

УДК 621.396.62+621.376

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДВУХКАНАЛЬНОГО ОПТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В.Н. УРЯДОВ, Я.В. РОЩУПКИН, В.Ю. БУНАС, В.В. УРЯДОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 20 ноября 2013

Проведен сравнительный анализ известных оптических приемных модулей для обработки сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией (DPSK) при отсутствии оптических предусилителей. Предложен двухканальный оптический приемник, позволяющий получить выигрыш по чувствительности по сравнению с ранее известными. Проведен анализ его эффективности.

Ключевые слова: дифференциальная фазовая модуляция, чувствительность приемника, интерферометр Маха-Цандера.

Введение

В традиционных оптических системах используется амплитудная модуляция, которая осуществляется изменением мощности оптического передатчика. Исторически двоичная амплитудная манипуляция была первым форматом, используемым в оптической связи, так как его можно получить путем прямой модуляции током накачки полупроводникового лазерного диода. Наиболее популярным среди амплитудных форматов остается формат без возвращения к нулю (NRZ). В этом формате сигнал, соответствующий логической единице, формируется оптическим импульсом, длительность которого равна периоду следования символов, а нулю соответствует отсутствие оптического сигнала или сигнал меньшего уровня. Однако, стандарт G.959 ITU предполагает использование отличных от NRZ схем модуляции [1], которые позволяют передавать информацию по оптоволокну на расстояния до 120 км без использования внешних модулей для компенсации хроматической дисперсии. Включение в стандарты не-NRZ-схемы отражает расширение поддержки оптической не-NRZ-передачи.

Кроме того, ITU создает прецедент стандартизации отличных от NRZ форматов модуляции, которые доведут передачу со скоростью 40 Гбит/с до расстояний, сравнимых с доступными при сегодняшних 10 Гбит/с. Становится очевидной острая необходимость внедрения новых форматов модуляции, основанных на фазовой, многоуровневой амплитудной и смешанной амплитудно-фазовой модуляции и разработка новых методов их оптимальной обработки на приеме.

Теоретический анализ

В теории передачи сигналов показано, что оптимальный метод передачи двоичной информации предполагает представление двух информационных символов двумя реализациями сигнала, отличающимися только алгебраическим знаком. Фазовая манипуляция несущего оптического колебания постоянной амплитуды, когда фаза скачком меняется между двумя значениями, отличающимися на π радиан, полностью отвечает этим требованиям. Поскольку модуляция абсолютного значения фазы в оптических системах оказалась затруднительной, практический интерес представляют форматы на основе дифференциальной фазовой манипуляции (DPSK).

Передаваемая информация преобразуется в соответствии с алгоритмом дифференциального кодирования, который начинается с произвольного выбора первого бита кодовой последовательности $c(k=0)$. На втором этапе последовательность $c(k)$ может кодироваться одним из двух способов: $c(k) = m(k-1) \oplus m(k)$ или $\overline{c(k) = m(k-1) \oplus m(k)}$, где « $\oplus$ » – это сложение по модулю 2, а черта над выражением означает его дополнение. Текущий бит кода $c(k)$ равен 1, если бит сообщения $m(k)$ совпадает с предыдущим битом кода $c(k-1)$, в противном случае $c(k) = 0$. На третьем этапе кодирования последовательность $c(k)$ преобразуется в последовательность сдвигов фаз $\Theta(k)$, где ноль представляется сдвигом фаз на π , а единица – нулевым сдвигом фазы [2].

В схеме формирования сигнала может быть использован внешний фазовый модулятор, однако более предпочтительной является схема, использующая модулятор Маха – Цандера, настроенный таким образом, что уровни интенсивности символов «1» и «0» идентичны.

Для детектирования оптического сигнала необходимо произвести преобразование фазовой модуляции в модуляцию интенсивности. Для этого можно применить интерферометр Маха-Цандера (MZI), в одно из плеч которого введена линия задержки, время задержки которой выбирается равным длительности одного бита. MZI состоит из двух оптических ответвителей O_1 и O_2 (рис. 1) [3].

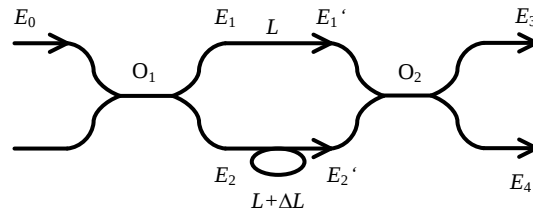


Рис. 1. Интерферометр Маха-Цандера (MZI)

Если принять $L=0$ и использовать 3 дБ ответвитель, можно получить выражение для выходных напряженностей поля: $E_3 = \frac{1}{2}(E_0 - E_0 e^{-j\beta\Delta L})$, $E_4 = \frac{-j}{2}(E_0 + E_0 e^{-j\beta\Delta L})$, где E_0 – напряженность электрического поля на входе интерферометра; E_3 и E_4 – напряженность электрического поля на выходах интерферометра; $\beta = 2\pi n/\lambda$ – постоянная распространения волокон; n – эффективный показатель преломления волокна; λ – длина световой волны в воздухе.

Для преобразования фазовой модуляции в модуляцию интенсивности необходимо подобрать ΔL таким, чтобы $\beta\Delta L = \tau_i$, где τ_i – длительность тактового интервала. Таким образом, MZI имеет два выходных порта – деструктивный (вычитающий, E_3) и конструктивный (суммирующий, E_4).

Поскольку информация содержится в изменении фазы от символа к символу, а сигнал является бинарным, фаза текущего символа и предыдущего может оставаться постоянной или изменяться на 180° , при передаче «1» и «0» соответственно. В первом случае, при передаче «1», когда фаза остается постоянной, сигнал на выходах MZI будет равен: $E_3 = 0$, $E_4 = -jE_0$ или $E_4 = jE_0$.

Таким образом, вся оптическая мощность концентрируется на конструктивном выходе MZI. Так как оптический приемник не чувствителен к фазовым изменениям входного сигнала, можно записать $E_4 = E_0$, а $E_3 = 0$.

Во втором случае, при передаче «0», когда фаза изменяется на π сигнал на выходах MZI будет равен: $E_3 = E_0$, $E_4 = 0$. Таким образом, вся оптическая мощность концентрируется на деструктивном выходе MZI.

Рассмотрим оптический приемник для DPSK-модуляции, с применением MZI и использованием только одного выходного порта интерферометра [4]. Схема приемника при использовании конструктивного (положительного) порта приведена на рис. 2, где символом E_+ обозначен конструктивный порт, а символом E_- обозначен деструктивный порт.

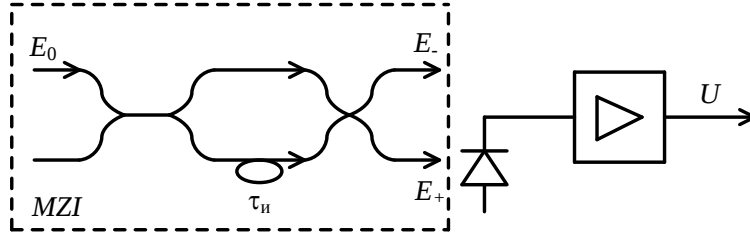


Рис. 2. Оптический приемник для DPSK-модуляции

Рассчитаем чувствительность такого приемника при применении *pin*-фотодетектора для случая, когда отсутствуют линейные оптические усилители и вследствие этого отсутствуют шумы в линии и суммарный шум определяется только шумом предусилителя и фотодетектора. Воспользуемся известным соотношением [5]:

$$P_1 - P_0 = 2Q_{\text{ош}} \frac{hc}{q\lambda} \sqrt{\bar{i}_{\text{pin}}^2}, \quad (1)$$

где P_1 – оптическая мощность на выходе MZI при передаче «1», P_0 – оптическая мощность на выходе MZI при передаче «0», $Q_{\text{ош}}$ – значением функции Q для заданной вероятности ошибки (например для вероятности 10^{-9} , значение функции ошибок приблизительно равно $Q_{\text{ош}} = 6$), h – постоянная Планка, c – скорость света, q – заряд электрона, λ – длина волны излучения, $\sqrt{\bar{i}_{\text{pin}}^2}$ – полный шумовой ток фотодетектора и предусилителя.

При передаче «0» на используемом выходе MZI оптическая мощность отсутствует ($P_0 = 0$). Учитывая, что при одинаковой мощности шумов фотоприемника для наличия и отсутствия входной мощности вероятности ошибки при передаче «1» и «0» будут равны и что при передаче с DPSK-модуляцией мощность «0» и «1» одинакова и средняя мощность $P_{\text{ср}} = P_1 = P_0$, можно записать

$$P_{\text{ср}} = 2Q_{\text{ош}} \frac{h\nu}{q\eta} \sqrt{\bar{i}_{\text{pin}}^2}, \quad (2)$$

где η – квантовая эффективность фотодетектора, ν – частота оптического излучения.

С целью увеличения ОСШ рассмотрим схему так называемого балансного приемника [6], представленную на рис. 3.

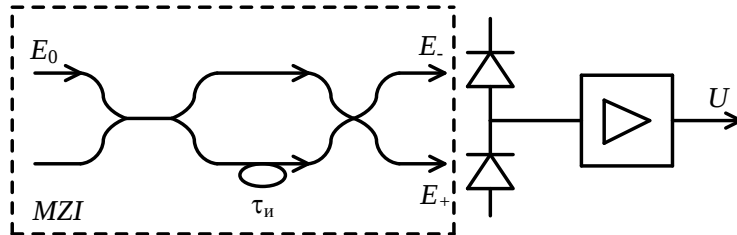


Рис. 3. Балансный приемник

При данной схеме построения приемника используются оба выхода MZI. Для расчета чувствительности такого приемника необходимо учесть, что при передаче «1» вся оптическая мощность будет концентрироваться на конструктивном выходе MZI, а при передаче «0» – на деструктивном выходе. При таком построении приемника оптическая мощность на выходе интерферометра при передаче «1» можно обозначить как $P_1 = P$, а при передаче «0» $P_1 = -P$. Тогда, учитывая выражение (1), можно получить

$$P_{\text{ср}} = \frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{\bar{i}_{\text{pin}}^2}. \quad (3)$$

Сравнивая выражения (2) и (3) можно заметить, что чувствительность балансного приемника в два раза лучше чувствительности приемника с одним выходом. Однако поскольку добавлен второй фотодиод, изменится суммарная емкость и общий шумовой ток *pin*–

фотодетектора. Для точного определения чувствительности воспользуемся известным выражением для мощности шума оптического приемного модуля с *pin*-фотодетектором и полевым транзистором на входе [7]. Поскольку общая емкость определяется главным образом емкостью фотодиода и емкостью предварительного усилителя, выражение для полного шумового тока можно переписать как

$$\overline{i_{pin}^2} = 4kT(2\pi(C_\phi + C_y))B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3(2\pi(C_\phi + C_y))BF_{ПТ}}{q_m} \right], \quad (4)$$

где k – постоянная Больцмана, T – температура, C_ϕ – емкость фотодиода, C_y – емкость предусилителя, $F_{ПТ}$ – шум-фактор полевого транзистора, In_2 , In_3 – интегралы Персона, q_m – крутизна полевого транзистора, K – коэффициент, характеризующий глубину интегрирования во входной цепи фотоприемника (обычно $K = 10$ – 100 , так как в противном случае усложняется корректирующее устройство оптического приемника).

Это выражение справедливо для приемного модуля с одним выходом. Теперь рассмотрим балансный приемник, во входной цепи которого добавляется емкость второго фотодиода, поэтому общая емкость будет определяться как $C_{общ} = C_{\phi 1} + C_{\phi 2} + C_y$.

Полагая что $C_{\phi 1} = C_{\phi 2} = C_\phi$, выражение полного шумового тока балансного приемника определяется следующим выражением:

$$\overline{i_{pin}^2} = 4kT[2\pi(2C_\phi + C_y)]B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3[2\pi(2C_\phi + C_y)]BF_{ПТ}}{q_m} \right]. \quad (5)$$

Для сравнения двух, описанных выше, оптических приемников, используя (4) и (5), рассчитаем выигрыш как отношение чувствительностей по средней мощности:

$$\Delta = \frac{P_{ср\ одн}}{P_{ср\ бал}} = \frac{\frac{h\nu}{q\eta} 2Q_{ош} \sqrt{4kT[2\pi(C_\phi + C_y)]B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3[2\pi(C_\phi + C_y)]BF_{ПТ}}{q_m} \right]}}{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{ош} \sqrt{4kT[2\pi(2C_\phi + C_y)]B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3[2\pi(2C_\phi + C_y)]BF_{ПТ}}{q_m} \right]}}. \quad (6)$$

Сократив выражение (6), получим:

$$\Delta = \frac{P_{ср\ одн}}{P_{ср\ бал}} \approx \frac{2(C_\phi / C_y + 1)}{2C_\phi / C_y + 1}. \quad (7)$$

В выражении (7) учтено, что шумом, связанным с членом $In_2/2K$, при большой глубине интегрирования можно пренебречь. Для более точной оценки преимущества балансного приемника по чувствительности построим графическую зависимость выигрыша Δ , дБ от отношения C_ϕ/C_y , при условии, что $K = 100$, $B = 1$ Гбит/с, $Q_{ош} = 6$, $F_{ПТ} = 1,3$.

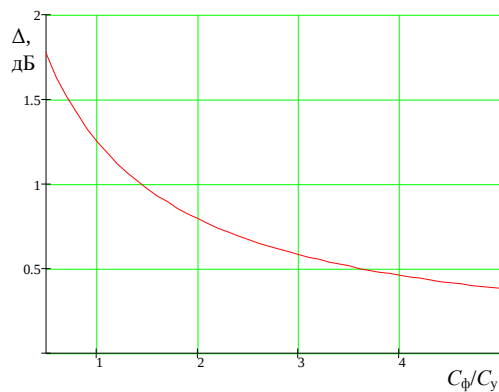


Рис. 4. Выигрыш балансного приемника по сравнению с приемником с одним выходом

Рассмотрим предлагаемый двухканальный приемный модуль, структурная схема которого приведена на рис. 5.

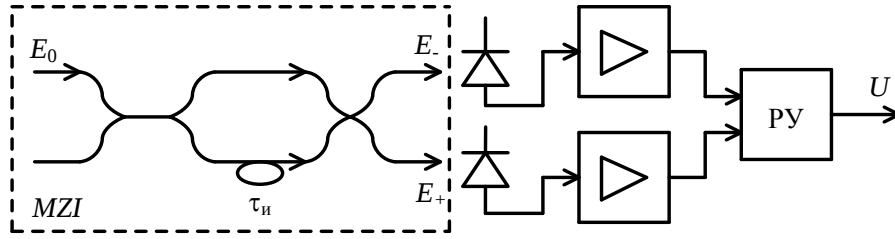


Рис. 5. Структурная схема двухканального приемного оптического модуля

В данном приемнике используются оба выхода интерферометра и два фотодиода, однако, в отличие от балансного приемника, выходной сигнал каждого фотодиода усиливается отдельным независимым предварительным усилителем. Эквивалентная схема данного приемного модуля приведена на рис. 6.

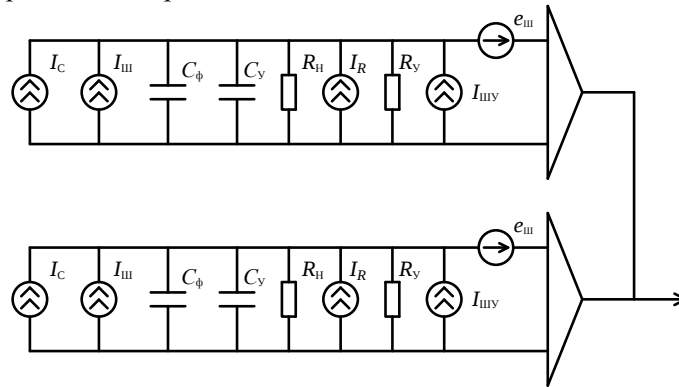


Рис. 6. Эквивалентная схема двухканального приемника

Очевидно, что мощность шумов двух каналов (если считать, что их параметры одинаковы) увеличена в два раза:

$$\overline{i_{pin}^2} = 8kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right] \quad (8)$$

Тогда чувствительность по средней мощности с учетом (3) и (8) может быть записана как

$$P_{ср\ двух} = \frac{h\nu}{q\eta} Q_{ош} \sqrt{8kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}. \quad (9)$$

Для сравнения представленного двухканального приемного модуля с описанными выше приемниками можно рассчитать выигрыш по чувствительности.

На основании (4) и (9) получим выигрыш двухканального приемного модуля по сравнению с приемником с одним выходом:

$$\Delta = \frac{P_{ср\ одн}}{P_{ср\ двух}} = \frac{\frac{h\nu}{q\eta} 2Q_{ош} \sqrt{4kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}}{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{ош} \sqrt{8kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}} = \frac{2}{\sqrt{2}}. \quad (10)$$

Как следует из (10), выигрыш является постоянной величиной и составляет $\Delta = 1,414$, что соответствует 1,505 дБ.

Воспользовавшись (5) и (9), определим выигрыш двухканального приемника по сравнению с балансным:

$$\Delta = \frac{P_{\text{ср бал}}}{P_{\text{ср двух}}} = \frac{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{4kT[2\pi(2C_{\phi} + C_y)]B^2 \left[\frac{\ln_2}{2K} + \frac{\ln_3[2\pi(2C_{\phi} + C_y)]BF_{\text{ПТ}}}{q_m} \right]}}{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{8kT[2\pi(C_{\phi} + C_y)]B^2 \left[\frac{\ln_2}{2K} + \frac{\ln_3[2\pi(C_{\phi} + C_y)]BF_{\text{ПТ}}}{q_m} \right]}}}, \quad (11)$$

$$\Delta = \frac{P_{\text{ср бал}}}{P_{\text{ср двух}}} \approx \frac{2C_{\phi}/C_y + 1}{\sqrt{2}(C_{\phi}/C_y + 1)}. \quad (12)$$

Графические зависимости выигрыша (в дБ) от отношения C_{ϕ}/C_y приведены на рис. 7 (линия 1 – по сравнению с одноканальным приемником; линия 2 – по сравнению с балансным приемником).

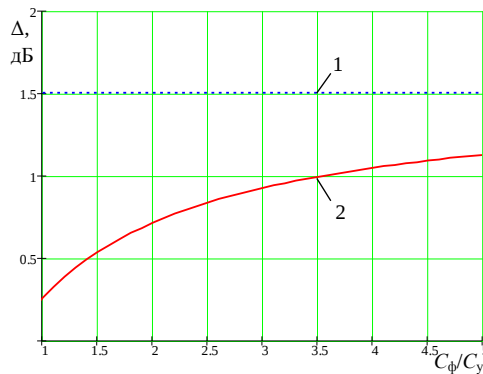


Рис. 7. Выигрыш двухканального приемника

Заключение

Таким образом, как можно заметить из приведенных выше зависимостей, применение двухканального приемника позволит получить выигрыш по чувствительности 1,5 дБ по сравнению с одноканальным приемником и около 1 дБ по сравнению с балансным приемником, что обеспечит существенное увеличение длины регенерационного участка.

EFFICIENCY OF TWO-CHANNEL OPTICAL RECEIVER FOR DIFFERENTIAL PHASE-SHIFT KEYING SIGNALS

V.N. URYADOV, Y.V. ROSHCHUPKIN, V.Y. BUNAS, V.V. URYADOV

Abstract

A comparative analysis of optical receivers to handle differential phase-shift keying (DPSK) was presented in this paper. The two-channel optical receiver providing sensitivity gain was proposed. Numerical investigation of its performance was carried out.

Список литературы

1. ITU-T Recommendation G.959.1 Optical transport network physical layer interfaces.
2. Величко М. А., Наний О. Е., Сусьян А. А. // Lightwave russian edition. 2005. №4 С. 21–30.
3. Иванов А. Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М., 1999.
4. Rhee J. K., Chowdhury D., Cheng K. S. et al. // IEEE Photon. Technol. Lett. 2000. Vol. 12. P. 1627–1629.
5. Техника оптической связи. Фотоприемники: Пер. с англ. / Под ред. М.А. Трищенко. М., 1988.
6. Xu C., Liu X., Wei X. // IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 2004. Vol. 10, No. 2, P. 281–293.
7. Алишев Я.В., Урядов В.Н. Перспективные информационные технологии в волоконно-оптических сетях телекоммуникаций. Минск, 2003.