

УДК 621.391.63–048.66

ПОДАВЛЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ВСТРЕЧНЫХ КАНАЛОВ В ДУПЛЕКСНЫХ ОДНОВОЛОКОННЫХ ВОСП БЕЗ ОПТИЧЕСКОГО РАЗДЕЛЕНИЯ

В.Н. УРЯДОВ, Я.В. РОЩУПКИН, В.Ю. БУНАС, А.С. ЗЕЛЕНИН

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

Поступила в редакцию 4 декабря 2014

Проведен анализ влияния рэлеевского обратного рассеивания на работу дуплексного одноволоконного оптического тракта без спектрального разделения встречных каналов при гетеродинном методе приема. Исследованы характеристики помехи рэлеевского рассеивания и способы ее подавления.

Ключевые слова: рэлеевское обратное рассеивание, дуплексный одноволоконный оптический тракт, помехи обратного канала, гетеродинный оптический приемник, линейный код.

Введение

Сегодняшние потребители желают пользоваться самыми современными телекоммуникационными услугами, такими как видеозвонки и видеоконференции, требующими высокоскоростной передачи информации в двух направлениях, т. е. скорость передачи обратного канала должна быть так же высока, как и прямого.

В современных волоконно-оптических сетях для организации обратного канала используется либо дополнительное оптическое волокно, либо передача обратного канала на другой длине волны. Первый вариант приводит к значительному увеличению материальных затрат на кабельную инфраструктуру, а второй требует применения дополнительного оборудования волнового мультиплексирования либо уменьшает количество используемых длин волн в системах WDM и DWDM.

С практической точки зрения представляется целесообразным рассмотреть возможность построения дуплексного одноволоконного оптического тракта без спектрального разделения встречных каналов. Упрощенная структурная схема подобного тракта приведена на рис. 1.

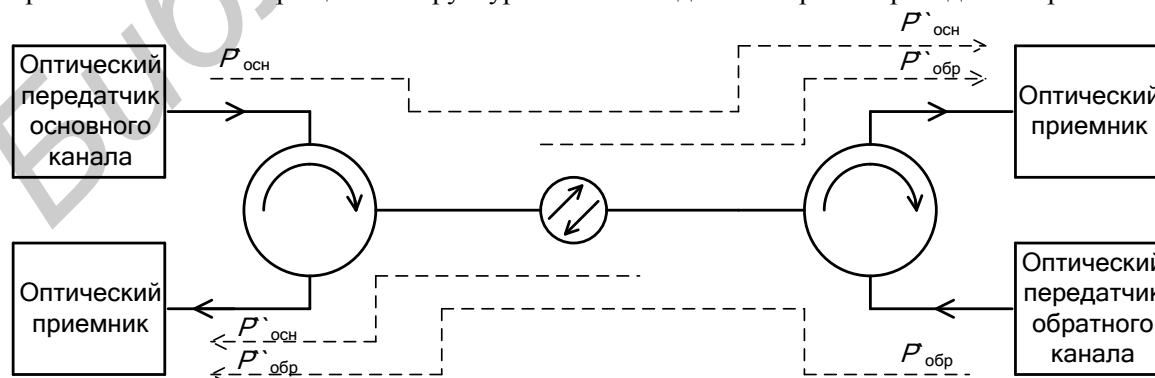


Рис. 1. Дуплексный одноволоконный оптический тракт

При такой организации на оптический приемник каждой стороны попадают оба сигнала: как основного канала $P_{осн}$, так и обратного $P_{обр}$. Помимо сигнала удаленного

передатчика, оптическим приемником также детектируется некоторая часть сигнала собственного передатчика, приводящая к помехам обратного канала [1].

Таким образом, возникают помехи обратного канала вследствие следующих факторов:

- переход сигнала обратного канала в оптическом циркуляторе, уровень помехи зависит от качества циркулятора;
- помехи за счет отражения на локальных неоднородностях (френелевское отражение), возникающих на стыках и сварках оптического кабеля;
- помехи, возникающие из-за нелинейных явлений в волокне, в частности рассеивание Манделъштама–Бриллюэна [2];
- помехи, возникающие за счет рэлеевского рассеивания по всей длине волоконного световода.

Помехи, возникающие вследствие первых двух факторов, могут быть устранены улучшением качества сварки, улучшением характеристик циркулятора или применением известных методов компенсации отражений сигналом, сформированным из передаваемого. Помеха, обусловленная рассеиванием Манделъштама – Бриллюэна ограничивает мощность передающего устройства и также легко устраняется выбором ее оптимального значения. Рэлеевское рассеивание является принципиально неустранимым фактором, определяющим потенциальную возможность такого метода разделения дуплексных каналов.

Основное влияние на помехозащищенность оказывает рэлеевское рассеивание, которое приводит к увеличению дробового шума (как это имеет место в открытых оптических системах при наличии фоновой засветки) и вносит дополнительный шум, спектр которого попадает в полосу пропускания оптического приемника. В этом случае также увеличивается составляющая дробового шума и помехи, спектр которой совпадает со спектром сигнала встречного направления. При применении метода прямого фотодетектирования эти факторы являются определяющими, однако ситуация меняется при использовании гетеродинного метода приема.

Теоретический анализ

Оценка эффективности гетеродинного приема при его использовании в дуплексной волоконно-оптической системе без оптического разделения цифровых потоков и при совпадении поляризаций и длин волн сигнала и помехи приведена в [1]. Показано, что при совместном воздействии на вход фотодетектора трех составляющих: полезной сигнальной составляющей, сигнала обратно отраженной помехи и сигнала гетеродина выражение для отношения сигнал/шум имеет следующий вид:

$$S/N = \frac{P_c P_r \left(\frac{\eta q}{h\nu} \right)^2}{q \frac{\eta q}{h\nu} (P_c + P_n + P_r + 2\sqrt{P_c P_n}) B + \frac{2kTF_y B}{R_n} + P_r P_r \left(\frac{\eta q}{h\nu} \right)^2}, \quad (1)$$

где $P_c = P_{oc} \cdot e^{-\alpha l}$ – оптическая мощность полезного сигнала на входе приемника, P_{oc} – оптическая мощность сигнала на выходе передатчика, α – затухание оптического волокна, l – длина линии передачи, P_n – оптическая мощность обратно отраженной помехи, P_r – оптическая мощность сигнала гетеродина, P_r – переменная составляющая помехи обратного рассеивания, h – постоянная Планка, q – заряд электрона, η – квантовая эффективность фотодетектора, ν – частота оптического излучения, k – постоянная Больцмана, T – температура, F_y – шум-фактор усилителя, B – скорость передачи, R_n – сопротивление нагрузки фотодетектора.

Из анализа этого выражения следует, что суммарный шум обусловлен дробовой составляющей, тепловым шумом и переменной составляющей помехи обратного рассеивания. Зависимости различных составляющих дробового шума от мощности сигнала гетеродина представлены на рис. 2 (линия 1 – сигнальная составляющая, определяемая мощностью полезного сигнала P_c ; линия 2 – составляющая, определяемая слагаемым $2\sqrt{P_c P_n}$; линия 3 – помеховая составляющая, определяемая мощностью помехи P_n ; линия 4 – гетеродинная составляющая, определяемая мощностью сигнала гетеродина P_r ; линия 5 – суммарный дробовой шум; расчеты произведены при следующих параметрах: длина линии передачи

$l = 250$ км, затухание оптического волокна $\alpha = 0,2$ дБ/км, оптическая мощность сигнала на выходе передатчика $P_{oc} = 1$ мВт, скорость передачи $B = 2,048$ Мбит/с).

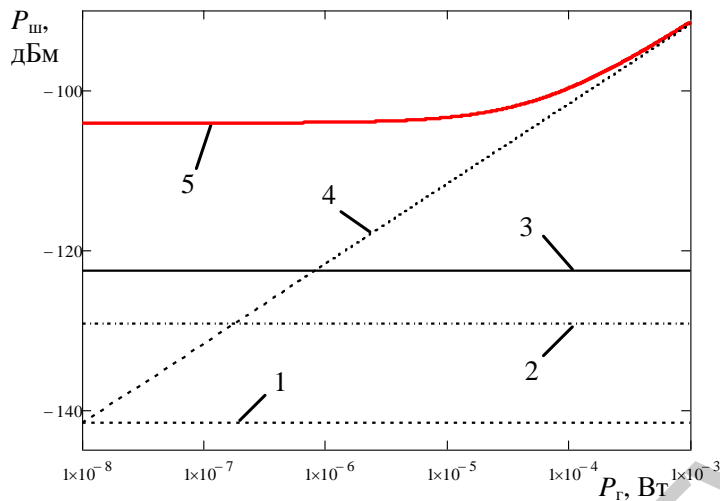


Рис. 2. Зависимости составляющих дробового шума от мощности сигнала гетеродина

При большом уровне мощности гетеродина дробовая составляющая будет определяться только сигналом гетеродина и остальными составляющими дробового шума в этом случае можно пренебречь. Также большой уровень сигнала гетеродина позволяет нивелировать влияние тепловых шумов последующих электронных схем. Таким образом, гетеродинный (или гомодинный) метод приема позволяет исключить влияние постоянной составляющей помехи обратного рассеивания на встречный канал выбором соответствующего уровня гетеродина. Однако переменная составляющая помехи при этом растет.

Учитывая эти факторы, выражение (1) можно упростить:

$$S/N = \frac{P_c \eta}{h\nu B + P_{\text{л}} \eta} \quad (2)$$

Переменную составляющую помехи обратного рассеивания при использовании линейного кода можно определить как дисперсию помехи [1]:

$$P_{\text{л}} = \overline{\sigma^2} = \int_{-\infty}^{\infty} W_{LC}(f) \cdot df, \quad (3)$$

где $W_{LC}(f)$ – спектральная плотность мощности помехового сигнала, которая определяется как

$$W_{LC}(f) = G(f) \cdot |H(f)|^2,$$

где $G(f)$ – энергетический спектр используемого линейного кода, $H(f)$ – частотная характеристика коэффициента передачи огибающей обратного рассеивания.

Выражение для частотной характеристики коэффициента передачи огибающей обратного рассеивания в волокне известно [3]:

$$H(f) = \frac{h_R}{1 + j2\pi f \tau},$$

где $h_R = 0,5 \cdot S \cdot (\alpha_R / \alpha)$ – коэффициент обратного рассеивания, S – фактор обратного рассеивания, определяющий захваченную волокном и направленную обратно часть рассеянного света, α_R – затухание обратного рассеивания, α – полное затухание ОВ, $\tau = 1/(V_g \cdot \alpha)$ – постоянная времени обратного рассеивания, V_g – групповая скорость света в ОВ.

Графическая зависимость полученной характеристики от частоты приведена на рис. 3.

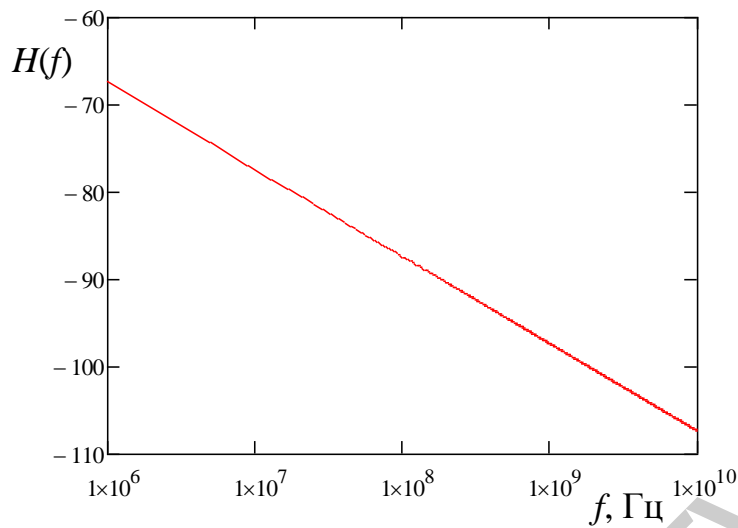


Рис .3 Частотная характеристика коэффициента передачи огибающей обратного рассеивания в оптическом волокне

Поскольку затухание обратного рассеивания обратно пропорционально частоте, стоит ожидать существенного его влияния на малых скоростях передачи с последующим линейным уменьшением влияния с ростом скорости передачи. Для более точного анализа помехи обратного рассеивания необходимо принять во внимание используемый в ВОСП линейный код, поскольку он оказывает влияние на частотный спектр линейного сигнала. Рассмотрим линейный код NRZ. Используя выражение для непрерывной части энергетического спектра кода NRZ [4] получим выражение для переменной составляющей помехи обратного рассеивания при использовании данного линейного кода:

$$P_{\sim} = \frac{P_c}{B} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2(\pi f T)}{(\pi f T)^2} \cdot \frac{h_R^2}{1 + (2\pi f \tau)^2} df, \quad (4)$$

где T – длительность тактового интервала (совпадающая с длительностью импульса для кода NRZ).

С целью более полного анализа влияния помехи рэлеевского рассеивания на работу дуплексной волоконно-оптической системы с гетеродинным методом приема при использовании кода NRZ и при доминирующем уровне сигнала гетеродина необходимо произвести сравнительный анализ отношения сигнал/шум (ОСШ) с системы при наличии и отсутствии данной помехи. Чтобы получить выражение для ОСШ при наличии данной помехи, подставим (4) в (2):

$$S/N = \frac{P_c \eta}{h\nu B + \eta \cdot \frac{P_c}{B} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2(\pi f T)}{(\pi f T)^2} \cdot \frac{h_R^2}{1 + (2\pi f \tau)^2} df}. \quad (5)$$

Отношение сигнал/шум аналогичной системы без учета влияния вышеуказанной помехи также может быть получено из выражения

$$S/N = \frac{P_c \eta}{h\nu B}. \quad (6)$$

Графические зависимости ОСШ от скорости передачи, вычисленные по формулам (5) и (6), приведены на рис. 4 (линия 1 – ОСШ при наличии помехи рэлеевского рассеивания, линия 2 – ОСШ при отсутствии данной помехи; расчеты произведены при параметрах, указанных выше).

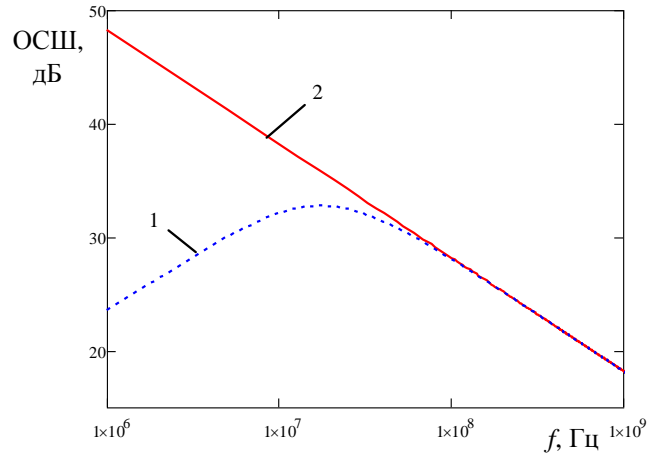


Рис. 4. ОСШ при использовании кода NRZ

Анализируя приведенную зависимость, можно отметить, что влияние помехи обратного рассеивания существенно лишь при относительно низких скоростях передачи и резко уменьшается при повышении скорости передачи. Так, при битовой скорости 2,048 Мбит/с помеха уменьшает ОСШ на 18,8 дБ (что соответствует уменьшению длины регенерационного участка на 170 км), тогда как при скорости 155 Мбит/с ОСШ уменьшается лишь на 0,055 дБ.

Для уменьшения влияния обратно отраженной помехи имеет смысл рассмотреть использование других линейных кодов, спектр которых смещен в более высокочастотную область спектра. В качестве первого примера рассмотрим код RZ. Запишем переменную составляющую помехи обратного рассеивания с учетом выражения для непрерывной энергетического спектра кода RZ [4]:

$$P_{\sim} = \frac{3P_c}{16B} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2(\pi f T/2)}{(\pi f T/2)^2} \cdot \frac{h_R^2}{1+(2\pi f \tau)^2} df. \quad (7)$$

Подставив (7) в (2), получим ОСШ для кода RZ:

$$S/N = \frac{P_c \eta}{h\nu B + \eta \cdot \frac{3P_c}{16B} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2(\pi f T/2)}{(\pi f T/2)^2} \cdot \frac{h_R^2}{1+(2\pi f \tau)^2} df}. \quad (8)$$

Графические зависимости ОСШ при наличии и отсутствии помехи приведены на рис. 5 (линия 1 – ОСШ при наличии помехи рэлеевского рассеивания, линия 2 – ОСШ при отсутствии данной помехи; расчеты произведены при параметрах, указанных выше).

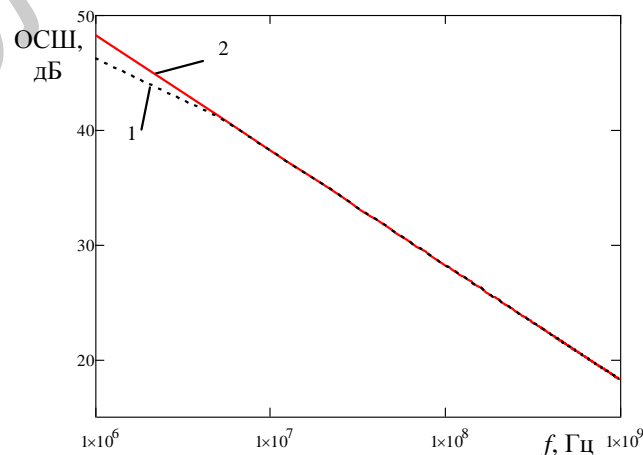


Рис. 5. Сравнение ОСШ при использовании кода RZ

Можно отметить, что применение кода RZ позволяет существенно ослабить влияние помехи обратного рассеивания (уменьшение ОСШ на 0,583 дБ при битовой скорости 2,048 Мбит/с), однако наилучшие результаты были получены в случае применения биимпульсного кода BI-M [4]. Переменная составляющая помехи обратного рассеивания примет вид:

$$P_{\sim} = \frac{4P_c}{B} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^4(\pi f T/2)}{(\pi f T/2)^2} \cdot \frac{h_R^2}{1+(2\pi f \tau)^2} df. \quad (9)$$

Подставив (9) в (2), получим ОСШ для кода BI-M:

$$S/N = \frac{P_c \eta}{h\nu B + \eta \cdot \frac{4P_c}{B} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^4(\pi f T/2)}{(\pi f T/2)^2} \cdot \frac{h_R^2}{1+(2\pi f \tau)^2} df}. \quad (10)$$

При применении данного линейного кода на битовой скорости 2,048 Мбит/с помеха уменьшает ОСШ лишь на $1,2 \cdot 10^{-6}$ дБ. Таким образом, использование кода BI-M позволяет практически полностью подавить влияние переменной составляющей помехи обратного рассеивания.

Заключение

Гетеродинный метод приема при использовании в одноволоконных ВОСП без оптического разделения встречных потоков позволяет подавить влияние дробовых шумов помехи встречного канала, возникающей за счет рэлеевского рассеивания, а использование линейного кодирования трансформирует спектр сигнала NRZ и смещает его в более высокочастотную область, что также уменьшает влияние обратного рассеивания на помехоустойчивость оптических одноволоконных дуплексных систем без оптического разделения.

Проведенный анализ показывает, что в подобных системах с высокими скоростями передачи и гетеродинным (гомодинным) приемом влиянием рэлеевского обратного рассеивания можно пренебречь и, таким образом, возможно построение одноволоконных систем без оптического разделения и с гетеродинным приемом на высоких скоростях передачи. Для того чтобы реализовать такие системы на низких скоростях передачи, необходимо использование специального линейного кодирования, смещающего исходный спектр сигнала в высокочастотную область спектра или передачу сигналов на поднесущей.

CANCELLATION OF THE COUNTER CHANNELS EFFECTS IN DUPLEX SINGLE-FIBER OPTICAL PATHS WITHOUT WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING

V.N. URYADOV, Y.V. ROSHCHUPKIN, V.Y. BUNAS, A.S. ZELENIN

Abstract

An analysis of the Rayleigh scattering effect on the work of duplex single-fiber optical path without wavelength division multiplexing of counter channels using heterodyne detection was made in this paper. Characteristics of the Rayleigh scattering noise and its cancellation methods were investigated.

Список литературы

1. Алишев Я.В., Урядов В.Н. Перспективные информационные технологии в волоконно-оптических сетях телекоммуникаций. Минск, 2003.
2. Бунас В.Ю., Глуценко Д.В., Урядов В.Н. // Докл. БГУИР. 2012. № 8 (70). С. 81–87.
3. Иванов В.И. Оптические системы передачи: М., 1994.
4. Попов Г.Н. Основы построения цифровых линейных трактов и способы их оптимизации. М., 2004.