

УДК 628.336.42

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Скороходов Р.В., студент гр.067001/магистрант

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Тарченко Н.В. – канд. технических наук

Аннотация. Тематика работы обусловлена повсеместным использованием волоконно-оптических систем передачи, в том числе и со спектральным уплотнением. При постоянном увеличении пропускной способности волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) совершенствуются способы обработки оптического сигнала как в передающем и приемном оборудовании, так и в процессе передачи по оптическому волокну. Совершенствование оптических технологий расширяет возможности алгоритмов обработки сигналов на приемной стороне и требует оценки их эффективности.

Ключевые слова. Спектральная эффективность, энергетическая эффективность, методы модуляций.

1 Введение

Многоуровневые форматы модуляции сочетают в себе высокую спектральную эффективность и устойчивость к воздействию дисперсии в оптическом волокне [1, 2]. Эти достоинства многоуровневых форматов модуляции делают их перспективными при необходимости увеличения скорости передачи в действующих системах связи со спектральным уплотнением. Сочетание когерентного детектирования с цифровой обработкой сигналов позволяет достигнуть более высоких значений количества передаваемой информации на один символ [3]. Когерентные оптические системы связи были предложены в 1970-е гг. [4] и в 1980-е начали интенсивно исследоваться, поскольку обеспечивают достижение квантового предела чувствительности приемников [5, 6]. Однако с появлением систем связи со спектральным уплотнением и оптическими усилителями научно-исследовательские работы в этом направлении были прерваны примерно на 20 лет.

Развитие оптических технологий привело к возрождению интереса к когерентным системам. Он обусловлен возможностями реализации в этих системах множества разнообразных многоуровневых форматов модуляции. Кроме того, цифровая обработка сигналов в электронной форме позволяет компенсировать искажения, связанные, например, с хроматической и поляризационно-модовой дисперсией. Существенным недостатком первых когерентных систем связи была их высокая поляризационная чувствительность. Однако проблема была решена благодаря изобретению поляризационной диверсификации (*polarization diversity*) [7]. Более того, современные цифровые когерентные приемники позволяют удвоить скорость передачи информации за счет поляризационного уплотнения информации.

В настоящей работе проведена оценка эффективности когерентных систем связи с многоуровневой модуляцией.

2 Критерии эффективности инфокоммуникационных систем

Основными критериями эффективности инфокоммуникационных систем являются критерии спектральной и энергетической эффективности. Энергетическая эффективность характеризует энергию, которую необходимо затратить для передачи информации с заданной достоверностью (вероятностью ошибки).

Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для того, чтобы передавать информацию с определенной скоростью. Кроме данных критериев, виды модуляции сравниваются по устойчивости к различным типам помех и искажений и сложности аппаратной реализации. Существуют также специфические критерии, существенные для отдельных систем связи, отражающие особенности канала связи [8].

Спектральная (частотная) эффективность цифровой системы определяется, как

$$\gamma = \frac{R_b}{B_w}, \quad (1)$$

где R_b – скорость передачи информации, бит/с;

B_w – полная полоса частот канала, Гц.

Измеряется спектральная эффективность числом битов в секунду, приходящихся на 1 Гц полосы канала, т.е. бит/(с·Гц).

В реальных условиях доступная полоса частот канала B_w по тем или иным причинам может использоваться не полностью, поэтому даже достаточно эффективная система передачи в ее конкретном применении по данному критерию оценки будет выглядеть неэффективной. Кроме того, необходимо уточнить критерий спектральной эффективности, связав его с полосой Найквиста B_N и коэффициентом скругления спектра α , значение которого характеризует расширение практически занимаемой спектром сигнала полосы частот канала B_L сверх полосы Найквиста B_N :

$$B_L = B_N(1 + \alpha). \quad (2)$$

Соответственно реальная спектральная эффективность η различных схем модуляции, предназначенных для цифровой передачи, выражается формулой:

$$\eta = \frac{R_b}{B_L} = \frac{R_b}{B_N(1+\alpha)}. \quad (3)$$

В идеальном случае при полном использовании всей полосы частот канала, когда $B_w = B_L$, показатели эффективности η и γ совпадают, т.е. $\gamma = \eta$.

Целесообразно ввести также критерий потенциальной спектральной эффективности конкретного метода модуляции, который соответствует коэффициенту η или γ при $B_w = B_L$ и $\alpha = 0$.

Определим потенциальную эффективность как:

$$\gamma_0 = \frac{R_b}{B_N}. \quad (4)$$

Отсюда следует, что

$$\eta = \frac{\gamma_0}{(1+\alpha)} \text{ или } \gamma_0 = \eta(1 + \alpha). \quad (5)$$

При использовании многопозиционной цифровой модуляции

$$R_b = \log_2(M)R_s, \quad (6)$$

где M – число элементов пространства сигналов при цифровой модуляции;

R_s – скорость передачи символов цифрового потока.

Согласно критерию Найквиста максимальная скорость передачи символов в полосовой системе численно равна

$$R_s = \frac{B_w}{(1+\alpha)}. \quad (7)$$

Следовательно, при $B_w = B_L$

$$\eta = \frac{\log_2(M)}{(1+\alpha)}. \quad (8)$$

Отсюда следует, что для повышения спектральной эффективности h необходимо увеличивать кратность модуляции $\log_2 M$ и одновременно снижать значение коэффициента скругления спектра α , тем самым увеличивая крутизну среза спектра модулирующего сигнала [8].

Способ модуляции играет основную роль в достижении максимально возможной скорости передачи информации при заданной вероятности ошибочного приема. Пропускная способность

канала связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) является функцией средней мощности принятого сигнала, средней мощности шума и ширины полосы пропускания. Предельные возможности системы передачи можно оценить с помощью теоремы Шеннона - Хартли, определяющей верхнюю границу пропускной способности канала связи:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (9)$$

где C – пропускная способность канала связи, бит/сек;

W – ширина полосы пропускания системы, Гц;

S – средняя мощность принятого сигнала, Вт;

N – средняя мощность шума, Вт.

Теоретически информация по каналу связи может быть передана со сколь угодно малой ошибкой при любой скорости передачи данных R , удовлетворяющей условию $R \leq C$, что достигается при помощи использования сложных методов кодирования. В случае, если $R > C$, передача данных со сколь угодно малой вероятностью ошибки невозможна.

При сравнении различных видов модуляции обычно оперируют не соотношением сигнал/шум, а отношением энергии бита к плотности мощности шума, которое определяется следующим образом:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right), \quad (10)$$

где E_b – энергия бита, Вт/бит/сек;

N_0 – плотность мощности шума, Вт/Гц.

Таким образом, выражение верхней границы пропускной способности канала связи может быть модифицировано:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{R} \left(2^{C/W} - 1 \right). \quad (11)$$

На рисунке 1. показан график зависимости отношения нормированной полосы пропускания сигнала W/C от отношения энергии бита к плотности мощности шума E_b/N_0 . Как видно из рисунка, существует нижнее предельное значение E_b/N_0 , при котором ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации. Это значение E_b/N_0 называется пределом Шеннона:

$$\frac{E_b}{N_0} = \ln(2) = -1,59 \text{ дБ}. \quad (12)$$

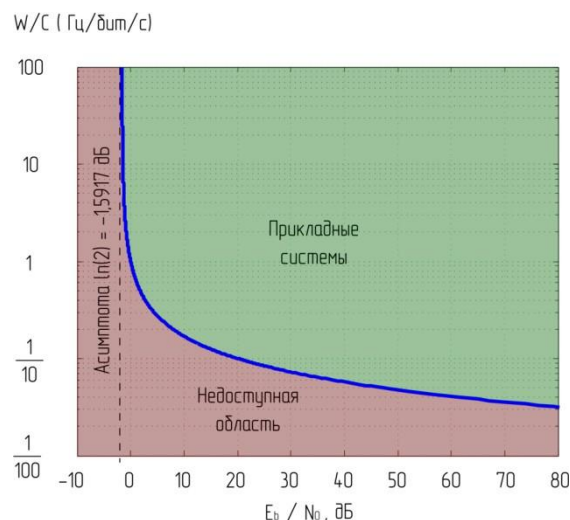


Рисунок 1 – Зависимость нормированной полосы пропускания канала от отношения энергии бита к плотности мощности шума

Шеннон теоретически доказал существование кодов, которые могут понизить вероятность битовой ошибки или снизить требуемое значение E_B/N_0 от уровней не кодированных двоичных

систем модуляции до уровней, приближающихся к предельной кривой. Одной из основных задач разработчика современных систем цифровой связи является повышение спектральной эффективности модуляции, т. е. уменьшение отношения W/R до теоретического предела, что возможно при использовании современных методов канального кодирования [8].

Показатель энергетической эффективности оценивается формулой

$$\beta = \frac{R_b N_0}{P_c}, \quad (13)$$

где P_c – средняя мощность модулированного сигнала;

$N_0 = kT$ – односторонняя спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) на входе приемного фильтра.

С учетом того, что

$$P_c = E_b R_b, \quad (14)$$

где E_b – энергия сигнала на бит информации на входе приемного фильтра, получаем

$$\beta = \frac{N_0}{R_b}. \quad (15)$$

Таким образом, коэффициент b – величина обратная отношению энергии на бит в передаваемом сигнале к плотности шума на входе приемника [9].

При использовании в модеме согласованной фильтрации и формировании спектров, согласно критериям Найквиста, энергетическая эффективность b может быть выражена следующим образом:

$$\beta = \frac{N_0 R_b B_N}{P_c B_N} = \frac{P_m R_b}{P_c B_N} = \frac{\gamma_0}{q} = \frac{h(1+\alpha)}{q}. \quad (16)$$

Так как при согласованной найквистовской фильтрации шумовая полоса приемника совпадает с полосой Найквиста, то мощность шума на входе решающего устройства равна $P_m = N_0 B_N$, при этом отношение сигнал/шум $q = P_c/P_m$, $\gamma_0 = R_b/B_N$.

Коэффициенты η и β взаимосвязаны. Подставляя в формулу (16) для β отношение $R_b/B_N = \gamma_0 = \eta(1 + \alpha)$, получаем:

$$\beta = \frac{\eta(1+\alpha)}{q}, \quad (17)$$

$$q = \frac{\eta(1+\alpha)}{\beta}. \quad (18)$$

Как известно, пропускная способность (максимально возможная скорость передачи информации) частотно-ограниченного канала с аддитивным белым гауссовским шумом определяется формулой Шеннона:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N_0 \Delta F} \right). \quad (19)$$

Здесь под полосой пропускания системы ΔF следует понимать шумовую полосу, равную полосе Найквиста B_N . В пределе, при выполнении условий теоремы, $R_b = C$, и тогда можно получить соотношение для верхней границы эффективности передачи информации:

$$\frac{R_b}{B_N} = \log_2(1 + q) = \log_w \left(1 + \frac{\eta(1+\alpha)}{\beta} \right), \quad (20)$$

$$\eta(1 + \alpha) = \log_2 \left(1 + \frac{\eta(1+\alpha)}{\beta} \right). \quad (21)$$

Найдем отсюда формулу для энергетической эффективности β как функции реальной спектральной эффективности η и коэффициента скругления спектра α :

$$\beta = \frac{\eta(1+\alpha)}{2^{\eta(1+\alpha)} - 1}. \quad (22)$$

Для сравнения видов модуляций по критерию энергетической эффективности необходимо оценить для каждого вида модуляции требуемую энергию для передачи информации с одинаковой вероятностью ошибки на бит. В [4], определены соотношения, связывающие вероятность битовой ошибки с величиной E_b/N_0 для различных видов модуляции:

$$BER = f \left(\frac{E_b}{N_0} \right), \quad (23)$$

где BER – вероятность ошибки;

E_b – энергия, необходимая для передачи одного бита информации;

N_0 – спектральная плотность мощности белого шума в канале.

Если мощность передатчика равна P , то величина энергии, приходящаяся на один бит информации, равна:

$$E_b = PT_b, \quad (24)$$

где T_b – длительность бита.

3 Сравнительный анализ эффективности методов модуляции

Сравнение и выбор метода модуляции производят по показателям спектральной и энергетической эффективности, в качестве которых будем использовать удельную скорость передачи (бит/с/Гц) и отношение сигнал/шум:

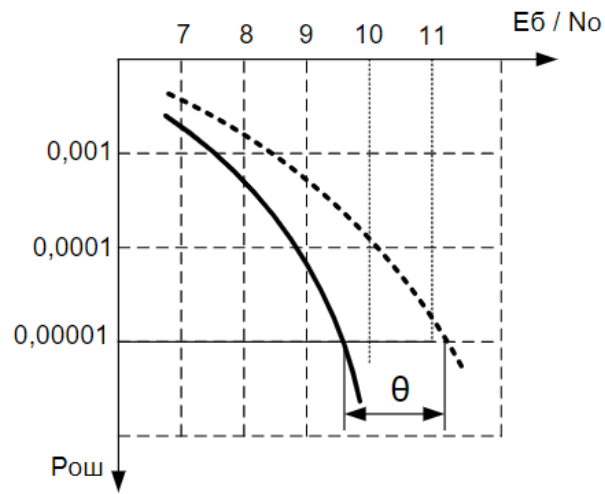
$$h^2 = E_b/N_0 \quad (25)$$

Сравнение методов модуляции удобно производить по диаграмме спектрально-энергетической эффективности (рисунок 3). На этой диаграмме построена предельная кривая, определяемая выражением [9]:

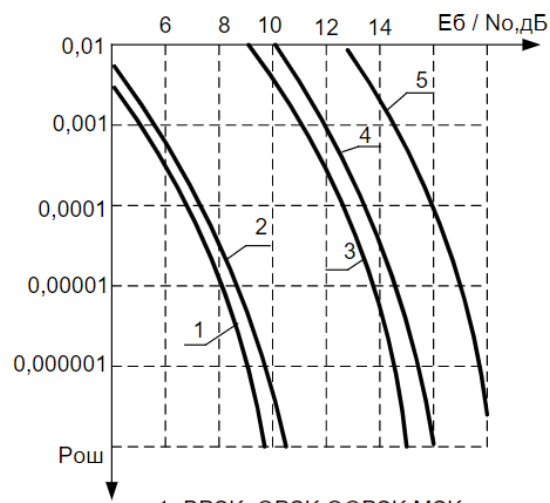
$$E_b/N_0 = \frac{(2^{R_b/W} - 1)}{(R_b/W)} \quad (26)$$

Это выражение следует из формулы Шеннона. Тогда для некоторого «идеального» метода модуляции рост энергетических затрат при увеличении спектральной эффективности происходит по экспоненциальному закону (рисунок 3). Минимально возможное значение удельных энергетических затрат определяется путем вычисления предела:

$$\left(E_b/N_0 \right)_{min} = \lim_{R_b/W \rightarrow 0} \left(\frac{(2^{R_b/W} - 1)}{(R_b/W)} \right) = \ln 2 (-1,6\text{дБ}) \quad (27)$$



а) к оценке энергетических потерь



- 1- BPSK, QPSK, OQPSK, MSK
- 2 - DPSK
- 3 – PSK - 8
- 4 – QAM - 16
- 5 – PSK -16

б) кривые помехоустойчивые

Рисунок 2 –Кривые помехоустойчивости различных видов модуляции

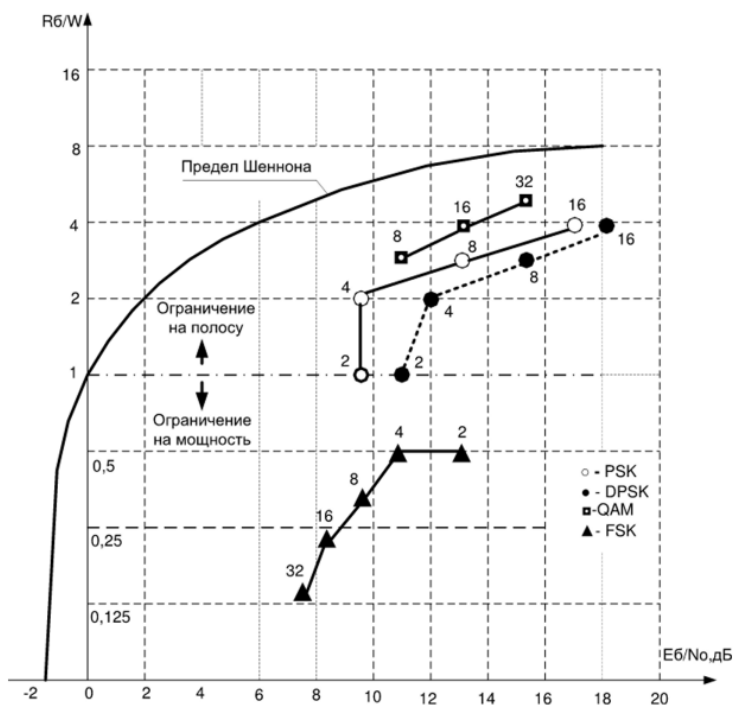


Рисунок 3 – Диаграммы спектрально-энергетической эффективности методов модуляции ($P_{ош} = 10^{-5}$)

Выводы

1. Методы фазовой и амплитудно-фазовой модуляции являются спектрально-эффективными, так как соответствующие точки располагаются выше разграничительной линии $R_b/W = 1$. Часть диаграммы, расположенная выше этой линии, соответствует ситуации, когда имеется ограничение на имеющуюся полосу частот. Поэтому увеличение спектральной эффективности может быть достигнуто за счет увеличения позиционности модуляции. При заданном значении вероятности ошибки расплачиваться за это приходится увеличением энергетических затрат.

2. При *FSK* неэффективно используется имеющаяся полоса частот, поскольку соответствующие ей точки располагаются ниже разграничительной линии. Для этого вида модуляции характерны повышенные значения энергетической эффективности. Следует отметить различный характер размена показателей спектральной и энергетической эффективности, лежащих выше и ниже разграничительной линии. В соответствии с формой предельной кривой Шеннона в области, лежащей выше разграничительной линии, этот размен имеет плавный характер. Поэтому за увеличение спектральной эффективности приходится расплачиваться существенным снижением энергетической эффективности. Напротив, в области, лежащей ниже разграничительной линии, небольшие потери энергетической эффективности приводят к заметному увеличению спектральной эффективности. Двухуровневая *FSK* занимает вдвое большую полосу частот, чем *DQPSK*, и по этой причине применяется лишь в системах малой емкости

3. Достаточно высокая эффективность использования спектра может быть достигнута при 16-уровневой квадратурной модуляции. При одном и том же числе позиций при *QAM-16* требуется меньшее отношение сигнал/шум на входе приемника для достижения одного и того же коэффициента ошибок, чем при 16-*PSK*.

4. Одним из преимуществ *QAM* является более простая аппаратная реализация модемов, чем при многопозиционных *PSK*.

5. Существенным недостатком, свойственным всем системам с AM, в том числе и *QAM-n*, является высокое требование к линейности трактов передачи, что не позволяет эффективно использовать мощность передатчика. Кроме того, эти системы более чувствительны к

межсимвольной интерференции. Тем не менее, данный вид манипуляции активно применяется в высокоскоростных цифровых волоконно-оптических системах связи.

Список использованных источников:

1. Winzer, P.J. Advanced optical modulation formats / R.J. Essiambre – Rimini: Proc. ECOC 2003, 2003. – Vol. 4 – 1002 p.
2. Величко, М.А. Новые форматы модуляции в оптических системах связи / О.Е. Наний, А.А. Сусьян – М.: Lightwave Russian Edition, 2005. – № 4 – 21 с.
3. Kikuchi, K. Coherent transmission system / K. Kikuchi. – ECOC, 2008. – Paper Th2A1.
4. De Lange, O.E. Wideband optical communication systems: Part II 'frequency division multiplexing' / O.E. De Lange – Proc. IEEE, 1970. – Vol. 58. – no. 10 – 1683 p.
5. Okoshi, T. Frequency stabilization of semiconductor lasers for heterodyne-type optical communications systems / K. Kikuchi. – Electron. Lett., 1980. – Vol. 16. – no. 5. – 179 p.
6. Favre, F. High frequency stability of laser diode for heterodyne communications systems / D. Le Guen. – Electron. Lett., 1980. – Vol. 16. – no. 18. – 709 p.
7. Derr, F. et al. / F. Derr. – Electron. Lett., 1991. – Vol. 27 – no. 23 – 2177 p.
8. Kikuchi, K. Coherent transmission system / K. Kikuchi. – ECOC, 2008. – Paper Th2A1.
9. В.М.Вишневикий, А.И.Ляхов, С.Л.Портной, И.В.Шахнович. Широкополосные беспроводные сети передачи информации.-М.: Техносфера, 2005.-592 с.