

16. Babitskii A.N., Belyaev B.A., Boev N.M. and Izotov A.V. Low noise wideband thin-film magnetometer, *IEEE Sensors 2017, conference proceedings*, 2017, pp. 316-318. DOI: 10.1109/ICSENS.2017.8233972.
17. Binbin Chai, Xin Zhang, Jinhong Wang. A Test of Magnetic Induction Communication from Air to Sea. 2018 OCEANS – MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO), *Conference Paper Publisher, IEEE, 2018*. DOI: 10.1109/OCEANSKOBE.2018.8559464.
18. Shvarts B.A. Operativnaya besprovodnaya induktivnaya svyaz' vnutri predpriyatiya (Osnovy teorii rascheta) [Operational wireless inductive communication within the enterprise (Fundamentals of calculation theory)]. 2nd ed., revised and suppl. Moscow: Svyaz', 1978, 208 p.
19. Gulati R.K., Pal A., Kant K. Experimental Evaluation of a Near-Field Magnetic Induction Based Communication System, *IEEE Explore 2019, conference processing*. DOI: 10.1109/WCNC.2019.8885541.
20. Tumanski S. Induction coil sensors – a review, *Measurement Science and Technology*. January 2007, Vol. 18, No. 3.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. И.М. Бородянский.

Конеv Александр Николаевич – АО «НПП «Радиосвязь»; e-mail: FBRLC@ya.ru; г. Красноярск, Россия; тел.: +79082181452; инженер-конструктор.

Комаров Алексей Александрович – e-mail: komarovalal@gmail.com; тел.: +79831576492; инженер-конструктор.

Луферчик Павел Валерьевич – e-mail: Luferschikp@gmail.com; тел.: +79232942552; начальник отдела.

Штро Павел Викторович – e-mail: faust_256@mail.ru; тел.: +79069712716; главный специалист.

Konev Alexandr Nikolaevich – JSC SPE Radiosvyaz; e-mail: FBRLC@ya.ru; Krasnoyarsk, Russia; phone: +79082181452; design engineer.

Komarov Alexey Alexandrovich – e-mail: komarovalal@gmail.com; phone: +79831576492; design engineer.

Luferschik Pavel Valerievich – e-mail: Luferschikp@gmail.com; phone: +79232942552; head of the department.

Shtro Pavel Viktorovich – e-mail: faust_256@mail.ru; phone: +79069712716; chief specialist.

УДК 621.376

DOI 10.18522/2311-3103-2022-5-209-220

Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд, К.Е. Румянцев

ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОПОЛОСНОЙ КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ НА ПОДНЕСУЩИХ ЧАСТОТАХ В КОГЕРЕНТНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ КОММУНИКАЦИИ

Технология когерентной оптической связи позволяет создать систему передачи на большие расстояния с высокой пропускной способностью. Такие форматы модуляции, как квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), обеспечивают высокую скорость передачи данных простым, надежным и экономичным способом. Эти методы модуляции, использующие несколько битов, передаются как символ, реализующий простые синфазные и квадратурные (IQ) форматы модуляции. Для увеличения пропускной способности в когерентных оптических системах используется мультиплексирование оптических поднесущих, когда несколько радиосигналов трансформируются одной оптической несущей. Это мультиплексирование имеет ограничения из-за двойной боковой полосы, что приводит к снижению мощности принимаемой поднесущей и ухудшает отношение сигнала несущей частоты к шуму. Чтобы аккумулировать эти эффекты, предлагается много различных

способов реализации оптической однополосной модуляции (OSSB). В статье предложен анализ системы когерентной оптической передачи для генерации QPSK-модуляции с одной боковой полосой с использованием оптического I/Q-модулятора и M-ричной радиочастоты формирования импульса. Генератор псевдослучайных битовых последовательностей генерирует модулирующий сигнал модуляции со скоростью передачи 10 Гбит/с. Каждая битовая последовательность преобразуется в M-ричную последовательность символов из двоичных сигналов с использованием фазовой манипуляции (PSK). Генератор M-ичных формирует многоуровневое импульса в соответствии с последовательностью M-ичных входных символов. Электрические импульсы подаются на электроды электрооптического модулятора по схеме интерферометра Маха–Цендера (MZM). Точки смещения постоянного тока модулятора MZM находятся в квадратурной рабочей точке с коэффициентом ослабления 60 дБ и напряжением переключения 3 В. Оптическая волна излучается лазером непрерывного действия с длиной волны, равной 1550 нм.

Когерентная оптической системе коммуникации; однополосной квадратурной фазовой манипуляции; радиосигнал на поднесущих частотах; электрооптический модулятор по схеме интерферометра Маха–Цендера.

Hussein Ahmed Mahmood, K.Y. Rumyantsev

FORMATION OF A SINGLE SIDEBAND QUADRATURE PHASE SHIFT KEYING OF RADIO SIGNALS AT SUB-CARRIER FREQUENCIES IN A COHERENT OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM

The coherent optical communication technology allows to create a transmission system over long distances with high bandwidth. Higher order modulation formats such as Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) provide high data rates in a simple, reliable and cost-effective manner. These multi-bit modulation methods are transmitted as a symbol implementing simple in-phase and quadrature (IQ) modulation formats. To increase throughput in coherent optical systems, optical subcarrier multiplexing is used, when several radio signals are multiplexed on one optical carrier. This multiplexing is limited by double sideband, resulting in reduced received subcarrier power and degraded carrier-to-noise ratio. To accumulate these effects, many ways of implementing optical single sideband (OSSB) are proposed. The paper proposes an analysis of a coherent optical transmission system for generating single-sideband QPSK modulation using an optical I/Q modulator and M-ary RF pulse shaping. The pseudo-random bit sequence generator generates a 10 Gb/s modulation baseband signal. Each bit sequence is converted into an M-ary sequence of symbols from binary signals using phase shift keying (PSK). The M-ary pulse generator generates a multi-level pulse shaping according to the sequence of M-ary input symbols. Electrical pulses are applied to the electrodes of the electro-optical modulator according to the Mach–Zehnder interferometer (MZM) scheme. The I/Q modulator operated at the quadrature operating point in both the in-phase and quadrature branches, with an extinction ratio 60 dB and 3 V switching voltage. The light wave is emitted by a CW laser with a wavelength of 1550 nm.

Coherent optical communication system, single sideband quadrature phase shift keying, subcarrier radio signal, electro-optic modulator (Mach–Zehnder interferometer system).

Введение. Мультиплексирование радиосигналов на поднесущих частотах – это решение для увеличения пропускной способности в системах оптической связи, в которых несколько сигналов в радиочастотной области и передаются по одной оптической несущей [1]. Одним из преимуществ SCM является то, что микроволновые устройства, используемые в SCM, более стабильны, чем их оптические аналоги [2]. Однако передача в обычных системах SCM ограничена из-за того, что оптические двойные боковые полосы испытывают различный фазовый сдвиг в результате хроматической дисперсии волокна (CD) [3]. Это может привести к уменьшению принимаемой мощности радиосигнала на поднесущей частоте, серьезно ухудшая отношение несущей к шуму (CNR) [4–5].

Оптическая одна боковая полоса передается с одной единственной боковой полосой. Таким образом, OSSB невосприимчив к накопленному CD, особенно после распространения на большие расстояния [6]. OSSB создается путем подавления нежелательной боковой полосы или так называемой рудиментарной боковой полосы с помощью одного из трех основных подходов, таких как метод Уивера, фильтрация боковой полосы и метод фазового сдвига [7]. Фильтрация боковой полосы – это простейший способ создания OSSB с уменьшенным спектральным составом вблизи несущей частоты. Однако на OSSB наблюдаются плохие характеристики со спектральным составом вблизи несущей частоты.

Это происходит из-за износа оптических фильтров [8], основан как на методах фильтрации боковой полосы, так и на фазовом сдвиге, заменяя преобразователь Гильберта смесителями и электрическим фильтром нижних частот [9]. Метод предполагает сложную техническую реализацию. Кроме того, эффективность подавления боковой полосы зависит от реализуемого затухания в электрическом фильтре. Помимо, метод фазового сдвига больше подходит для формата модуляции OSSB со значительным спектральным вблизи несущей частоты. Первоначально это делается путем реализации преобразователя Гильберта либо в оптической, либо в радиочастотной области. Использование трансформатора может быть сложным для широкополосного сигнала [8]. Однако успешно упрощена и усовершенствована за счет использования волоконной брэгговской решетки (FBG) [10, 11].

Впоследствии генерация OSSB с помощью методов фазового сдвига и частотного сдвига с использованием внешнего MZM с двумя плечами [3, 12–14]. Для эффективного подавления одной из оптических боковых полос разность мощностей модулирующих сигналов в оба плеча и отклонение фазы от требуемого $\pi/2$ в нижнее плечо должны быть ограничены погрешностями до 3 дБ [15]. Кроме того, эффективность MZM в полосе модуляции дополнительно улучшена и расширена еще на 5 дБ за счет резонансных электродных структур [16, 19]. Тем не менее, использование оптического модулятора LiNbO_3 сопряжено с проблемой дрейфа смещения из-за тепловой нестабильности [17–18].

В этой статье, мы представляем анализ системы передачи с мультиплексированием поднесущей, основанной на I/Q-оптическом модуляторе (модулятор Маха Цендера LiNbO_3 с двойным приводом) и RF-сигнале (импульсная форма Найквиста) для генерации оптического сигнала с однополосной QPSK-манипуляцией.

Синфазный/квадратурный (I/Q) оптический модулятор: Амплитуда и фаза оптической несущей могут модулироваться двоичными данными одновременно, так что каждые n битов входных данных отображаются в один символ (M):

$$n = \log_2(M). \quad (1)$$

Это помогает передавать больше информации по сравнению с амплитудной или фазовой модуляцией. Модуляция QPSK, например, использует четыре символа для переноса информации ($M = 4$), и поэтому количество битов на символ согласно (1) равно $n = 2$ битам.

QPSK можно реализовать с помощью двух параллельных MZM, встроенных в структуру MZM, и фазовращателя $\pi/2$, как показано на рис. 2. Входная мощность делится на две составляющие.

Созвездия сигналов бинарная фазовая манипуляция точка А (рис. 2,а) и точка Б (рис. 2,б) формируются бинарным двоянным накопителем MZM в верхнем и нижнем трактах. BPSK в нижнем плече сдвинут по фазе на $\pi/2$, генерируя сигнал BPSK в точке В, как показано на рис. 2,в. Сигнал BPSK в верхнем тракте объединяется с сигналом, сдвинутым по фазе на $\pi/2$, генерируя сигнал QPSK в виде точки Г, как показано на рис. 2,г.

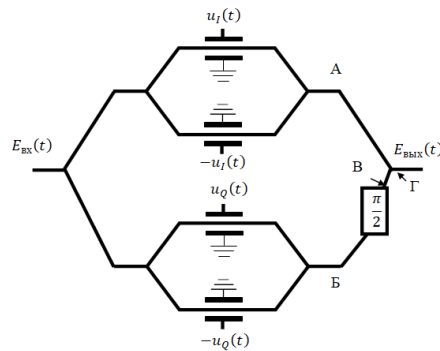


Рис. 1. Электрооптический модулятор по схеме интерферометра Маха–Цендера

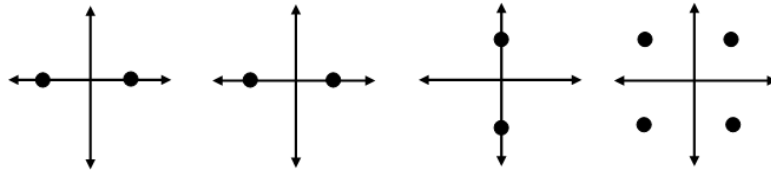


Рис. 2. Сигнальные созвездия фазовой манипуляции в точках А (а), Б (б), В (в) и Г (г) квадратурного модулятора

Передаточная функция электрического поля для модулятора QPSK может быть получена как:

$$\frac{E_{\text{вых}}(t)}{E_{\text{вх}}(t)} = \cos\left[\frac{\pi}{V_{\pi}} \cdot u_I(t)\right] + j \cos\left[\frac{\pi}{V_{\pi}} \cdot u_Q(t)\right]. \quad (2)$$

Модулятор QPSK с двумя MZM в двухтактной конфигурации является основным строительным блоком для всех высокоскоростных оптических передатчиков.

Физическая модель передающей станции когерентной оптической системы передачи на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией: Применяемая квадратурная фазовая манипуляция QPSK (quadrature phase shift keying или 4-QAM) кодирует два бита передаваемой информации одним символом. Причём длительность бита τ_b в 2 раза меньше длительности символа τ_s , т.е. $\tau_s = 2 \cdot \tau_b$. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости передачи информации.

На рис. 3 приведена физическая модель передающей станции когерентной оптической системы передачи на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией и оптической амплитудной модуляцией.

Из исходного информационного цифрового потока данных (бит) $S_b(t)$ выделяется поток пар бит $S_{b0}(t)$. Сформулированный поток пар бит $S_{b0}(t)$ преобразуется в электронном кодирующем устройстве в синфазный $I(t)$ и квадратурный $Q(t)$ поток символов в соответствии с принципами квадратурной фазовой манипуляции QPSK.

На рис. 4 показана векторная диаграмма сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK. Точки на диаграмме образуют созвездие фазовой манипуляции из четырёх точек. Все точки созвездия расположены на единичной окружности.

При передаче информации фаза сигнала задаётся исходным символом QPSK (парой бит $S_{b0}(t)$). Причём в зависимости от символа QPSK значение фазы (фазового сдвига) φ_i выбирается из набора (табл. 1)

$$\varphi_i = \left(\frac{2\pi}{M} (i - 1) + \varnothing \right); i = 1, 2, 3, 4. \quad (3)$$

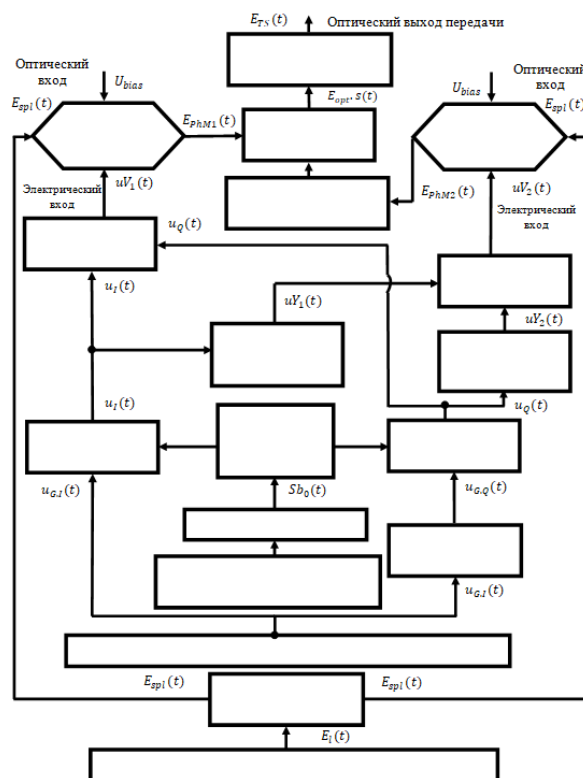


Рис. 3. Структура передающей станции когерентной оптической системы передачи на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией

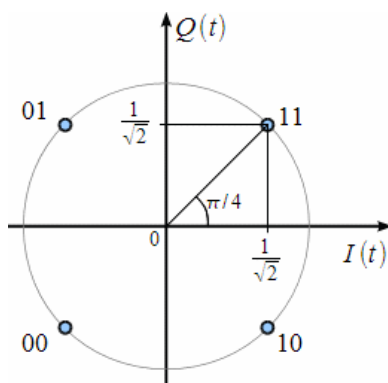


Рис. 4. Векторная диаграмма QPSK сигналов

Таблица 1

Соответствие между символами QPSK, значениями фазы φ_i , синфазной I_i и квадратурной Q_i компонентами

Символ QPSK	Значение параметра i	Значение фазы φ_i	Синфазный компонент I_i	Квадратурный компонент Q_i
00	1	$\pi/4$	1	1
01	2	$3\pi/4$	-1	1
11	3	$5\pi/4$	-1	-1
10	4	$7\pi/4$	1	-1

На выходах электронного кодирующего устройства во время действия символа QPSK формируются синфазная $I(t) = I_i$ и квадратурная $Q(t) = Q_i$ компоненты, причём (см. табл. 1)

$$I_i = \cos(\varphi_i); i = 1, 2, 3, 4. \quad (4)$$

$$Q_i = \sin(\varphi_i); i = 1, 2, 3, 4. \quad (5)$$

Кодирование осуществляется следующим образом. Поток бит разбивается на пары. Причём синфазный сигнал $I(t)$ будет кодироваться первыми битами, а квадратурный сигнал $Q(t)$ – вторыми битами пары.

Часто используется условное обозначение электронного кодирующего устройства, выполняющего описанное кодирование синфазного сигнала $I(t)$ квадратурного и $Q(t)$ сигналов согласно созвездию QPSK $S_{b0}(t)$, показанное на рис. 5.

При квадратурной фазовой манипуляции необходимы два колебания $u_{G,I}(t)$ и $u_{G,Q}(t)$ с одинаковой круговой поднесущей радиочастотой ω_{RF} , но сдвинутые по фазе на 90° . Это достигается использованием генератора синусоидальных сигналов поднесущей радиочастоты ω_{RF} и электронного фазовращателя на $\varphi_{PHS} = \pi/2$.

При использовании электронного фазовращателя с коэффициентом передачи $K_{ЭФВ}$ на входах электронных перемножителей будут действовать радиосигналы с одинаковыми амплитудой U_G , круговой поднесущей частотой ω_{RF} и начальной фазой φ_{RF} :

$$u_{G,I}(t) = U_G \cdot I(t) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} u_{G,Q}(t) &= U_G \cdot Q(t) \cdot K_{ЭФВ} \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi_{RF} + \pi/2) \\ &= -U_G \cdot Q(t) \cdot K_{ЭФВ} \cdot \sin(\omega_{RF} \cdot t + \varphi_{RF}) \end{aligned} \quad (7)$$

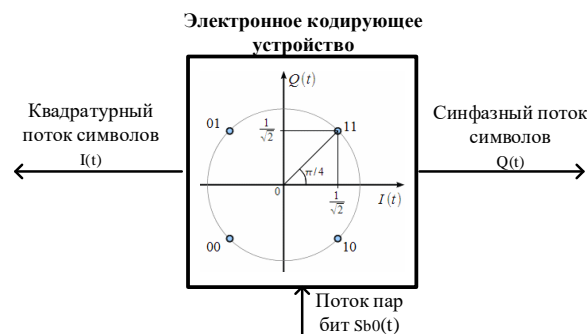


Рис. 5. Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия QPSK

На выходах электронных перемножителей с коэффициентами передачи K_{\times} будут действовать радиосигналы с одинаковыми амплитудой U_G , круговой поднесущей частотой ω_{RF} и начальной фазой φ_{RF} :

$$u_I(t) = K_{\times} u_{G,I}(t) = K_{\times} \cdot U_G \cdot I(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi_{RF}). \quad (8)$$

$$u_Q(t) = K_{\times} u_{G,Q}(t) = -K_{\times} \cdot U_G \cdot Q(t) \cdot K_{\text{ЭФВ}} \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}). \quad (9)$$

Амплитуды радиосигналов на выходе электронных перемножителей $K_{\times} U_G$ и $K_{\times} \cdot U_G \cdot K_{\text{ЭФВ}}$ постоянны.

На выходе электронного аналогового сумматора с коэффициентом передачи K_{sum} формируется сигнал

$$u_{sum}(t) = K_{sum} \cdot [u_I(t) + u_Q(t)] \Rightarrow \leftarrow = K_{sum} \cdot K_{\times} \cdot U_G \cdot [I(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi_{RF}) - Q(t) \cdot K_{\text{ЭФВ}} \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})]. \quad (10)$$

Для формирования сигнала с однополосной модуляцией SSB (амплитудной модуляцией с одной боковой полосой) используется преобразование Гильберта. Преобразователь Гильберта осуществляет поворот начальных фаз всех спектральных составляющих входного сигнала на один и тот же угол $-\pi/2$. Поворот на этот угол эквивалентен появлению множителя $\exp(-j \cdot \pi/2)$. Эта операция может быть выполнена с помощью широкополосного фазовращателя на $\pi/2$. Аналитический выходной сигнал преобразователя Гильберта является обобщением комплексного представления узкополосного сигнала, для которого вещественная и мнимая части связаны между собой. Для сигнала произвольной формы такая связь не является однозначной, поскольку не определена мнимая часть соответствующего комплексного сигнала. Заметим, однако, что значения спектра $S(\omega)$ вещественного сигнала в отрицательной области однозначно определяются значениями в положительной области частот. Поэтому вещественный сигнал может быть однозначно выражен с помощью комплексного (аналитического) сигнала. Спектр аналитического сигнала отличен от нуля лишь в положительной области частот и совпадает здесь со спектром входного сигнала.

Применение преобразования Гильберта и аналитического сигнала позволяют выполнять квадратурную модуляцию сигналов. Здесь в каждой текущей координате модулированных сигналов производится определение огибающей, мгновенной фазы и частоты сигналов.

После преобразователя Гильберта все отрицательные частотные компоненты сигнала сдвигаются по фазе на 90° , тогда как все положительные частотные компоненты отстают по фазе на 90° . Следовательно, на выходе первого и второго преобразователя Гильберта с коэффициентами передачи K_{Y1} и K_{Y2} формируются сигналы

$$u_{Y1}(t) = -K_{Y1} \cdot K_{\times} \cdot U_G \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}). \quad (11)$$

$$u_{Y2}(t) = K_{Y2} \cdot K_{\times} \cdot K_{\text{ЭФВ}} \cdot U_G \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi_{RF}). \quad (12)$$

На выходе электронного аналогового вычитателя с коэффициентом передачи K_{sub} формируется сигнал

$$u_{sub}(t) = K_{sub} \cdot [u_{Y2}(t) - u_{Y1}(t)] \Rightarrow \leftarrow = K_{sub} \cdot K_{\times} \cdot U_G \cdot [K_{Y2} \cdot K_{\text{ЭФВ}} \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi_{RF}) + K_{Y1} \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})]. \quad (13)$$

Сигналы с выходов электронных аналоговых сумматора $u_{sum}(t)$ и вычитателя $u_{sub}(t)$ подаются на электрические входы соответственно первого и второго оптических фазовых модуляторов Маха-Цендера в составе двухпортового модулятора Маха-Цендера (ДПММЦ).

Отметим, что на оптические входы двухпортового оптического модулятора Маха-Цендера подаётся непрерывное оптическое излучение лазерного источника с постоянной интенсивностью (мощностью) $P_{opt}(t) = P_{opt}$.

Напряжённость электрического поля лазерного источника определяется формулой

$$E_l(t) = \sqrt{P_{opt}} \cdot \exp[j \cdot w_{opt}t + j \cdot \varphi_{opt}], \quad (14)$$

где $w_{opt} = c_{opt}/\lambda_{opt}$ – круговая частота оптического излучения;

λ_{opt} – длина волны оптического излучения;

$c_{opt}=300\ 000$ км/с – скорость распространения оптического излучения.

Оптический делитель излучения с коэффициентами передачи K_{spl} обеспечивает подачу в каждое плечо интерферометра Маха-Цендера излучения с одинаковой напряжённостью

$$E_{spl}(t) = K_{spl}E_l(t) = \frac{K_{spl} \cdot \sqrt{P_{opt}}}{2} \cdot \exp[j \cdot w_{opt}t + j \cdot \varphi_{opt}]. \quad (15)$$

На выходе первого оптического фазового модулятора Маха-Цендера с коэффициентом передачи K_{phM1} в верхнем плече интерферометра действует излучение с напряжённостью

$$E_{phM1}(t) = K_{phM1} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp\left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sum}(t) + U_{bias1}}{U_\pi}\right], \quad (16)$$

где U_π – полуволновое напряжение, необходимое для введения фазового сдвига на π радиан; U_{bias1} – постоянное напряжение смещения.

Аналогично, на выходе второго оптического фазового модулятора с коэффициентом передачи K_{phM2} в нижнем плече интерферометра действует излучение с напряжённостью

$$E_{phM2}(t) = K_{phM2} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp\left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sub}(t) + U_{bias2}}{U_\pi}\right]. \quad (17)$$

После оптического фазовращателя на $\pi/2$ с коэффициентом передачи K_{phSh} будет сформировано оптическое излучение с напряжённостью

$$\begin{aligned} E_{phSh}(t) &= K_{phSh} \cdot E_{phM2}(t) \cdot \exp\left(j \frac{\pi}{2}\right) = j \cdot K_{phSh} \cdot E_{phM2}(t) = \\ &= j \cdot K_{phSh} \cdot K_{phM2} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp\left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sub}(t) + U_{bias2}}{U_\pi}\right]. \end{aligned} \quad (18)$$

На выходе оптического сумматора действуют оптическое поле с напряжённостью

$$\begin{aligned} E_{opt.s}(t) &= E_{phM1}(t) + E_{phSh}(t) = K_{phM1}E_{spl}(t) \cdot \exp\left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sum}(t) + U_{bias1}}{U_\pi}\right] + \rightarrow \\ &\leftarrow + j \cdot K_{phSh}K_{phM2}E_{spl}(t) \cdot \exp\left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sub}(t) + U_{bias2}}{U_\pi}\right]. \end{aligned} \quad (19)$$

С практической точки зрения принимаем $U_{bias1} = U_{bias2} = U_{bias}$. Кроме того считаем, что $K_{phM1} = K_{phM2} = K_{phM}$.

Тогда

$$E_{opt.s}(t) = K_{PhM} \cdot K_{PhSh} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right] \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sum}(t)}{U_{\pi}} \right] + \rightarrow$$

$$\leftarrow + j \cdot K_{PhM} \cdot K_{PhSh} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right] \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sub}(t)}{U_{\pi}} \right] \quad (20)$$

$$= \frac{E_{opt.s}(t)}{K_{PhM} \cdot K_{PhSh} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right]}$$

$$= \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sum}(t)}{U_{\pi}} \right] + j \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{u_{sub}(t)}{U_{\pi}} \right]. \quad (21)$$

Подставив (10) и (13) в (21) и применив разложение Якоби–Ангера [20]

$$\exp[j \cdot x \cdot \sin(\theta)] = \cos[x \cdot \sin(\theta)] + j \cdot \sin[x \cdot \sin(\theta)] \quad (22)$$

находим

$$\cos[x \cdot \sin(\theta)] + j \sin[x \cdot \sin(\theta)]$$

$$= J_0(x) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cdot \cos[2 \cdot k \cdot \theta] + 2i \cdot \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(x) \cdot \sin[(2 \cdot k + 1) \cdot \theta]. \quad (23)$$

Приравнивая действительную и мнимую части, получаем

$$\cos[x \cdot \sin(\theta)] = J_0(x) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) \cdot \cos[2 \cdot k \cdot \theta] \quad (24)$$

$$\sin[x \cdot \sin(\theta)] = 2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(x) \cdot \sin[(2 \cdot k + 1) \cdot \theta]. \quad (25)$$

Тогда

$$[I(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) - Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF} \cdot t)] + j[Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) + I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} \cdot t)] =$$

$$= [I(t) + j \cdot Q(t)] \cdot \exp^{j\omega_{RF} \cdot t}. \quad (26)$$

Тогда, мы получаем представление функции оптического модулятора I/Q с одной боковой полосой:

$$E_{opt.s}(t) \cong K_{PhM} \cdot K_{PhSh} \cdot E_{spl}(t) \cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right] + K_{PhM} \cdot K_{PhSh} \cdot E_{spl}(t)$$

$$\cdot \exp \left[j \cdot \pi \cdot \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right] \cdot [I(t) + j \cdot Q(t)] \exp^{j\omega_{RF} \cdot t}. \quad (27)$$

После подстановки $U_{bias} = 0.5 \cdot U_{\pi}$ в (27), получаем следующий выходной сигнал I/Q модулятора:

$$E_{opt.s}(t) \cong K_{PhM} \cdot K_{PhSh} \cdot \sqrt{P_{opt}} \cdot \exp[j(\omega_{opt} + \pi/2)t + j\varphi_{opt}] + K_{PhM} \cdot K_{PhSh}$$

$$\cdot [I(t) + jQ(t)] \exp[j(\omega_{opt} + \omega_{RF} + \pi/2)t + j\varphi_{opt}]. \quad (28)$$

Результаты. Результаты смоделированы для схемы на рис. 3 с использованием программного обеспечения optisystem версии 14. На рис. 6 показан поток входных данных в PSK-кодер. На рис. 7 показано сигнальное созвездие квадратурной фазовой манипуляции на выходе генератора M-ичных импульсов.

Спектральная плотность мощности для сигнала со скоростью передачи данных 10 Гбит/с показана на рис. 8. Эти сигналы модулированы радиосигналом 10 ГГц (поднесущая), рис. 9. Показана спектральная плотность мощности для радиосигнала QPSK, который подается на оптический модулятор I/Q. Рис. 10 иллюстрирует спектральную плотность мощности квадратурной фазовой манипуляции с одной боковой полосой для системы когерентной оптической передачи.

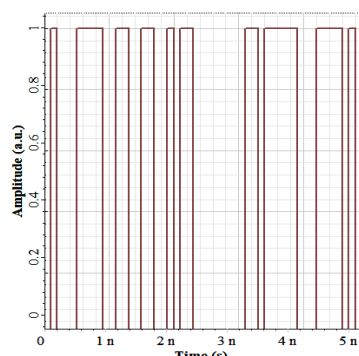


Рис. 6. Входной поток данных

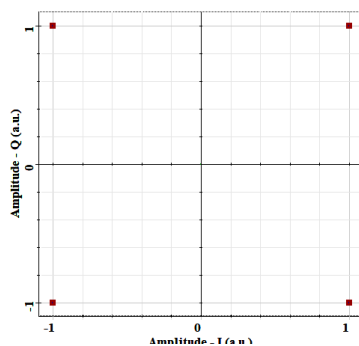


Рис. 7. Сигнальное созвездие квадратурной фазовой манипуляции на выходе генератора M-ичных импульсов

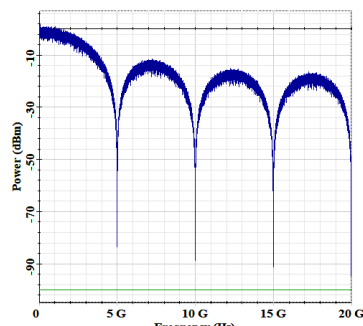


Рис. 8. Спектральная плотность мощности для сигнала со скоростью передачи данных 10 Гбит/с

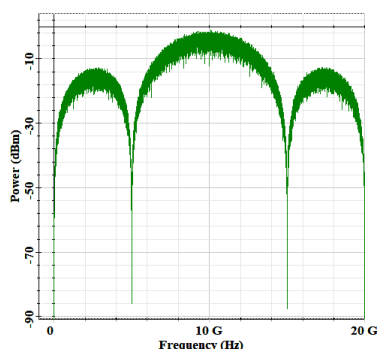


Рис. 9. Спектральная плотность мощности для радиосигнала QPSK

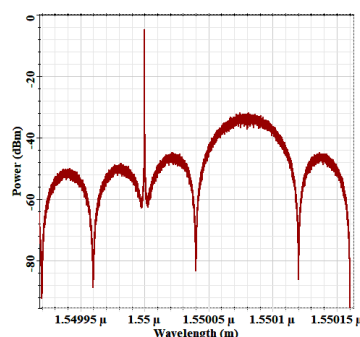


Рис. 10. Спектральная плотность мощности квадратурной фазовой манипуляции с одной боковой полосой

Заключение. В статье предложена структура когерентного оптического передатчика с формированием радиосигнала на поднесущих частотах с однополосной квадратурной фазовой манипуляцией благодаря включению устройства, выполняющего преобразование Гильберта. Получены соотношения для описания процесса формирования радиосигнала на поднесущих частотах с однополосной квадратурной фазовой манипуляцией. Моделированием на программной платформе optisystem версии 14 доказана возможность формирования радиосигнала на поднесущих частотах 10 ГГц с однополосной квадратурной фазовой манипуляцией, обеспечивая скорость передачи данных 10 Гбит/с в когерентной оптической системе коммуникации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Hui R., Zhu B., Huang R., Allen C., Demarest K. and Richards D. Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, March, 2002, Vol. 20, No. 3, pp. 417-427.
2. Hui R., Zhu B., Huang R., Allen C., Demarest K., and Richards D. 10- Gb/s SCM fiber system using optical SSB modulation, *IEEE Photonics Technology Letters*, August, 2001, Vol. 13, No. 8, pp. 896-898.
3. Fujiwara T. et al. Chromatic dispersion tolerant subcarrier multiplexing scheme based on tandem frequency shifted optical SSB modulation, *2009 35th European Conference on Optical Communication*. IEEE, 2009, pp. 1-2.
4. Smith G.H., Novak D., and Ahmed Z. Overcoming chromatic dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators, *IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques*, August, 1997, Vol. 45, No. 8, pp. 1410-1415.

5. *Chen W.H. and Way W.I.* Multichannel single-sideband SCM/DWDM transmission systems, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, July, 2004, Vol. 122, No. 7, pp. 1679-1693.
6. *Fonseca D., Cartaxo A., and Monteiro P.* Transmission improvements using electrical dispersion compensation at the transmitter side and RZ pulse format in optical single sideband systems, Proc. ICTON 2005, Barcelona, Spain, 2006, pp. 381-384.
7. *Hahn S.* Hilbert transforms in signal processing. Artech House Publisher, Boston, 1996.
8. *Fonseca D., Cartaxo A., and Monteiro P.* Recent development on optical single sideband transmission system, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, June, 2006, Vol. 1, pp. 38-41.
9. *Fonseca D., Cartaxo A., and Monteiro P.* On the use of electrical precompensation of dispersion in optical single sideband systems, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, July/August, 2006, Vol. 12, No. 4, pp. 603-614.
10. *Blais S.R., Yao J.* Optical single sideband modulation using an ultranarrow dual-transmission-band fiber Bragg grating, *IEEE Photonics technology letters*, 2006, Vol. 18, No. 21, pp. 2230-2232.
11. *Zhang C. et al.* Application of phase-shifted fiber Bragg grating in single sideband transmission-based radio-over-fiber system, *Optical Engineering*, 2013, Vol. 52, No. 11, pp. 115101.
12. *Smith G.H., Novak D., and Ahmed Z.* Technique for optical SSB generation to overcome dispersion penalties in fiber-radio systems, *Electronics Letters*, January, 1997, Vol. 33, No. 1, pp. 74-75.
13. *Chen X., Huang D.* Effect of Mach-Zehnder modulator DC extinction ratio on single sideband modulation radio over fiber link, *2009 Asia Communications and Photonics conference and Exhibition (ACP)*. IEEE, 2009, Vol. 2009, pp. 1-6.
14. *Abdul-Rashid H.A., Tayahi M.B.* Novel technique for tandem single sideband communication systems using orthogonal carriers (TSSB-OC), *Optical Transmission Systems and Equipment for WDM Networking*. SPIE, 2002, Vol. 4872, pp. 59-63.
15. *Nirmalathas A., Smith G.H., and Novak D.* Sensitivity analysis of optical SSB generation using a dual-electrode Mach-Zehnder modulator, *International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP '98*, October 1998, pp. 79-82.
16. *Thach Giang Nguyen, Arnan Mitchell, and Yuvaraja S. Visagathilagar.* Demonstration of a Numerically Optimized Resonantly Enhanced Mach-Zehnder Modulator, *IEEE Photonics Technology Letters*, February, 2006, Vol. 18, No. 3, pp. 454-456.
17. *Greenblatt A.S., Bulmer C.H., Moeller R.P. and Burns W.K.* Thermal stability of bias point of packaged linear modulators in lithium niobate, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 1995, Vol. 13, No. 12, pp. 2314-2319.
18. *Lim S.C., Abdul-Rashid H.A., Cheong W.S.* Sensitivity analysis on effects of bias drifting in subcarrier multiplexed transmission system employing OSSB modulation, *The 17th Asia Pacific Conference on Communications*. IEEE, 2011, pp. 213-217.
19. *Erkilinç M.S. et al.* Spectrally efficient WDM Nyquist pulse-shaped subcarrier modulation using a dual-drive Mach-Zehnder modulator and direct detection, *Journal of Lightwave Technology*, 2016, Vol. 34, No. 4, pp. 1158-1165.
20. *Cuyt A.A.M. et al.* Handbook of continued fractions for special functions. Springer Science & Business Media, 2008.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.А. Обуховец.

Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд – Диялайский университет; e-mail: hussein.ahmed8282@gmail.com; Дияла, Ирак; кафедра инженерных коммуникаций.

Румянцев Константин Евгеньевич – Южный федеральный университет; e-mail: rke2004@mail.ru; г. Таганрог, Россия; кафедра информационной безопасности и телекоммуникационных систем.

Hussein Ahmed Mahmood – College of Engineering, University of Diyala; e-mail: hussein.ahmed8282@gmail.com; Diyala, Iraq; the department of communications engineering.

Rumyantsev Konstantin Yvgen'evich – Southern Federal University; e-mail: rke2004@mail.ru; Taganrog, Russia; the department of information security of telecommunication systems.