

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО И КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА ЦИФРОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ. ЧАСТЬ 2. КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ

М.С. Былина^{1*}, С.Ф. Глаголев¹, А.С. Дюбов¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
Адрес для переписки: BylinaMaria@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.39

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 2. Когерентный прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 21–28.

Аннотация: Во второй части статьи проведен анализ когерентного приема оптических цифровых сигналов с различными форматами модуляции: амплитудной, фазовой и квадратурно-амплитудной. Определены отношения сигнала к шуму и предельные обнаружительные способности для бинарных форматов модуляции. Проанализированы схемы гетеродинных и гомодинных оптических приемников.

Ключевые слова: энергетический прием, когерентный прием, оптический гетеродин, гетеродинный и гомодинный приемники, одномодовое оптическое волокно, форматы модуляции, фотоприемник, оптический усилитель, усилитель фототока, волоконно-оптическая система передачи, отношение сигнала к шуму, обнаружительная способность, фазовая автоподстройка частоты.

2. КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ

2.1. Основные принципы когерентного приема

Основным доводом в пользу перехода от волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) с энергетическим приемом к системам с когерентным приемом является возможность использования различных видов многоуровневой модуляции: амплитудной (АМ), фазовой (ФМ), частотной (ЧМ) и поляризационной, а также их комбинаций, например, квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Отметим, что все известные фотоприемники (ФП) дают отклик на поток фотонов и мало чувствительны к оптической фазе и частоте несущей, а также состоянию поляризации [1].

Для определения параметров вектора напряженности электрического поля в модулированной световой волне принимаемого сигнала применяют КП, основанный на смещении сигнала с когерентным опорным оптическим полем со стабильной фазой от дополнительного источника излучения (гетеродина) и детектирования интерференции двух оптических полей на фоточувствительной площадке ФП. Регистрируемый в результате когерентного приема фототок содержит информацию

об амплитуде, частоте и фазе сигнального поля. В данной статье в основном рассматривается когерентный прием сигналов с АМ, ФМ и поляризационной модуляциями.

Когерентный ФП является оптическим аналогом супергетеродинного радиоприемника. Волны сигнала и гетеродина в гетеродинном ФП имеют разные частоты (ν_s и ν_g), когда $\nu_s = \nu_g$ приемник называется гомодинным. Все когерентные ВОСП используют высококогерентные, квазимонохроматические источники излучения, одномодовые оптические волокна и гетеродинные или гомодинные приемники. Использование когерентного приема позволяет значительно повысить чувствительность фотоприемного устройства.

По сравнению с энергетическими приемниками прямого детектирования гетеродинные и гомодинные приемники имеют следующие преимущества. Во-первых, возможность электронной компенсации хроматической и поляризационно-модовой дисперсии. Во-вторых, увеличение отношения сигнала к шуму примерно на 3 дБ даже по сравнению с идеальным нешумящим ФП прямого детектирования. Реальный выигрыш от использо-

вания когерентного приема значительно больше и может составлять 10-15 дБ. И в-третьих, малая чувствительность когерентного приема к нежелательному фоновому излучению. При достаточной мощности гетеродина гетеродинный и особенно гомодинный методы приема позволяют достичь квантового предела детектирования.

Недостатком когерентного приема является техническая сложность обеспечения согласования волновых фронтов и поляризаций на поверхности фотодиода принимаемого излучения и излучения гетеродина. В настоящее время для смешивания сигнала и гетеродина используются устройства интегральной оптики. Высокие требования предъявляются к стабильности частот и фаз несущих частот источника излучения и гетеродина.

Методы когерентного приема оптических сигналов известны и исследовались уже более 40 лет. Однако до коммерческого использования когерентного приема дело не доходило. Все попытки обеспечить требуемую долговременную стабильность частоты, фазы и состояния поляризации излучения источника сигнала и гетеродина не увенчались успехом [1, 2].

Первые практические системы когерентного приема появились только в первом десятилетии 21 века. В этих системах отказались от долговременной стабильности источников, учитывая, что передаваемая информация содержится в изменениях параметров излучения, происходящих за время тактового интервала (небольшого количества интервалов) длительностью десятки-сотни пс. Все изменения сигнала, происходящие медленно, а такковыми являются процессы в оптическом волокне и источниках излучения при изменяющихся воздействиях окружающей среды, таких как температура, давление, влажность, механические сжатия, растяжения, изгибы, вибрации и т. п., могут быть отфильтрованы и исключены при обработке сигналов в реальном масштабе времени.

Далее рассмотрим принципы работы и упрощенные структурные схемы ВОСП с когерентным приемом, использующих различные виды модуляции.

2.2. Гетеродинный приемник цифрового когерентного сигнала

Для гетеродинного приема в принципе достаточно одного ФП, однако удобнее использовать два ФП, объединенных в один балансный приемник (рисунок 2.1) [2]. На один вход смесителя, представляющего собой X-образный направленный ответвитель поступает ослабленное в линейном оптическом тракте излучение цифрового оптического сигнала. Полагаем, что он получен из квазимонохроматического линейно поляризованного света с несущей круговой частотой $\omega_s = 2\pi\nu_s$ путем КАМ, частными случаями которой являются амплитудная и фазовая модуляции.

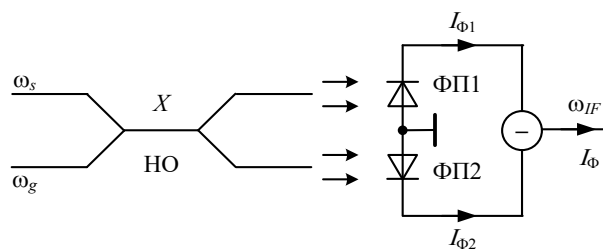


Рис. 2.1. Схема входного устройства гетеродинного фотоприемного устройства, включающая балансный ФП и направленный ответвитель (НО)

Цифровой сигнал имеет N уровней амплитуды и L уровней фазы, а символьная скорость передачи B определяет тактовый интервал ΔT [3]:

$$B = 1/\Delta T. \quad (2.1)$$

Запишем выражение для напряженности E электрического поля КАМ сигнала в некоторой точке, расположенной на расстоянии z от источника, в момент времени, соответствующий выбранному такту сигнала:

$$E_{snl}(t, z) = E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}], \quad (2.2)$$

где E_{msn} – амплитуда, соответствующая n -ому уровню ($n = 1..N$), φ_{sl} – фаза, соответствующая l -ому уровню ($l = 1..L$), $k = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения, $\varphi_{s0} = -k \cdot z$ – набег фазы.

На второй вход смесителя поступает сравнительно мощное излучение гетеродина, частота которого ω_g смещена относительно несущей частоты сигнала ω_s на величину, которая превышает верхнюю частоту модулирующего сигнала Ω , но ниже верхней частоты чувствительности ФП:

$$E_g(t) = E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}], \quad (2.3)$$

где E_{gm} – амплитуда напряженности поля гетеродина (обычно $E_{gm} \gg E_{msn}$ для любого n), φ_{g1} – фаза гетеродина при $t = 0$.

X-образный направленный ответвитель разделяет поровну излучение сигнала и гетеродина между двумя входами ФП. Причем напряженности поля сигнала передаются на входы ФП без изменения фазы, а напряженности поля гетеродина передаются на один выход без изменения, а на второй – в противофазе [1, 3].

Запишем выражения для напряженностей интерферирующих полей на площадках двух ФП:

$$\begin{aligned} E_{1snl}(t, z) &= (1/\sqrt{2}) \times \\ &\times \{E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}] + \\ &+ E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}]\}, \\ E_{2snl}(t, z) &= (1/\sqrt{2}) \times \\ &\times \{E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}] - \\ &- E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}]\}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Выразим мощности сигнала и гетеродина через амплитуды напряженностей:

$$\begin{aligned} P_{sn} &= E_{msn}^2 \cdot A_{\Phi} / (2Z_v), \\ P_g &= E_{mg}^2 \cdot A_{\Phi} / (2Z_v). \end{aligned} \quad (2.5)$$

где A_{Φ} – эффективная площадь основной моды оптического волокна, $Z_v = \sqrt{\mu \cdot \mu_0 / (\epsilon \cdot \epsilon_0)}$ – волновое сопротивление среды, μ , ϵ – относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости среды, μ_0 , ϵ_0 – магнитная и электрическая постоянные.

Из (2.4) с учетом (2.5) можно получить выражения для токов ФП, полагая, что ФП не воспринимают оптические частоты, но воспринимают разностную радиочастоту $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_g|$:

$$\begin{aligned} I_{\Phi 1nl} &= 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos \vartheta], \\ I_{\Phi 2nl} &= 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos \vartheta], \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $\vartheta = \omega_{IF} \cdot t + \varphi_{sl} - \varphi_{g1}$.

Для разностного тока балансного ФП можно записать:

$$I_{\Phi nl} = I_{\Phi 1nl} - I_{\Phi 2nl} = 2 \cdot S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos \vartheta. \quad (2.7)$$

При этом полезный выходной сигнал удваивается, а нежелательная постоянная составляющая в выходном сигнале подавляется.

В выражениях (2.4), (2.6) и (2.7) не учитывается набег фазы за счет распространения сигнала, который имеет постоянную составляющую и случайные флуктуации за счет внешних воздействий на оптическое волокно. Это сделано для упрощения перечисленных и дальнейших выражений. Без потери общности этот набег фазы можно учесть начальной фазой гетеродина φ_{g1} .

Принятый сигнал (2.7) сохраняет информацию об амплитуде и фазе сигнала. Далее он преобразуется в напряжение, которое усиливается в полосовом усилителе промежуточной частоты с шириной полосы не менее 2Ω :

$$u_{snl} = U_{msn} \cdot \cos \vartheta, \quad (2.8)$$

где $U_{msn} = 2 \cdot S \cdot R_L \cdot K_u \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g}$ – амплитуда напряжения, R_L – сопротивление в цепи обратной связи трансимпедансного усилителя фототока (сопротивление нагрузки ФП), K_u – коэффициент усиления усилителя промежуточной частоты.

На рисунке 2.2а показаны упрощенные спектры оптического сигнала с верхней частотой модуляции Ω , излучения гетеродина с частотой ω_g и преобразованного сигнала с центральной частотой ω_{IF} . Ширина спектра преобразованного сигнала такая же, как у исходного сигнала и равна 2Ω .

Сигнал промежуточной частоты может детектироваться с помощью амплитудного, фазового или частотного детекторов. Для демодуляции КАМ сигналов также может использоваться квадратурный синхронный демодулятор (рисунок 2.3).

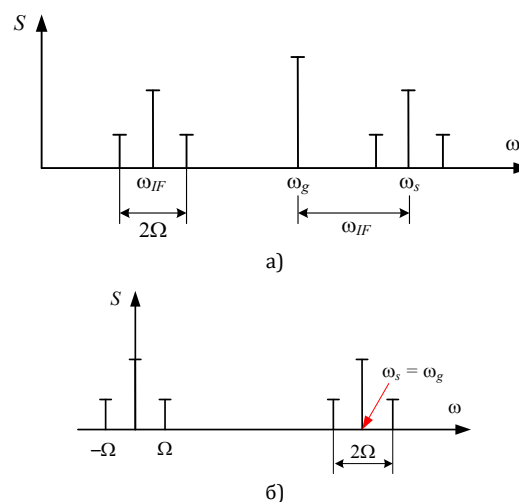


Рис. 2.2. Спектры оптического сигнала, излучения гетеродина и преобразованного сигнала для гетеродинного (а) и гомодинного (б) приема

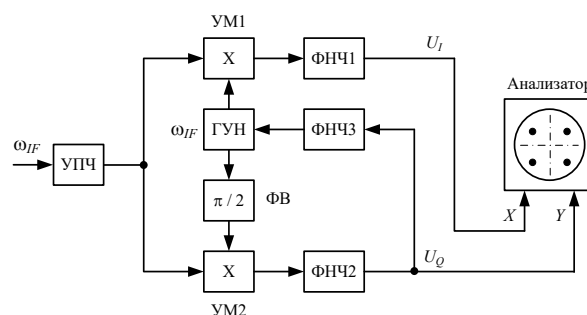


Рис. 2.3. Схема демодулятора гетеродинного приемника в электрическом тракте, где: УПЧ – усилитель промежуточной части; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ФНЧ – фильтр нижних частот

После усилителя промежуточной частоты сигнал поступает одновременно на УМ1 и УМ2. На вторые входы умножителей поступают напряжения от опорного электрического гетеродина ГУН с частотой ω_{IF} , которые сдвинуты по фазе на $\pi/2$:

$$\begin{aligned} u_{g1} &= U_{mg} \cdot \cos(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{g2}), \\ u_{g2} &= U_{mg} \cdot \sin(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{g2}). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Запишем выражения для напряжений на выходах фильтров нижних частот (ФНЧ1 и ФНЧ2) с верхней частотой Ω , которые фильтруют сигналы после УМ1 и УМ2. Первое выражение соответствует синфазной составляющей:

$$U_{Inl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_{g1} - \varphi_{g2}), \quad (2.10)$$

а второе – квадратурной составляющей сигнала:

$$U_{Qnl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_{g1} - \varphi_{g2}), \quad (2.11)$$

где k – коэффициент преобразования умножителя.

Постоянные времени ФНЧ1 и ФНЧ2 должны быть минимальны, но достаточны для усреднения сигналов в пределах одного такта с длительностью ΔT . Вместо этих фильтров нижних частот можно использовать накопители (усреднители) сигнала также в пределах одного такта.

Для анализа и наглядного представления сигнала с квадратурной модуляцией используют фазовую плоскость. Подавая напряжение U_{Inl} на вход X (ось I) осциллографа, а напряжение U_{Qnl} на вход Y (ось Q), получим на экране фазовые диаграммы (сигнальные созвездия). На рисунке 2.4 показаны фазовые диаграммы для различных форматов ФМ и КАМ. Из-за наличия фазовых сдвигов в первом (оптическом) φ_{g1} и втором (электрическом) φ_{g2} гетеродинах сигнальные созвездия повернуты на угол $\varphi_{g1} + \varphi_{g2}$.

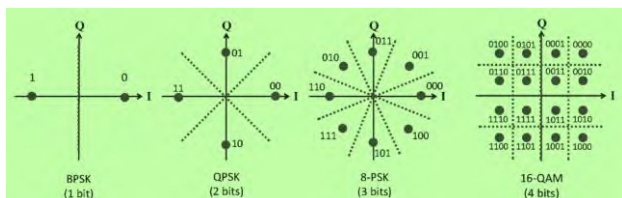


Рис. 2.4. Карты созвездий для BPSK, QPSK, 8PSK и 16QAM соответственно [2]

Используя то обстоятельство, что среднее значение фазы сигнала равно $\overline{\varphi}_{sl} = 0$ за достаточно большой интервал времени (значительно превышающий тактовый интервал ΔT) можно подстроить частоту и фазу ГУН для выполнения условия $\langle \varphi_{g1} + \varphi_{g2} \rangle = 0$ с помощью фазовой автоподстройки частоты. Для этого надо на вход ГУН через ФНЧЗ подать напряжение U_{Qnl} . При этом среднее значение $\overline{U}_{Qnl}$ по многим тактовым интервалам будет поддерживаться равным 0, а выражения (2.10) и (2.11) примут вид:

$$\begin{aligned} U_{Inl} &= k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl}), \\ U_{Qnl} &= k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \sin(\varphi_{sl}). \end{aligned} \quad (2.12)$$

Постоянная времени ФНЧЗ должна быть намного больше постоянных времени ФНЧ1 и ФНЧ2 и значительно меньше периодов изменения внешних влияющих факторов. Вместо ФНЧЗ также может использоваться накопитель сигнала в пределах выбранного количества тактов.

2.3. Гомодинный приемник цифрового когерентного сигнала

Разновидностью гетеродинного приема оптических сигналов (2.2) является гомодинный прием, при котором частота гетеродина (2.3) выбирается равной несущей частоте сигнала $\omega_g = \omega_s$.

На рисунке 2.2б показаны спектры оптического сигнала, гетеродина и преобразованного сигнала при гомодинном приеме. При формальном применении принципов преобразования частоты у нас должны возникать отрицательные частоты, физически не реализуемые. Информация о сигнале при простейшем гомодинном приеме с одним гетеродином частично теряется. Для полного восстановления модулирующего сигнала с КАМ используют схему, показанную на рисунке 2.5а. Излучения сиг-

нала, выходящего из линейного оптического тракта, и гетеродина смешиваются на ФП с помощью 90° оптического гибрида [1, 2] (см. рисунок 2.5б), к выходам которого подключаются четыре ФП. Первый и второй ФП образуют первый, а третий и четвертый – второй балансные ФП.

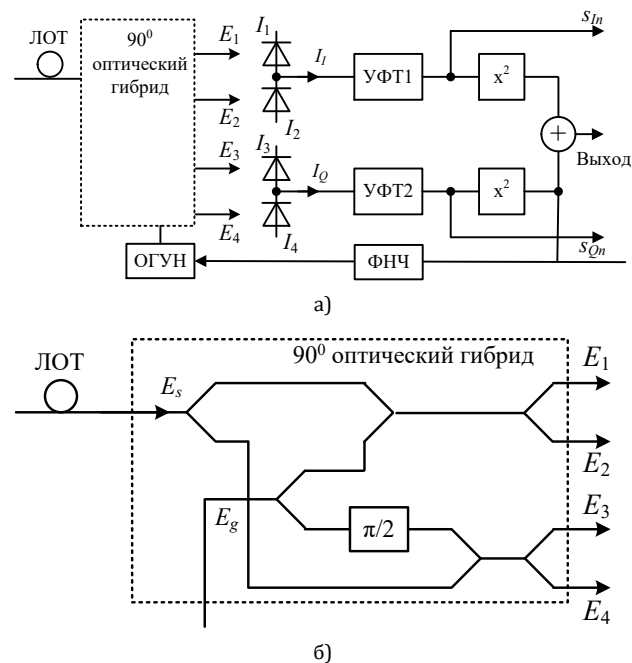


Рис. 2.5. Структурная схема цифрового гомодинного приемника сигналов с КАМ: ЛОТ – линейный оптический тракт; УФТ – усилитель фототока; ОГУН – оптический генератор, управляемый напряжением

Представим напряженности полей сигнала и гетеродина в виде комплексных амплитуд:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{snl} &= E_{msn} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{sl}), \\ \dot{E}_g &= E_{mg} \cdot \exp(j \cdot \varphi_g). \end{aligned} \quad (2.13)$$

В выражении (2.13) полагается, что оптический сигнал не имеет начальной фазы. Случайные изменения фазы сигнала без потери общности можно учесть в случайных флуктуациях фазы гетеродина.

Запишем выражения для напряженностей полей на входах ФП, учитывая свойства направленного ответвителя в идеальном 90° гибриде:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} + \dot{E}_g), \\ \dot{E}_2 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} - \dot{E}_g), \\ \dot{E}_3 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} + j \cdot \dot{E}_g), \\ \dot{E}_4 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} - j \cdot \dot{E}_g). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Запишем выражение для тока первого ФП, учитывая подавление (фильтрацию) им оптических частот:

$$\begin{aligned} I_{\Phi 1nl} &= 0.25 \cdot S \cdot A_\Phi / Z_v \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[\left(\frac{E_{msn} \cdot \exp(j\omega_0 t + \varphi_{sl}) + E_{mg} \cdot \exp(j\omega_0 t + \varphi_g)}{\sqrt{2}} \right)^2 \right] = \end{aligned} \quad (2.15a)$$

$$= 0.25 \cdot S \cdot A_{\Phi} / Z_v \times \\ \times \left[0.5 \cdot E_{msn}^2 + 0.5 \cdot E_{mg}^2 + \right. \\ \left. + E_{msn} \cdot E_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g) \right] = \\ = 0.25 \cdot S \cdot \left[\frac{P_{sn} + P_g +}{+ 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g)} \right].$$

Аналогично для токов второго, третьего и четвертого ФП получаем:

$$I_{\Phi 2nl} = 0.25 \cdot S \cdot \left[\frac{P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \times}{\times \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g)} \right], \quad (2.15б)$$

$$I_{\Phi 3nl} = 0.25 \cdot S \cdot \left[\frac{P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \times}{\times \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g)} \right], \quad (2.15в)$$

$$I_{\Phi 4nl} = 0.25 \cdot S \cdot \left[\frac{P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \times}{\times \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g)} \right]. \quad (2.15г)$$

Токи на выходах первого (синфазная составляющая) и второго (квадратурная составляющая) балансных приемников:

$$I_{Inl} = I_{\Phi 1nl} - I_{\Phi 2nl} = \\ = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g), \quad (2.16а)$$

$$I_{Qnl} = I_{\Phi 3nl} - I_{\Phi 4nl} = \\ = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g). \quad (2.16б)$$

Для постоянных составляющих токов ФП можно записать:

$$I_{01n} = I_{02n} = I_{03n} = I_{04n} = \\ = 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g]. \quad (2.17)$$

Из (2.16а) и (2.16б) можно получить выражение для комплексной амплитуды демодулированного электрического сигнала (фототока), которое эквивалентно комплексной амплитуде оптического сигнала:

$$I_{Cnl} = I_{Inl} + j \cdot I_{Qnl} = \\ = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \exp[j \cdot (\varphi_{sl} - \varphi_g)]. \quad (2.18)$$

Выходные токи (2.16) преобразуются в напряжения в УФТ1 и УФТ2. Если подать их на входы X и Y осциллографа, то можно наблюдать сигнальные созвездия, которые даже при точном совпадении несущей частоты сигнала ω_s и частоты гетеродина ω_g из-за случайных флуктуаций фазы сигнала будут вращаться на фазовой плоскости. Для обеспечения возможности точной подстройки частоты и фазы гетеродина он выполняется в виде оптического генератора, управляемого напряжением, включенным в схему фазовой автоподстройки частоты, работу которой опишем ниже.

Сначала рассмотрим потенциальные возможности гомодинного приемника при детектировании сигналов с многоуровневой АМ. В этом случае сигналы в разных тактах должны отличаться только мощностью излучения P_{sn} . Однако сигналы гомодинного приемника (2.16) зависят также от слу-

чайных изменений фазы в линейном оптическом тракте.

Эта проблема может быть решена преобразованием токов балансных ФП (2.16а) и (2.16б) в напряжения с помощью усилителя фототока, возведением этих напряжений в квадрат с последующим суммированием, как показано в схеме рисунка 2.5. Запишем выражение для выходного напряжения сумматора для такта с n -ым уровнем:

$$U_{\Sigma n} = R_L^2 \cdot k_m \cdot (I_{In}^2 + I_{Qn}^2) = \\ = R_L^2 \cdot k_m \cdot S^2 \cdot P_{sn} \cdot P_g, \quad (2.19)$$

где R_L – коэффициент передачи трансимпедансного усилителя фототока, k_m – коэффициент передачи умножителя по напряжению. Видно, что выходной сигнал сумматора линейно зависит от мощности входного при АМ и не зависит от разности фаз сигнала и гетеродина.

Для стабилизации средней частоты оптического генератора, управляемого напряжением, используется фазовая автоподстройка частоты, которая поддерживает среднее значение частоты гетеродина равной несущей частоте сигнала с учетом изменений средней фазы сигнала. Для этого необходимо поддерживать нулевое среднее значение напряжения на квадратурном выходе за сравнительно большое количество тактов сигнала:

$$\bar{U}_{Qnl} = R_L^2 \cdot k_m \cdot I_{Qnl}^2 = \\ = R_L^2 \cdot k_m \cdot S^2 \cdot P_{sn} \cdot P_g \cdot \sin^2(\varphi_{sl} - \varphi_g) = 0. \quad (2.20)$$

При подаче этого сигнала на вход оптического генератора, управляемого напряжением, через фильтр нижних частот (см. рисунок 2.5) выполняется условие для среднего значения разности фаз сигнала и гетеродина $\langle \varphi_{sl} - \varphi_g \rangle = 0$. Постоянная времени фильтра нижних частот определяет интервал усреднения.

При работающей фазовой автоподстройке частоты выражения (2.16) для многоуровневой АМ примут вид:

$$I_{In} = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g}, \quad I_{Qn} = 0. \quad (2.21)$$

Сигнал АМ I_{In} можно снимать с синфазного выхода (первого балансного приемника). Постоянная составляющая тока балансного приемника (2.17) будет равна:

$$I_{0n} = 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g]. \quad (2.22)$$

Для дисперсии тока дробового шума балансного ФП можно записать:

$$\sigma_0^2 = 2 \cdot e \cdot I_{0n} \cdot \Delta F = 2 \cdot e \cdot S \cdot (P_{sn} + P_g) \cdot \Delta F. \quad (2.23)$$

Для сравнения гомодинного приема с энергетическим рассмотрим отношение сигнала к шуму при передаче логической «1» в гомодинном приемнике при бинарной АМ и выразим его через количество фотонов сигнала $\bar{n}_{s1}$:

$$SN_{gm} = \frac{I_1^2}{\sigma_0^2} = \frac{S^2 \cdot P_s \cdot P_g}{2e \cdot S \cdot 0.5 \cdot (P_s + P_g) \cdot \Delta F} \approx \frac{S \cdot P_s \cdot 2\Delta T}{e \cdot (1 + P_s/P_g)} = \frac{2\eta \cdot \bar{n}_{s1}}{1 + \bar{n}_{s1}/\bar{n}_g} \quad (2.24a)$$

Учитывая, что обычно $P_g \gg P_s$ и $\bar{n}_g \gg \bar{n}_{s1}$ можно полагать, что SN_{gm} мало зависит от мощности гетеродина и стремится к величине [5]:

$$SN_{gm_max} = 2\eta \cdot \bar{n}_s = 2\bar{m}_\Phi. \quad (2.246)$$

В (2.24) $\bar{n}_s$, $\bar{n}_g$ – количество фотонов сигнала и гетеродина приходящих на ФП за время ΔT при передаче логической «1».

Сравнение последнего выражения с выражением (1.10) в [3] для отношения сигнала к шуму при энергетическом приеме с использованием идеального PIN-фотодиода показывает, что отношение сигнала к шуму при гетеродинном приеме, как минимум в 2 раза (на 3 дБ) больше.

Продолжим сравнение когерентного и энергетического приемов оптических сигналов с учетом шумов схемы. Для энергетического фотоприемного устройства с PIN-фотодиодом и с учетом шумов схемы из (1.326) в [4] следует:

$$SN_{e_PIN} = \frac{\bar{m}_\Phi}{1 + \sigma_q^2/\bar{m}_\Phi} = \frac{\eta \cdot \bar{n}_{s1}}{1 + \sigma_q^2/\eta \cdot \bar{n}_{s1}}. \quad (2.25)$$

Использование лавинных фотодиодов существенно улучшает отношение сигнала к шуму для прямого детектирования слабых сигналов при наличии шумов схемы. Учет шумов лавины в лавинных фотодиодах с высоким усилением, в пределе полностью подавляющим шумы схемы, позволяет получить максимальное отношение сигнала к шуму при энергетическом приеме [3]:

$$SN_{e_APD} = \frac{\bar{m}_\Phi}{F(M)} = \frac{\eta \cdot \bar{n}_{s1}}{F(M)}. \quad (2.26)$$

Из рисунка 1.5 в [3] видно, что даже для лучших лавинных фотодиодов $F(M) > 6$ дБ (4 раза). Реально отношение сигнала к шуму в фотоприемном устройстве с энергетическим приемом будет в 10 и более раз меньше по сравнению с фотоприемным устройством с когерентным приемом.

Из (2.24a) получим выражение для отношения сигнала к шуму при гомодинном приеме с учетом шумов схемы:

$$SN_{gm} = \frac{I_{\Phi 1}^2}{\sigma_{01}^2} = \frac{2 \cdot \bar{m}_\Phi}{1 + \frac{\bar{n}_{s1}}{\bar{n}_g} + \frac{\sigma_q^2}{(\eta \cdot \bar{n}_g)}} = \frac{2 \cdot \eta \cdot \bar{n}_{s1}}{1 + \bar{n}_{s1}/\bar{n}_g + \sigma_q^2/(\eta \cdot \bar{n}_g)}. \quad (2.27)$$

На рисунке 2.6 показаны зависимости количества фотонов гетеродина, которые приходятся на один такт для различных скоростей передачи.

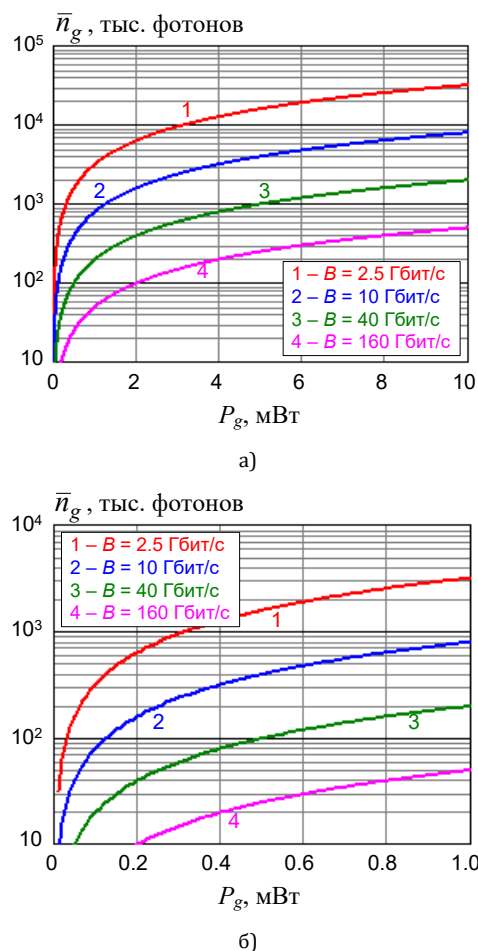


Рис. 2.6. Зависимости количества фотонов гетеродина на один такт от мощности гетеродина для различных скоростей передачи

Видно, что даже при сравнительно небольших мощностях гетеродина (доли мВт) уже можно пренебречь шумами схемы, обычно не превышают 1000 шумовых электронов на такт (см. таблицу 1.1 в [3]). Таким образом, гомодинный приемник даже при учете шумов схемы по своим параметрам приближается к идеальному и для него отношение сигнала к шуму определяется (2.246).

Отметим, что при рассмотрении взаимодействия излучений сигнала и гетеродина мы полагали, что их излучения линейно и одинаково поляризованы. В общем случае они могут быть поляризованы по-разному. Для исключения зависимости чувствительности приемника от состояния поляризации входного сигнала можно использовать схему, показанную на рисунке 2.7 [2].

Фактически она включает два уже рассмотренных приемника (см. рисунок 2.5) для каждой из двух ортогональных поляризаций принятого сигнала. Входной сигнал, имеющий произвольное состояние поляризации, разделяется на две линейно поляризованные ортогональные компоненты с помощью поляризационного расщепителя (PBS, от англ. Polarization Beam Splitter).

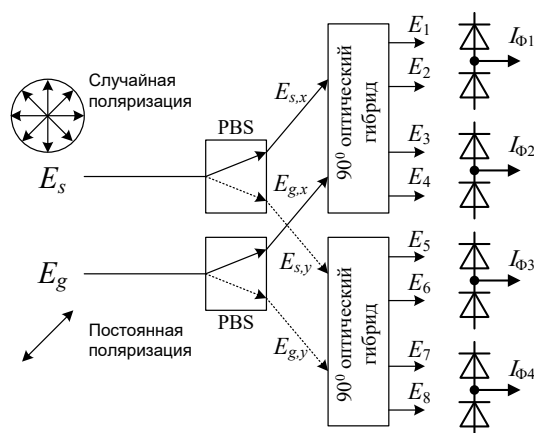


Рис. 2.7. Структурная схема гетеродинного (гомодинного) приемника с чувствительностью, не зависящей от состояния поляризации входного сигнала

Необходимо, чтобы излучение гетеродина делилось PBS примерно поровну. Это можно обеспечить выбором азимута линейной поляризации излучения гетеродина равным $\pi/4$ по отношению к осям PBS или установкой между гетеродином и PBS фазовой четвертьволновой пластинки, преобразующей линейную поляризацию в круговую. Отметим, что использование PBS позволяет вдвое увеличить битовую скорость передачи при той же символической.

2.5. Обнаружительная способность гомодинного приемника цифрового сигнала с амплитудной и фазовой модуляциями

Используя выражения (2.16а), (2.16б) определим среднее количество фотоэлектронов в тактовом интервале для двух балансных ФП, т. е. для синфазной и квадратурной составляющих сигнала [4]:

$$\begin{aligned}\bar{s}_{Inl} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g), \\ \bar{s}_{Qnl} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g).\end{aligned}\quad (2.28)$$

Из (2.17) следует, что дисперсия количества фотоэлектронов для того же такта в балансном ФП будет равна:

$$\sigma_{In}^2 = \sigma_{Qn}^2 = 0.5 \cdot \eta \cdot (\bar{n}_{sn} + \bar{n}_g) \approx 0.5 \cdot \eta \cdot \bar{n}_g. \quad (2.29)$$

Выражения (2.28) и (2.29) позволяют исследовать обнаружительные способности для широкого класса многоуровневых сигналов, используемых в ВОСП, включая КАМ, АМ и ФМ.

Для ВОСП с бинарной АМ и гомодинным приемом можно принять для бита «0» $s_0 = 0$, а для бита «1» – $s_1 = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{s1} \cdot \bar{n}_g}$. Определим величину Q -фактора и минимальное количество фотоэлектронов за тактовый интервал при передаче «1»:

$$Q = \frac{s_1 - s_0}{2\sigma} = \frac{\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{s1} \cdot \bar{n}_g}}{\sqrt{\eta \cdot \bar{n}_g/2}} = \sqrt{2\bar{n}_{s1} \cdot \eta}, \quad (2.30)$$

$$\bar{n}_{s1} = Q^2 / (2\eta). \quad (2.31)$$

Обнаружительная способность в фотоэлектронах при этом будет равна:

$$\bar{m}_{ag} = 0.5 \cdot \eta \cdot \bar{n}_{s1} = 0.5 \cdot Q^2 \quad (2.32)$$

и для $Q = 6$ составит 18 фотоэлектронов.

Рассмотрим потенциальные возможности ВОСП с гомодинным приемом и бинарной фазовой модуляцией. В этом случае для синфазного и квадратурного сигналов можно записать:

$$\begin{aligned}s_{I,1} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{s1} - \varphi_g), \\ s_{I,0} &= -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{s0} - \varphi_g)\end{aligned}\quad (2.33)$$

и соответственно:

$$\begin{aligned}s_{Q,1} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{s1} - \varphi_g), \\ s_{Q,0} &= -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{s0} - \varphi_g).\end{aligned}\quad (2.34)$$

Отметим, что количество фотонов сигнала $\bar{n}_s$ при бинарной ФМ одинаково для логической «1» и «0». Также отметим, при эффективно работающей фазовой автоподстройке частоты при приеме логической «1» $\langle \varphi_{s1} - \varphi_g \rangle = 0$ и $\langle \sin(\varphi_{s1} - \varphi_g) \rangle = 0$, а при приеме логического «0» $\langle \varphi_{s0} - \varphi_g \rangle = \pi$ и $\langle \sin(\varphi_{s0} - \varphi_g) \rangle = 0$. Сигнал с фазовой манипуляцией можно снимать с выхода УФТ1 (рис. 2.5):

$$\begin{aligned}\bar{s}_{I,1} &= \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}, \\ \bar{s}_{I,0} &= -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}.\end{aligned}\quad (2.35)$$

Напряжение на выходе УФТ2 будет равно 0.

Определим величину Q -фактора и минимальное количество фотоэлектронов на такт при передаче логической «1»:

$$Q_I = \frac{s_{I,1} - s_{I,0}}{2\sigma} = \frac{2 \cdot \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}}{2 \cdot \sqrt{\eta \cdot \bar{n}_g/4}} = 2 \cdot \sqrt{\eta \cdot \bar{n}_{sn}}. \quad (2.36)$$

Обнаружительная способность гомодинного приемника с бинарной фазовой манипуляцией в фотоэлектронах при этом будет равна:

$$\bar{m}_{ag} = (s_{I,1} + s_{I,0}) / (2 \cdot \eta) = 0.25 \cdot Q_I^2 \quad (2.37)$$

и для $Q = 6$ составит 9 фотоэлектронов, т. е. в два раза меньше, чем у гомодинного приемника с АМ.

Можно также показать, что гетеродинный приемник имеет отношение сигнал/шум, аналогичное (2.24б), в 2 раза меньше, а обнаружительную способность, аналогичную (2.38), в 2 раза больше за счет в 2 раза большей полосы требуемой для приема оптического сигнала [4].

В таблице 2.1 приведены предельные обнаружительные способности в фотонах на такт для идеальных ФП обоих видов приемов при различных форматах бинарной модуляции.

ТАБЛИЦА 2.1

Формат модуляции	Прямое детектирование	Гомодинный прием	Гетеродинный прием
Амплитудный	10	18	36
Фазовый	–	9	18
Частотный	–	–	36

Заключение

В представленной статье, состоящей из двух частей, проведен сравнительный анализ эффективности энергетического и когерентного приемов, модулированных цифровых оптических сигналов. Определены предельные возможности и реальные параметры ВОСП этих видов приемов: обнаружительная способность, отношение сигнала к шуму.

Во второй части описаны принципы аналоговой оптоэлектронной обработки оптических сигналов при когерентном приеме с использованием фазовой автоподстройки частоты гетеродина, однако при практической реализации фазовой автоподстройки частоты возникают трудности. Поэтому в настоящее время более перспективной считается цифровая обработка сигналов с нескольких ФП и

аналого-цифрового преобразователя в сверхбыстродействующем цифровом сигнальном процессоре. Ограниченный объем статьи не позволил рассмотреть алгоритмы цифровой обработки сигналов, а также вопросы помехоустойчивого кодирования сигналов.

За рамками статьи остались многие интересные вопросы, которыми мы занимаемся и надеемся опубликовать результаты в следующих выпусках журнала. К ним относятся: энергетический прием сигналов с ФМ, оптическая и электронная компенсация хроматической и поляризационно-модовой дисперсий, влияние на качество связи в ВОСП с технологией плотного мультиплексирования в волновой области нелинейных процессов в одномодовых оптических волокнах.

Список используемых источников

1. Наний О.Е., Трещиков В.Н., Убайдуллаев Р.Р. Дальность работы и пропускная способность когерентных систем связи // Вестник связи. 2013. № 9. С. 13–19.
2. Kikuchi K., Miyazaki T., Nakazawa M. High Spectral Density Optical Communication Technologies. Optical and Fiber Communications Reports. Springer, 2010.
3. Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 1. Энергетический прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 12–20.
4. Салех Б., Тейх М. Оптика и фотоника. Принципы и применения. В 2-х т. Долгопрудный: Издательский дом «Интеллект», 2012. Т. 2. 784 с.

* * *

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIRECT AND COHERENT DETECTION METHODS FOR DIGITAL INFORMATION OPTICAL SIGNALS. PART 2. COHERENT DETECTION

M. Bylina¹, S. Glagolev¹, A. Diubov¹

¹The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Bylina M., Glagolev S., Diubov A. Comparative Analysis of Direct and Coherent Detection Methods for Digital Information Optical Signals. Part 2. Coherent Detection // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 21–28.

Abstract: *In the second part of the article, an analysis is made of the coherent reception of optical digital signals with different modulation formats: amplitude modulation, phase modulation, and quadrature-amplitude modulation. Signal-to-noise ratios and limiting detection capabilities for binary modulation formats are determined. The schemes of heterodyne and homodyne optical receivers are analyzed.*

Keywords: *Direct reception, coherent reception, heterodyne receiver, homodyne receiver, single-mode optical fiber, modulation formats, photodetector, optical amplifier, photocurrent amplifier, fiber optic communication system, signal-to-noise ratio, detectability, phase-locked loop.*