных позиций модуляций M . Величины d_{min} по сути дела определяют помехоустойчивость того или иного вида модуляции, реальная оценка которой в рамках данной работы не проводилась.

В дальнейшем планируется провести исследования пропускной способности и помехоустойчивости систем с указанными видами модуляции при воздействии реальных шумов.

Библиографический список

1. Scott Miller, Modulation with RF Carriers / Miller Scott. Texas A&M University Electrical and computer engineering, 1999. — P. 172 — 201.

Поступила в редакцию 20.03.2008 г.