

Относительно несовпадающих отрезков путей принимается решение путем сравнения следующих евклидовых метрик:

$$\|\mathbf{x} - \bar{\mathbf{w}}\|^2 \stackrel{\text{нн}}{<} \|\mathbf{x} - \bar{\mathbf{w}}\|^2, \quad (9)$$

где \mathbf{x} – вектор отсчетов на выходе ВФ, соответствующий «сомнительному» отрезку пути по кодовой решетке, очищенный от преддействий и последствий тех отрезков сигнальной последовательности на выходе ВФ, о которых принято достоверное решение; $\bar{\mathbf{w}}$ и $\bar{\mathbf{w}}$ – векторы опорных последовательностей, определяемых, соответственно, решениями, принятыми при декодировании в прямом и обратном направлениях.

На рис. 5-6 кривые 4 характеризуют помехоустойчивость предложенного декодера. Из их анализа следует, данный декодер обеспечивает высокую помехоустойчивость, эквивалентную декодеру Витерби, использующему отсчеты с выхода ВОСР при идеальной ОСР.

Заключение

Совместное использование ВОСР с реальной ОСР и мягкого алгоритма Витерби приводит к катастрофическому ухудшению помехоустойчивости вследствие эффекта размножения ошибок. Применение декодера Витерби с ОСР по кодовой решетке позволяет существенно улучшить характеристики приемного устройства.

Использование метода двунаправленного декодирования с арбитражным принятием решения

позволяет добиться дальнейшего улучшения помехоустойчивости, и получить результаты, сопоставимые с декодером Витерби, использующего отсчеты с выхода ВОСР при идеальной ОСР.

Литература

1. Ungerboeck G. Trellis-coding with expanded channel-signal sets // IEEE International Symposium on Information Theory. Ithaca, October 1977. – P. 371-377.
2. Ungerboeck G. Channel-coding with Multilevel/Phase Signals // IEEE Trans. Inform. Theory. Vol. IT-28, January, 1982. – P. 55-67.
3. Proakis J.G. Digital Communications. Fourth edition. New York: McGraw-Hill, 2001. – 798 p.
4. Скляр Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. СПб.: Вильямс, 2003. – 1099 с.
5. Belfiore C.A., J.H. Park, Jr. Decision feedback equalization // Proc. IEEE. Vol. 67. August, 1979. – P. 1143-1156.
6. Nelson J.K., Singer A.C., Madhow U., McGahey C.S. BAD: Bidirectional Arbitrated Decision-Feedback Equalization // IEEE Transactions on Communications. Vol.53, No. 2, February, 2005. – P. 214-218.
7. Хабаров Е.О. Анализ характеристик двунаправленного выравнивателя с обратной связью по решению при работе в каналах с МСИ // Электросвязь. №12, 2006. – С.28-32.

УДК 681.7: 535.3

НЕПРЕРЫВНЫЙ РЕФЛЕКТОМЕТР С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ИНТЕНСИВНОСТИ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Айбатов Л.Р.

Рассмотрены принципы построения непрерывных рефлектометров с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) интенсивности зондирующего излучения, предназначенных для контроля параметров волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). На основании анализа энергетических характеристик квадратичного режима фотодетектирования оптических сигналов обоснована возможность существенного (в $10^3 \dots 10^4$ раз) уменьшения мощности зондирующего излучения при переходе от импульсного к непрерывному режиму рефлектометрических измерений. Представлены результаты анализа работы фоторезистора в режиме радиогетеродинамирования и разработаны практические схемы рефлектометрических измерений с ЛЧМ интенсивности излучения, обеспечивающие реализацию преимуществ непре-

рывных методов зондирования в инфракрасной области спектра, представляющей особый интерес для контроля состояния ВОСП. Рассмотрены процессы накопления сигналов обратного рассеяния в непрерывных рефлектометрах с ЛЧМ зондирующего излучения и определены условия наиболее полного использования энергетических ресурсов лазерного излучателя. Представлены результаты исследований энергетических характеристик непрерывных рефлектометров с ЛЧМ интенсивности излучения, подтверждающие обеспечение большой дальности действия (86,1 км) для мощности зондирующего излучения 1 мВт. Это исключает искажения результатов измерений за счет стимулирования нелинейных процессов в оптическом волокне, присущие импульсным системам той же дальности действия. Полный

комплекс выполненных исследований обеспечивает существенное повышение метрологических характеристик разрабатываемой аппаратуры в сочетании с наиболее полным использованием энергетических ресурсов лазерных излучателей в рефлектометрических измерениях.

Введение

Повышение дальности действия импульсных рефлектометров, применяемых для контроля параметров волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) [1], требует увеличения мощности зондирующих сигналов. При этом режим работы ВОСП может существенно отличаться от режима передачи информационных сигналов с мощностью 1 мВт и менее за счет стимулирования нелинейных процессов в оптическом волокне (ОВ), связанных с вынужденным рассеянием Манделштама-Бриллюэна (критическая мощность 5 мВт), Рамана (1 Вт) и других [1]. В связи с этим особый интерес приобретают непрерывные системы зондирования [2] с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) интенсивности оптического излучения, обеспечивающие возможность измерений с пространственным разрешением при малой мощности зондирующего сигнала. Принцип действия данных систем аналогичен принципам действия радиолокационных систем с непрерывным излучением радиоволн [3], энергетические характеристики которых сохраняются при переходе от импульсного режима к непрерывному режиму с большим временем накопления T_S принятого сигнала.

Анализ [3] выполнен для линейного режима приема сигнала и непосредственно применим к когерентным системам зондирования с гетеродинным приемом оптического излучения [4]. Здесь фотосмеситель работает в линейном режиме [5]. Но сфера применения когерентных систем зондирования ограничена недостаточной временной когерентностью лазерных источников [6]. В системах зондирования с ЛЧМ интенсивности оптического излучения [2] фотоприемник работает в режиме прямого фотодетектирования, отличающемся квадратичностью характеристик [5], что затрудняет непосредственное применение результатов [3] к рефлектометрическим измерениям с ЛЧМ интенсивности излучения.

В статье представлены результаты исследования энергетических характеристик непрерывных рефлектометрических систем с квадратичным режимом фотодетектирования, приведены результаты разработки непрерывных рефлектометров с линейной частотной модуляцией интенсивности

излучения, работающих в инфракрасной области спектра, а также рассмотрены условия накопления сигналов обратного рассеяния, обеспечивающие наиболее полное использование энергетических ресурсов лазерного излучателя в непрерывных рефлектометрических системах.

Энергетические характеристики квадратичного режима фотодетектирования оптических сигналов

При квадратичном детектировании (режим прямого фотодетектирования) выходной ток детектора пропорционален мощности оптического сигнала P_S (или квадрату амплитуды электрического поля световой волны), а мощность шума на выходе детектора пропорциональна полосе пропускания детекторной системы ΔF (полосе принимаемого сигнала). ΔF обратно пропорциональна длительности принимаемого сигнала T_C для импульсных систем зондирования или времени накопления принимаемого сигнала T_S для непрерывных систем. При этом отношение сигнал/шум на выходе детектора определяется выражением [5]:

$$P_{SOUT}/P_{NOUT} = \left(\eta q m_L \frac{P_S}{h\nu} \right)^2 \frac{R_E}{8kT\Delta F}, \quad (1)$$

где η – квантовая эффективность детектора; q – заряд электрона; m_L – коэффициент модуляции света; h – постоянная Планка; ν – частота излучения; R_E – эквивалентное выходное сопротивление детектора и цепи нагрузки; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура. Отсюда следует, что пороговая мощность оптического сигнала P_t , при которой отношение сигнал/шум на выходе детектора равно единице, уменьшается обратно пропорционально корню квадратному из длительности оптического сигнала T_C (или времени накопления сигнала T_S), а пороговая энергия $W_t = P_t T_C$ возрастает пропорционально $\sqrt{T_C}$:

$$P_t = h\nu \sqrt{\frac{8kT}{R_E \eta q m_L}} / \sqrt{T_C}, \quad (2)$$

$$W_t = h\nu \sqrt{\frac{8kT}{R_E \eta q m_L}} \sqrt{T_C}. \quad (3)$$

Выражения (2)-(3) свидетельствуют о нарушении эквивалентности энергетических характеристик непрерывных и импульсных систем зондирования с квадратичным детектированием

оптического сигнала. Для энергетических характеристик данных систем выполняются соотношения подобия, заключающиеся в том, что необходимая энергия зондирующего излучения непрерывных систем возрастает пропорционально, а мощность зондирующего излучения уменьшается обратно пропорционально корню квадратному из времени накопления принимаемого сигнала. Это позволяет применять в непрерывных системах лазеры малой мощности (единицы мВт) при сохранении необходимой дальности действия [2].

Принципы построения непрерывных рефлектометров с ЛЧМ интенсивности зондирующего излучения

Одним из наиболее эффективных методов приема сигналов с ЛЧМ интенсивности излучения является применение фотодетектора в режиме радиогетеродинамирования (РРГ), рассмотренного в [7] для фотоэлектронных умножителей (ФЭУ). При этом на модулятор ФЭУ подается ЛЧМ напряжение, соответствующее закону модуляции зондирующего сигнала [2], а выходной ток ФЭУ содержит компоненты разностной частоты f_R между частотой опорного напряжения и частотой модуляции принятого излучения [2]. Величина f_R (дальномерная частота) определяется дальностью R до исследуемого участка трассы. Режим радиогетеродинамирования характеризуется коэффициентом преобразования K_C , который для ФЭУ равен 0,3 [7]. При этом обнаружительная способность D^*_{RH} в режиме радиогетеродинамирования определяется через обнаружительную способность D^* в режиме прямого фотодетектирования выражением

$$D^*_{RH} = K_C D^* . \quad (4)$$

При ограничении чувствительности внутренними шумами фотодетектора пороговая мощность для импульсного режима равна [5]

$$P_i = \sqrt{S \cdot \Delta F} / D^* = \sqrt{S / \tau_i} / D^* , \quad (5)$$

где S – площадь чувствительной поверхности фотодетектора, ΔF – полоса пропускания приемного тракта, τ_i – длительность зондирующего импульса. Для непрерывного метода зондирования [2] пороговая мощность с учетом (4) уменьшается до величины

$$P_i = \sqrt{S \Delta F} / D^*_{RH} = \sqrt{S / T_S} / (K_C D^*) , \quad (6)$$

где T_S – время накопления принимаемого сигнала. Следовательно, при переходе от импульсного ($\tau_i \approx 10^{-8}$ с) к непрерывному ($T_S \approx 1,0$ с) режиму работы уменьшение мощности зондирующего излучения может составить $10^3 \dots 10^4$. Это обосновывает экспериментально установленную [2] возможность применения маломощных (единицы мВт) лазеров в непрерывных системах зондирования с использованием фотодетектора в режиме радиогетеродинамирования.

Однако такой режим работы подробно рассмотрен применительно к ФЭУ [2; 7], что затрудняет реализацию преимуществ непрерывных ЛЧМ систем в инфракрасной (ИК) области спектра, представляющей особый интерес для контроля параметров ВОСП в окнах прозрачности кварцевых волокон 1310 и 1550 нм. Здесь необходимы фотодетекторы, обладающие в данной области спектра достаточно высокой квантовой эффективностью, в частности, фоторезисторы. В то же время, известные способы обработки оптических сигналов приводят к существенному усложнению аппаратной части. Так, двойная модуляция света [8], при которой принимаемый амплитудно-модулированный (АМ) на частоте f_1 оптический сигнал перед поступлением на фоторезистор подвергается АМ на частоте f_2 , требует применения отдельного электрооптического модулятора и совмещения его осей с плоскостью поляризации излучения сигнала. Двойное же (оптическое и радиочастотное) гетеродинамирование в ИК диапазоне на фотоспротивлении [9] является модификацией метода оптического фотосмещения и непригодно при прямом фотодетектировании оптических сигналов.

Для реализации достоинств непрерывных ЛЧМ систем в ИК области спектра выполнен анализ особенностей фотодетекторов на основании методологического применения содержания логической категории “понятие” [10], заключающегося в выделении наиболее общих признаков исследуемых объектов. Результаты анализа показывают, что основным свойством, обеспечивающим возможность осуществления режима радиогетеродинамирования, является резкая зависимость характеристик фотодетектора от приложенного воздействия (напряжения). К таким приборам, работоспособным в ИК области, относятся фоторезисторы (ФР) [11]. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) фоторезистора отличается хорошей линейностью и определяется выражением [11]

$$I_\Phi = q \eta \tau_E \mu (h \nu b^2) \Phi U = Q \Phi U , \quad (7)$$

где I_ϕ – фототок; τ_E – время жизни фотоэлектронов; b – длина чувствительной площадки фоторезистора; Φ – световой поток (мощность падающего излучения); U – приложенное напряжение; Q – коэффициент пропорциональности.

В режиме прямого фотодетектирования обнаружительная способность фоторезистора равна D^* , а коэффициент пропорциональности между фототоком и световым потоком

$$Q_1 = QU . \quad (8)$$

Для нахождения обнаружительной способности D^*_{RH} и коэффициента преобразования K_C фоторезистора в режиме радиогетеродинамирования необходимо определить зависимость амплитуды фототока на разностной частоте $f_R = |f_H - f_S|$ от амплитуды модулированного светового потока Φ_m на частоте сигнала f_S при питании фоторезистора гетеродинным напряжением с частотой f_H . Пусть световой поток изменяется по закону

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_m \cos(2\pi f_S t + \varphi_S) , \quad (9)$$

где Φ_0 и Φ_m – постоянная составляющая и амплитуда светового потока, f_S и φ_S – его частота и фаза, а приложенное гетеродинное напряжение равно

$$u_H = U_0 + U_H \cos(2\pi f_H t + \varphi_H) , \quad (10)$$

где U_0 – постоянное смещение; U_H , f_H и φ_H – амплитуда, частота и фаза опорного напряжения.

Наибольший практический интерес представляет режим приема слабых сигналов, когда реакцией на работу фоторезистора малого выходного напряжения разностной частоты на резонансной нагрузке можно пренебречь. Тогда подстановка (9), (10) в (7) при замене U на u_H определяет выражение для фототока разностной частоты:

$$i_{f_R} = 0,5Q\Phi_m U_H \cos(2\pi|f_H - f_S|t + \varphi_H - \varphi_S) , \quad (11)$$

откуда амплитуда фототока разностной частоты

$$I_{f_R} = 0,5QU_H \Phi_m . \quad (12)$$

При выборе рабочей точки на середине ВАХ амплитуда напряжения гетеродина должна быть вдвое меньше питающего напряжения в режиме прямого фотодетектирования: $U_H = 0,5U$. Поскольку полоса пропускания детекторной цепи ΔF постоянна, уровень выходных шумов для сравниваемых режимов одинаков. Тогда из сопоставления (12) и (7) следует, что $K_C = 0,25$ и $D^*_{RH} = 0,25D^*$. При нулевом смещении амплитуда U_H может быть увеличена до

U , работа осуществляется на положительной и отрицательной ветвях ВАХ, а K_C возрастает до 0,5.

Следует отметить, что применение гетеродинного напряжения большой амплитуды может привести к проявлению нелинейности (хотя и незначительной) ВАХ фоторезистора. Это эквивалентно идеальной линейной ВАХ и гетеродинного ЛЧМ напряжения, содержащего высшие гармонические составляющие. В этом случае анализ, аналогичный рассмотрению прямоугольных зондирующих сигналов в ЛЧМ лидарах [12], показывает, что при гармонической модуляции интенсивности ЛЧМ излучения выходной ток фоторезистора содержит только компоненты разностной (дальномерной) частоты $|f_H - f_S|$ (11), поскольку частоты комбинационных составляющих, определяемых гармониками напряжения гетеродина, изменяются во времени и их накопления в резонансной нагрузке не происходит. Аналогично [12] возможно применение в качестве напряжения гетеродина прямоугольных импульсов (типа «меандр») с линейно изменяющейся частотой повторения. При этом модуляция интенсивности оптического сигнала должна быть гармонической. Тогда амплитуда первой гармоники опорного напряжения в $4/\pi = 1,27$ раз превышает амплитуду импульсов [13], что позволяет дополнительно увеличить коэффициент преобразования K_C до величины 0,636 и обнаружительную способность фоторезистора в режиме радиогетеродинамирования до $D^*_{RH} = 0,636D^*$.

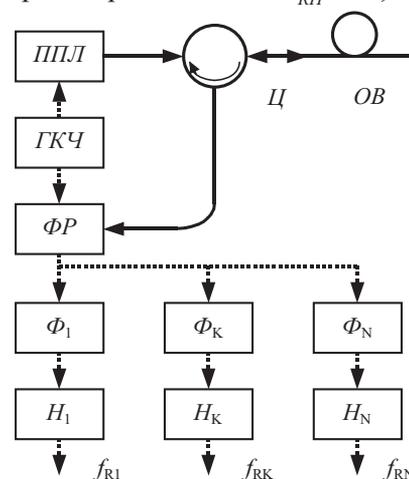


Рис. 1. Структурная схема непрерывного рефлектометра с ЛЧМ интенсивности зондирующего излучения: ППЛ – полупроводниковый лазер; ГКЧ – генератор качающейся частоты; ФР – фоторезистор в режиме радиогетеродинамирования; Ц – циркулятор; ОВ – оптическое волокно; Φ_1, Φ_K, Φ_N – фильтры сигналов разностной частоты; H_1, H_K, H_N – устройства накопления; пунктирные линии – электрический сигнал; сплошные линии – оптический сигнал

Таким образом, применение фоторезисторов в режиме радиогетеродинамирования обеспечивает

реализацию непрерывных рефлектометрических измерений с ЛЧМ интенсивности излучения в ИК области спектра. Структурная схема непрерывного рефлектометра с ЛЧМ интенсивности излучения приведена на рис. 1.

Здесь в качестве источника излучения целесообразно использовать полупроводниковый лазер ППЛ с модуляцией интенсивности изменением тока накачки. Генератор качающейся частоты ГКЧ обеспечивает ЛЧМ интенсивности излучения лазера ППЛ. Циркулятор Ц применяется для передачи зондирующего излучения в исследуемое оптическое волокно ОВ, а также направляет сигнал обратного рассеяния на фоторезистор ФР. Фоторезистор в режиме радио-гетеродинамирования питается ЛЧМ напряжением от ГКЧ. Фильтры Φ_1 , Φ_K , Φ_N и устройства накопления H_1 , H_K , H_N служат для выделения и накопления сигналов дальномерных частот $f_{R1} \dots f_{RN}$ с выхода фоторезистора, работающего в режиме радиогетеродинамирования.

Сопоставление непрерывного и импульсного режимов рефлектометрических измерений

Сопоставление непрерывного и импульсного режимов рефлектометрических измерений произведено на основе анализа выражения для мощности принимаемого сигнала обратного рассеяния. В отличие от лидарного уравнения [14], мощность принимаемого сигнала для импульсного рефлектометра может быть определена выражением

$$P_{ri}(R) = P_i \left(\frac{c\tau_i}{2n} \right) \beta(R) \left(\frac{\sin^2 \varphi_F}{4n^2} \right) \exp \left[-2 \int_0^R \alpha(r) dr \right], \quad (13)$$

где $P_{ri}(R)$ – мгновенное значение принимаемой мощности в момент t ; R – расстояние до исследуемого участка оптического волокна; P_i – посылаемая мощность в момент t_0 ; c – скорость света; τ_i – длительность импульса; n – показатель преломления сердцевины оптического волокна; $\beta(R)$ – объемный коэффициент рассеяния материала волокна; φ_F – угловая апертура волокна; $\alpha(r)$ – объемный коэффициент ослабления. При этом разрешающая способность по дальности равна

$$\Delta R = c\tau_i / (2n). \quad (14)$$

Задав разрешающую способность по дальности непрерывного рефлектометра равной ΔR (14), что обеспечивается соответствующим выбором девиации частоты ΔF_d , получаем выраже-

ние для принимаемой мощности в непрерывном режиме:

$$P_{rs}(R) = P_0 \Delta R \beta(R) \left(\frac{\sin^2 \varphi_F}{4n^2} \right) \exp \left[-2 \int_0^R \alpha(r) dr \right], \quad (15)$$

где $P_{rs}(R)$ – мощность принимаемого сигнала от слоя толщиной ΔR , удаленного на расстояние R ; P_0 – мощность непрерывного зондирующего излучения.

Сопоставление выражений (13) и (15) с учетом (5) и (6) показывает, что при прочих равных условиях (дальность действия R_{\max} , разрешающая способность ΔR) требуемая для достижения пороговых условий мощность зондирующего излучения в непрерывном режиме изменяется обратно пропорционально корню квадратному из времени накопления:

$$P_0 = (P_i / K_c) \sqrt{\tau_i / T_s}. \quad (16)$$

Тогда уменьшение требуемой мощности при переходе от импульсного режима ($\tau_i \approx 10^{-8}$ С) к непрерывному ($T_s \approx 0,1 \dots 1$ С) режиму работы составляет $10^3 \dots 10^4$, что подтверждает перспективность применения непрерывных методов в рефлектометрических измерениях.

Условия накопления сигналов обратного рассеяния в непрерывных рефлектометрах с ЛЧМ зондирующего излучения

Реализация достоинств непрерывных методов зондирования требует эффективного накопления принимаемых сигналов. Причем здесь производится обработка сигналов обратного рассеяния от участка среды протяженностью (14), что затрудняет непосредственное применение к рефлектометрическим измерениям результатов анализа радиолокационных систем с непрерывным излучением радиоволн [3], полученных для точечных целей. Отметим, что принципы обработки сигналов в непрерывных системах с ЛЧМ интенсивности [2] и ЛЧМ несущей [4] оптического излучения одинаковы. Поэтому, не ограничивая общности выводов, более подробно рассмотрим режим работы с ЛЧМ интенсивности зондирующего излучения.

Поступающие на фоторезистор сигналы обратного рассеяния от участка оптического волокна, удаленного на расстояние R , задержаны относительно зондирующего излучения и опорного ЛЧМ напряжения на величину

$$\Delta t = 2nR / c. \quad (17)$$

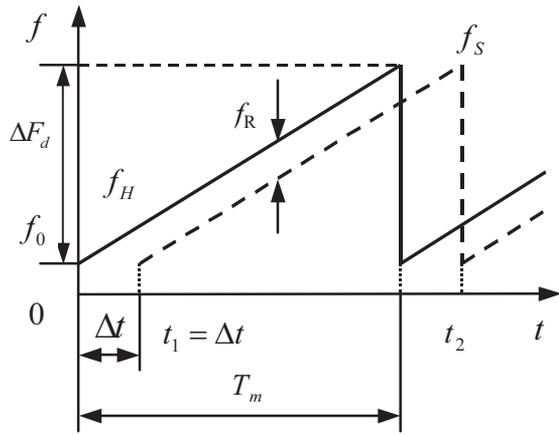


Рис. 2. Зависимость частоты опорного напряжения f_H и частоты модуляции принимаемого излучения f_S от времени. f_0 – начальная частота модуляции; ΔF_d – девиация частоты; T_m – период модуляции

Зависимости частоты опорного напряжения f_H и частоты модуляции принимаемого излучения f_S от времени приведены на рис. 2. Предварительно определим величину фазы сигнала разностной (дальномерной) частоты f_R в начале каждого периода модуляции T_m . Из рис. 2 с учетом (17) следует:

$$f_H = f_0 + \frac{\Delta F_d}{T_m}(t - gT_m), \quad (18)$$

$$f_S = f_0 + \frac{\Delta F_d}{T_m} \left[(t - gT_m) - \frac{2nR}{c} \right], \quad (19)$$

где g – целая часть отношения t/T_m . Пусть начальная фаза опорного напряжения и, соответственно, зондирующего излучения равна φ_0 . Тогда полная фаза опорного напряжения равна

$$\varphi_H(t) = 2\pi f_H t + \varphi_0 = 2\pi \left[f_0 + \frac{\Delta F_d}{T_m}(t - gT_m) \right] t + \varphi_0. \quad (20)$$

Полная фаза принимаемого сигнала определяется задержкой $2nR/c$ распространения зондирующего излучения:

$$\varphi_S(t) = 2\pi f_S t + \varphi_0 = 2\pi \left[f_0 + \frac{\Delta F_d}{T_m} \left(t - gT_m - \frac{2nR}{c} \right) \right] t + \varphi_0. \quad (21)$$

При этом начальные фазы опорного напряжения и принимаемого излучения одинаковы и равны φ_0 . Отсюда выходной ток разностной (дальномерной) частоты для фоторезистора в режиме радиогетеродинамирования (11) равен

$$i_{fR} = 0,5Q\Phi_m U_H \cos \left[2\pi \left(\frac{\Delta F_d}{T_m} \right) (2nR/c) t + 0 \right]. \quad (22)$$

Следовательно, начальная (для каждого периода модуляции) фаза сигнала разностной частоты i_{fR} равна нулю независимо от начальной фазы зондирующего излучения. При этом аналогично [15], разностная (дальномерная) частота равна

$$f_R = \left(\frac{\Delta F_d}{T_m} \right) (2nR/c). \quad (23)$$

Как видно из рис. 2, сигнал разностной частоты i_{fR} появляется в момент времени $t_1 = 2nR/c$ и терпит разрывы в периоды смены закона модуляции $t \in [gT_m, gT_m + 2nR/c]$. Для последующего периода модуляции сигнал i_{fR} появляется в момент $t_2 = T_m + 2nR/c$, отстоящий от t_1 на интервал T_m . Для накопления сигнала i_{fR} в течение многих периодов модуляции набег его фазы за время T_m должен составлять целое число K периодов колебания разностной частоты:

$$2\pi \left(\frac{\Delta F_d}{T_m} \right) (2nR/c) T_m = 2K\pi. \quad (24)$$

То есть, условия накопления принимаемого сигнала согласуются с выводами о дискретности спектра дальномерных частот [3]

$$f_{RK} = \left(\frac{\Delta F_d}{T_m} \right) (2nR_K/c) = K/T_m = KF_m. \quad (25)$$

Здесь F_m – частота модуляции; R_K – расстояние до участков трассы, для которых обеспечивается накопление принятого сигнала:

$$R_K = Kc / (2n\Delta F_d). \quad (26)$$

В отличие от выражения для разрешающей способности лазерных дальномеров с ЛЧМ поднесущей частоты [16] $\Delta R = c / (4\Delta F_d)$, для непрерывных рефлектометров разрешающую способность целесообразно определить как неопределенность в измерении дальности выражением

$$\Delta R = \Delta R_K = R_{K+1} - R_K = c / (2n\Delta F_d). \quad (27)$$

В этом случае понятие разрешающей способности приобретает одинаковое значение для импульсных (13)-(14) и непрерывных (15) методов зондирования. Таким образом, полученные выражения позволяют объединить энергетические (13), (15) и спектральные (14), (27) характеристики импульсных и непрерывных систем, а также обеспечить корректность сопоставления данных режимов работы.

Следует также отметить, что условие накопления сигналов дальномерных частот в течение наибольшей части каждого периода модуляции $t \in [gT_m + 2nR/c, (g+1)T_m]$ (см. рис. 2) наклад-

дывает ограничения на выбор периода модуляции: $T_m \gg 4nR_{\max}/c$, где R_{\max} – дальность действия рефлектометра.

Рассмотрим далее условия накопления сигнала обратного рассеяния от участка оптического волокна протяженностью $[R_K - \delta R, R_K + \delta R]$, находящегося на расстоянии R_K . В предположении об однородности интенсивности рассеяния $\beta(R)$ (15) в пределах этого участка спектральная плотность S_Ω сигнала обратного рассеяния отлична от нуля и постоянна в интервале частот $[f_{RK} - \delta f, f_{RK} + \delta f]$, где

$$\delta f = (\Delta F_d / T_m)(2n\delta R / c). \quad (28)$$

При этом, как отмечалось выше (22), начальные фазы всех спектральных компонентов одинаковы и равны нулю. Тогда зависимость сигнала дальномерных частот от времени имеет вид [13]:

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{2\pi(f_{RK} - \delta f)}^{2\pi(f_{RK} + \delta f)} S_\Omega \cos(\Omega t) d\Omega = \\ &= 4S_\Omega \delta f \frac{\sin(2\pi\delta f t)}{2\pi\delta f t} \cos(2\pi f_{RK} t). \end{aligned} \quad (29)$$

Здесь первый сомножитель представляет собой огибающую функции $S(t)$, а второй – заполнение с частотой f_{RK} . Накопление сигнала обратного рассеяния соответствует операции интегрирования по времени огибающей функции дальномерных частот $S(t)$:

$$S_s(\delta f t) = \frac{2S_\Omega}{\pi} \int_0^{2\pi\delta f t} \frac{\sin x}{x} dx. \quad (30)$$

Результат интегрирования представляет собой интегральный синус [17], достигающий максимума при $2\pi\delta f t = \pi$, а затем уменьшающийся. Следовательно, данное условие соответствует оптимальному выбору времени накопления T_s сигнала обратного рассеяния. То есть, полуширина спектра сигнала дальномерных частот δf и оптимальное время накопления связаны соотношением

$$\delta f = 1/2T_s. \quad (31)$$

Далее, для получения максимума полезного сигнала необходимо, чтобы накопление сигнала обратного рассеяния производилось от участка трассы наибольшей протяженности при определенной выше разрешающей способности (27), то есть

$$2\delta R = \Delta R. \quad (32)$$

Отсюда с учетом (27), (28) и (31) находим выражение для периода модуляции зондирующего излучения:

$$T_m = T_s. \quad (33)$$

То есть период модуляции T_m необходимо выбирать равным времени накопления T_s . В свою очередь, время накопления T_s выбирается исходя из требуемых энергетических характеристик рефлектометра (16). В этом случае накопление сигналов производится в пределах всего участка $[R_K - \Delta R_K/2, R_K + \Delta R_K/2]$. Тогда исключается появление неконтролируемых участков в зондируемой трассе и обеспечивается получение максимально возможного сигнала обратного рассеяния при заданной разрешающей способности ΔR .

С учетом (33) условие дискретности спектра дальномерных частот (25) преобразуется к виду $f_{RK} = (\Delta F_d / T_s)(2nR_K / c) = K / T_s$, а выражения для зондируемых участков трассы R_K (26) и разрешающей способности по дальности ΔR (27) сохраняются неизменными.

При выполнении условия (33) $T_m = T_s$ непрерывный рефлектометр переходит в моноимпульсный режим работы. Цикл измерений производится в течение одного ЛЧМ импульса длительностью, равной времени накопления T_s . Применение моноимпульсного режима работы повышает метрологические характеристики рефлектометра, обеспечивает эффективное накопление сигналов обратного рассеяния и, следовательно, наиболее полное использование энергетических ресурсов лазерного излучателя.

Рассмотренные в настоящем разделе соотношения могут быть также применимы к непрерывным рефлектометрам с ЛЧМ оптической несущей и непрерывным лидарам с ЛЧМ интенсивности и ЛЧМ оптической несущей.

Энергетические характеристики непрерывных рефлектометров с ЛЧМ интенсивности зондирующего излучения

Исследование энергетических характеристик непрерывных рефлектометров с ЛЧМ интенсивности излучения произведено на основе анализа выражения (15), связывающего принимаемую и излучаемую мощность, дальность и разрешающую способность по дальности с учетом апертуры и затухания оптического волокна, а также рассеяния материала волокна.

Определим дальность действия R_{\max} непрерывного рефлектометра с разрешающей способностью по дальности $\Delta R = 1$ м при обнаружении сварного соединения, создающего потери $b_c = 0,1$ дБ, в оптическом волокне, имеющем следующие параметры: затухание $\alpha_1 = 0,3$ дБ/км, числовая апертура $NA = \sin \varphi_F = 0,15$ и показатель преломления сердцевины $n = 1,5$. Мощность непрерывного зондирующего сигнала принята равной $P_0 = 1$ мВт, а время накопления $T_S = 1$ с, что соответствует полосе пропускания приемного тракта $\Delta F = 1$ Гц. В предположении о механизме потерь в сростке за счет изотропного рассеяния на неоднородностях величина этого рассеяния существенно превышает рассеяние материала волокна $\beta(R)$ в (13), (15). Тогда в (13) и (15) произведение $[\Delta R \beta(R)]$ следует заменить величиной $(1 - 10^{-b_c/10})$ и выражение для принимаемой мощности в непрерывном режиме (15) преобразуется к виду

$$P_{rs}(R) = P_0 (1 - 10^{-b_c/10}) \frac{NA^2}{4n^2} \exp(-0,46\alpha_1 R). \quad (34)$$

В качестве фотодетектора выбран фоторезистор на основе InAs [18], имеющий в спектральном диапазоне 1,5...3,0 мкм обнаружительную способность $D^* = 10^{11}$ см²Гц^{1/2}Вт⁻¹ и площадь фоточувствительной площадки $S = 0,25 \times 0,25$ мм². Для полосы пропускания детекторной цепи 1 Гц, соответствующей принятому времени накопления T_S , пороговая мощность принимаемого сигнала P_i (6) равна $3,9 \cdot 10^{-13}$ Вт. Тогда дальность действия рефлектометра, определяемая условием равенства мощности сигнала обратного рассеяния (34) пороговому значению $P_{rs}(R_{\max}) = P_i$, составляет $R_{\max} = 86,1$ км.

Для импульсного метода зондирования (13) с заданной разрешающей способностью $\Delta R = 1$ м необходимы оптические импульсы длительностью (14) $\tau_i = 10^{-8}$ с. Тогда пороговая мощность фотодетектора (5) составляет $P_i = 2,5 \cdot 10^{-9}$ Вт, и достижение полученной выше дальности R_{\max} требует увеличения мощности зондирующих сигналов до $P_i = 6,35$ Вт.

При этих условиях в оптическом волокне стимулируется интенсивное протекание нелинейных процессов, связанных с вынужденным рассеянием Мандельштама-Бриллюэна, Рамана и др., влекущее существенные искажения результатов измерения параметров передачи волоконно-оптического тракта. Последние могут выражаться в завышенных значениях измеренного затухания в волокне по сравнению с рабочим режимом пере-

дачи информационных сигналов. В то же время, уменьшение импульсной мощности до «безопасного» уровня 1 мВт сокращает дальность действия до 9,8 км.

Таким образом, полный комплекс выполненных исследований позволяет реализовать достоинства непрерывных методов зондирования в рефлектометрических измерениях с линейной частотной модуляцией интенсивности зондирующего излучения. Это обеспечивает существенное повышение метрологических характеристик разрабатываемой аппаратуры в сочетании с наиболее полным использованием энергетических ресурсов лазерного излучателя в системах контроля параметров волоконно-оптических систем передачи.

Заключение

Результаты выполненных исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. На основании анализа энергетических характеристик квадратичного режима фотодетектирования оптических сигналов обоснована возможность существенного (в $10^3 \dots 10^4$ раз) уменьшения мощности зондирующего излучения при переходе от импульсного к непрерывному режиму рефлектометрических измерений.

2. На основании анализа работы фоторезистора в режиме радиогетеродинамирования разработаны принципы построения непрерывных рефлектометров с линейной частотной модуляцией интенсивности зондирующего излучения, обеспечивающие реализацию преимуществ непрерывных методов зондирования в инфракрасной области спектра, представляющей особый интерес для контроля состояния волоконно-оптических систем передачи.

3. Рассмотрены условия накопления принимаемых сигналов в непрерывных рефлектометрах с линейной частотной модуляцией зондирующего излучения. Показано, что применение моноимпульсного режима работы с длительностью ЛЧМ импульса, равной времени накопления, обеспечивает наиболее эффективное накопление сигналов обратного рассеяния.

4. Результаты исследований энергетических характеристик непрерывных рефлектометров с линейной частотной модуляцией интенсивности зондирующего излучения показывают, что при мощности зондирующего излучения 1 мВт достигается дальность действия рефлектометра 86,1 км. Одновременно исключаются искажения результатов измерения параметров передачи волоконно-оптического тракта за счет стимулирования нелиней-

ных процессов в оптическом волокне, присущие импульсным методам измерения для таких дальностей, где необходимые мощности зондирующих сигналов составляют 6,35 Вт.

5. Полный комплекс выполненных исследований позволяет реализовать достоинства непрерывных методов зондирования в рефлектометрических измерениях с линейной частотной модуляцией интенсивности излучения. Это обеспечивает существенное повышение метрологических характеристик разрабатываемой аппаратуры в сочетании с наиболее полным использованием энергетических ресурсов лазерных излучателей в системах контроля параметров волоконно-оптических систем передачи.

Литература

1. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи. М.: Техносфера, 2006. – 496 с.
2. Агишев Р.Р., Айбатов Л.Р., Иванов А.Н., Ильин Г.И., Польский Ю.Е. Лидар с линейной частотной модуляцией. Основные требования и характеристики // IX ВС по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. Тез. докл. Ч.2. Томск, 1987. – С.239-242.
3. Веницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Сов. радио, 1961. – 496 с.
4. Dieckmann A., Amann M.-C. FMCW-lidar with tunable-guide laser diode // Proc. SPIE. Vol. 2249, 1994. – P.22-30.
5. Шереметьев А.Г., Толпарев Р.Г. Лазерная связь. М.: Связь, 1974. – 384 с.
6. Harris M., Pearson G.N., Vaughan J.M., Letalic D., Karlsson C. The role of laser coherence length in continuous-wave coherent laser radar // Journal of Modern Optics. Vol.45, No8, 1998. – P.1567-1581.
7. Петрухин Г.Д. Фотоэлектронные умножители в режиме радиогетеродина. М.: Радио и связь, 1983. – 88 с.
8. Дианова В.А., Мустель Е.Р., Фишук А.П. Преобразование частоты при использовании двойной модуляции света // Радиотехника и электроника. Т.11, № 11, 1966. – С.2082-2085.
9. Андрианов Г.О., Дьяконов А.М. Двойное (оптическое и радиочастотное) гетеродинарование в средней части ИК-диапазона на фотосопротивлении $Hg_{1-x}Cd_xTe$ // Письма в ЖТФ. Т.8. Вып.19, 1982. – С.1197-1200.
10. Айбатов Л.Р. Методологическое применение содержания логической категории «понятие» в гуманитарных и технических науках // Вестник КГТУ им. А.Н.Туполева. №4, 2005. – С.94-99.
11. Верещагин И.К., Косяченко Л.А., Кокин С.М. Введение в оптоэлектронику. М.: Высшая школа. 1991. – 191 с.
12. Айбатов Л.Р. Применение прямоугольных импульсных зондирующих сигналов в непрерывных ЛЧМ-лидарах // Оптика атмосферы и океана. Т. 15, №7, 2002. – С.631-634.
13. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1971. – 672 с.
14. Лазерный контроль атмосферы. Под ред. Э.Д.Хинкли. М.: Мир, 1979. – 416 с.
15. Agishev R.R., Aybatov L.R., Pol'sky Yu.E. LFM-CW-lidar for remote detection of saturated hydrocarbons // Proc. SPIE. Vol. 2249, 1994. – P.31-37.
16. Малашин М.С., Каминский Р.П., Борисов Ю.Б. Основы проектирования лазерных локационных систем: М.: Высшая школа, 1983. – 207 с.
17. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1978. – 832 с.
18. Агишев Р.Р., Айбатов Л.Р., Власов В.А., Сагдиев Р.К. Дистанционное бесконтактное обнаружение утечек аммиака в цеховых условиях // Оптика атмосферы и океана. Т.12, №1, 1999. – С.70-74.

УДК 621.396.97

СПЕКТРАЛЬНОЕ УПЛОТНЕНИЕ DWDM

Ильичев В.П., Марыкова Л.А., Корнилов И.И.

Мультимедийные технологии позволяют доставлять до абонента широкий спектр услуг, в который входят голосовая связь, передача данных, трансляция видеоизображения и интеллектуальные услуги. При этом решается вопрос увеличения пропускной способности направляющей среды, в качестве которой используется кабель с оптическими волокнами (ОВ). Один из наиболее перспективных методов увеличения коэффициента использования пропускной

способности оптического волокна (ОВ) – является спектральное уплотнение или мультиплексирование по длинам волн (Wavelength Division Multiplexing, WDM). В статье рассмотрены причины возникновения нелинейных переходов между каналами, возникающими в ОВ, принципы разработки частотных планов оборудования WDM. Рассмотрена характеристика и возможность применения на сетях связи оборудование DWDM U-Node фирмы NEC.