

ветствия при сдвиге ЛЗ, размером в N элементов, должна быть создана следующим образом

$$\zeta_i \leftarrow N - 1 - i, \quad i = \overline{0, N - 1} \text{ или } i = \overline{0, i_{\max}}.$$

В этом случае операция сдвига и записи входного значения $y_{\text{вх}}$ во входную ячейку ЛЗ производится с помощью следующих действий

$$\begin{aligned} \zeta_0^{(k+1)} &\leftarrow k + i_{\max} + 1, \\ d_0^{(k+1)} &\leftarrow y_{\text{вх}}, \\ \zeta_{i_{\max}+1}^{(k+1)} &\leftarrow -1, \\ d_i^{(k+1)} &= d_{i-1}^{(k)}, \quad \zeta_i^{(k+1)} = \zeta_{i-1}^{(k)}, \quad i = \overline{0, i_{\max} - 1}. \end{aligned}$$

Здесь число записей при выполнении операции сдвига не зависит от размера ЛЗ. Однако при каждом считывании входного значения все адреса ячеек ЛЗ неограниченно увеличиваются на 1.

3. Для ЛЗ, использующей циклическую адресацию $d_{i+1}^{(k+1)} = d_i^{(k)}$, $i = \overline{0, i_{\max} - 1}$,

$$\zeta_{\left(\frac{i+1}{i_{\max}+1} - \left\lfloor \frac{i+1}{i_{\max}+1} \right\rfloor\right)(i_{\max}+1)}^{(k+1)} = \zeta_i^{(k)},$$

Здесь число записей при выполнении операции сдвига не зависит от размера ЛЗ. При этом запись новых адресов не происходит.

Обозначение некоторых действий над ЛЗ в виде операторов и функций

Для ЛЗ d операция записи входного значения $y_{\text{вх}}$ во входную ячейку ЛЗ обозначим как

$$d \leftarrow y_{\text{вх}},$$

где \leftarrow – оператор записи результата, выдаваемого одним объектом, в другой объект.

Операцию считывания значения из ЛЗ (из выходной ячейки ЛЗ) и запись в переменную $y_{\text{вых}}$ обозначим как

$$y_{\text{вых}} \leftarrow d.$$

Операцию циклического сдвига в ЛЗ без записей в ЛЗ обозначим в виде функции

$\text{shift}(d)$.

Операция создания ЛЗ

$\text{new}(d^{[N]})$.

Операция удаления ЛЗ

$\text{del}(d)$.

Выводы

При описании алгоритма работы радиотехнического объекта, включающего ЛЗ, при операциях записи и считывания данных можно использовать вышеприведенные обозначения.

Кроме того, если алгоритм подразумевает создание новых объектов ЛЗ или их удаление (что может быть использовано в объектно-ориентированных программах), то этот процесс также может быть кратко записан с помощью вышеприведенных обозначений.

Литература

1. Алышев Ю. В. Алгоритм, производящий поиск кратчайшей траектории на решетке дискретных альтернатив // ИКТ. Т.6, №2, 2008. – С. 10-19.

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396.4

ДЕКОДИРОВАНИЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ НА ВЫХОДЕ КАНАЛА С МСИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫРАВНИВАТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО РЕШЕНИЮ И МЯГКОГО ДЕКОДЕРА ВИТЕРБИ

Левин А.В., Петров О.А., Хабаров Е.О., Шалковский С.Ю.

В статье рассматриваются два метода декодирования сверточных кодов на выходе канала с МСИ с использованием выравнивателя с обратной связью по решению и мягкого декодера Витерби. Приводятся вероятностные характеристики, полученные методом имитационного моделирования. Показано, что применение указанных методов позволяет улучшить помехоустойчивость декодера.

Предварительные замечания

В современных телекоммуникационных системах широкое применение нашли сигнально-

кодовые конструкции (СКК), в основе которых лежит метод решетчатой модуляции (Trellis-Coded Modulation – TCM), причем наибольшее распространение нашли СКК с использованием сверточных кодов [1-4]. Такие конструкции широко применяются в системах передачи данных, системах мобильной связи и т.д.

При этом следует отметить, значительная часть используемых при этом каналов связи относится к классу каналов с межсимвольной интерференцией (МСИ), что затрудняет реали-

зацию оптимальных и субоптимальных алгоритмов, таких как алгоритм декодирования по максимуму апостериорной вероятности (МАВ) и алгоритм Витерби (АВ).

Оптимальный подход требует анализа метрик соответствующих путей по комбинированной решетке, число состояний которой зависит как от кодового ограничения кодера, так и от интервала рассеяния в канале связи. Такой подход обеспечивает высокие характеристики качества, однако его реализация наталкивается на непреодолимые трудности.

С учетом этого обстоятельства более перспективным представляется подход, использующий раздельную систему демодулятор-декодер. Мягкие решения, которые вырабатывает демодулятор, подаются на вход декодера, который фиксирует путь по кодовой решетке, соответствующий минимальной метрике (при использовании АВ), или последовательность символов (битов), имеющих максимальную апостериорную вероятность (при использовании МАВ-алгоритма).

Применительно к каналам с МСИ широкое применение нашли демодуляторы на основе выравнивателей с обратной связью по решению (ВОСР) – Decision Feed-Back Equalizers (DFBE), которые обладают существенными реализационными преимуществами при вполне удовлетворительных качественных показателях [3; 6].

Одной из особенностей таких демодуляторов является т.н. эффект размножения ошибок в цепи обратной связи по решению, который характеризуется кривыми 1 и 2, представленными на рис. 1-2.

Данные рисунки характеризуют помехоустойчивость ВОСР при идеальной ОСР (кривые 1) и реальной ОСР (кривые 2). При этом рис. 1 соответствует однолучевому каналу без амплитудно-частотных и фазочастотных искажений. На передаче использовалась система ФМ-8 при повышенной удельной скорости модуляции $\nu = 2\frac{2}{3}$ Бод/Гц (передача «быстрее Найквиста» с преднамеренной МСИ). Рис. 2 соответствует передаче того же сигнала по двухлучевому каналу с задержкой между лучами $\tau = 1,5T$ (где T – тактовый интервал), вектор комплексного коэффициента передачи которого определяется следующим соотношением:

$$\dot{\gamma} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} + 0,5 i & 0,8\sqrt{2} + 0,8\sqrt{2} i \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Из анализа представленных кривых следует, что несмотря на то, что размножение ошибок имеет место, ухудшение характеристик качества находится в вполне приемлемых рамках: энергетический проигрыш составляет 0,5 – 1,5 дБ.

На рис. 3-4 представлены характеристики качества системы, включающей в себя демодулятор с мягким выходом, работающий в рамках пространства Евклида, при использовании сверточного кода с относительной скоростью $R = \frac{2}{3}$ и кодовым ограничением $\nu = 3$. Из анализа данных кривых следует, что в такой системе влияние размножения ошибок носит катастрофический характер. В следующем разделе будет рассмотрен метод, позволяющий ослабить этот негативный эффект.

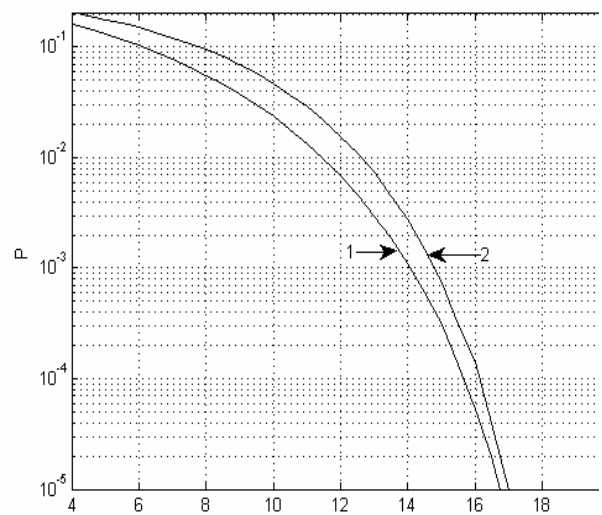


Рис. 1. Характеристики помехоустойчивости ВОСР при работе в однолучевом канале связи с фиксированными параметрами: 1 – при идеальной ОСР; 2 – при реальной ОСР

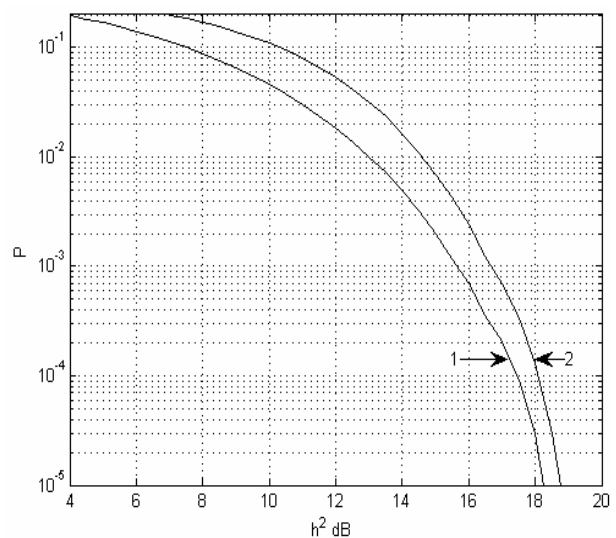


Рис. 2. Характеристики помехоустойчивости ВОСР при работе в двухлучевом канале связи с фиксированными параметрами: 1 – при идеальной ОСР; 2 – при реальной ОСР

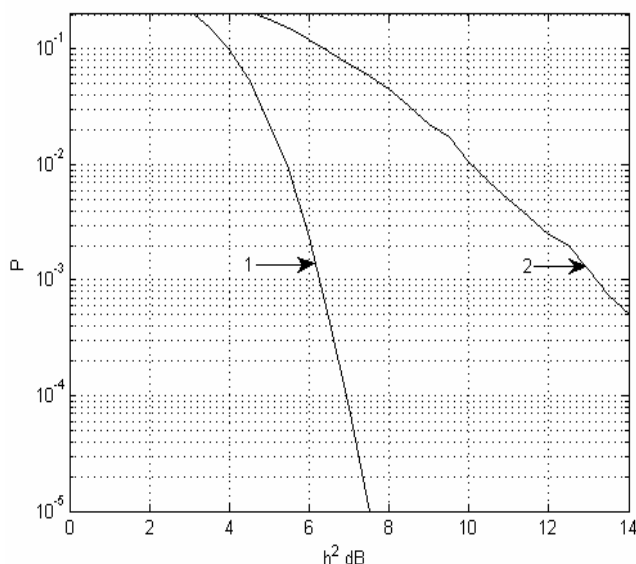


Рис. 3. Характеристики помехоустойчивости системы ВОСР – мягкий декодер Витерби при работе в однолучевом канале связи с фиксированными параметрами: 1 – при идеальной ОСР; 2 – при реальной ОСР

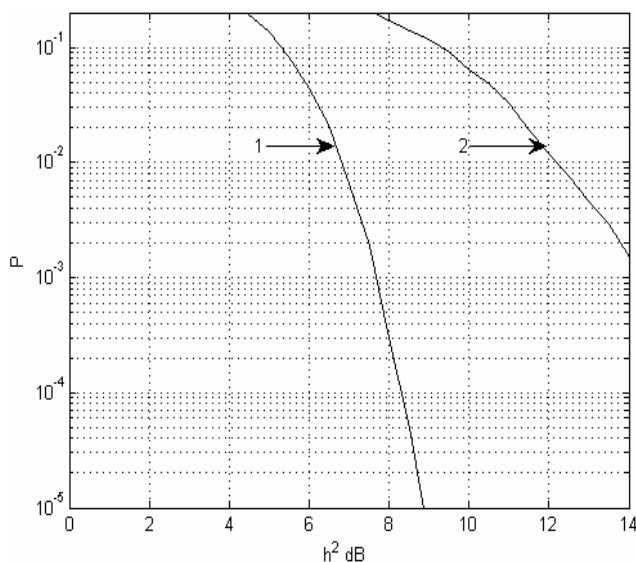


Рис. 4. Характеристики помехоустойчивости системы ВОСР – мягкий декодер Витерби при работе в двухлучевом канале связи с фиксированными параметрами: 1 – при идеальной ОСР; 2 – при реальной ОСР

Мягкий декодер Витерби с ОСР по кодовой решетке

Рассмотрим следующую процедуру декодирования. С выхода канала связи на вход демодулятора поступает сигнал, который представляет собой комплексную вектор-функцию, включающую в себя K независимых составляющих:

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \sum_i \dot{b}_{i,m} \dot{\phi}(t-iT) + \dot{\mathbf{n}}(t), \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{z}}(t) = [\dot{z}_1(t) \dots \dot{z}_k(t) \dots \dot{z}_K(t)]$, где, в свою очередь, $\dot{z}_k(t)$ – одна из составляющих анализируемой смеси, k – ее номер, $\dot{\phi}'(t-iT) = [\dot{\phi}_1(t-iT) \dots \dot{\phi}_k(t-iT) \dots \dot{\phi}_K(t-iT)]$ – вектор-функция импульсного отклика на единичный сигнальный элемент (импульс), i – его номер в последовательности, T – тактовый интервал, $M = 8$ – позиционность используемой сигнальной системы (ФМ-8), $(m=0; 1 \dots (M-1))$ – номер позиции, $b_{i,m} = (2 \cdot m + 1 - M)$ – комплексные амплитуды сигнальных элементов, $\dot{\mathbf{n}}(t) = [\dot{n}_1(t) \dots \dot{n}_k(t) \dots \dot{n}_K(t)]$ – комплексная вектор-функция аддитивной помехи типа АБГШ, $'$ – символ эрмитова сопряжения.

Данный сигнал поступает на вход многомерного фильтра, согласованного с вектор-функцией импульсного отклика на единичный сигнальный элемент $\dot{\phi}(t-iT)$ (ММСФ), комплексный сигнал на выходе которого определяется следующим соотношением:

$$\dot{y}(t) = \dot{r}(t) + \dot{u}(t) = \sum_{i=0}^I \dot{b}_{i,m} \cdot \dot{\psi}(t-iT) + \dot{u}(t), \quad (3)$$

где $\dot{\psi}(t)$ – автокорреляционная функция единичного элемента принимаемой сигнальной последовательности, $\dot{u}(t)$ – шумовая помеха на выходе ММСФ, представляющая собой гауссовский случайный процесс с АКФ

$$B_u(\tau) = \sigma_u^2 \frac{\dot{\psi}(\tau)}{\dot{\psi}(0)}.$$

На выходе ММСФ формируется вектор комплексных отсчетов, взятых через тактовый интервал T :

$$\dot{\mathbf{y}} = [\dot{y}(T+QT) \quad \dot{y}(2T+QT) \quad \dots \quad \dot{y}(IT+QT)], \quad (4)$$

где I – число сигнальных элементов в передаваемом пакете, Q – память канала связи.

Последовательность $\dot{\mathbf{y}}$ подается на вход выравнивающего фильтра, вектор весовых коэффициентов которого длиной $L \leq I$

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_L], \quad (5)$$

который оптимизирован по критерию минимума СКО [3].

Вектор отсчетов на его выходе определяется следующим соотношением:

$$\dot{\mathbf{x}} = \sum_{i=0}^I \dot{b}_{i,m} \dot{\xi}_i + \dot{\mathbf{v}}, \quad (6)$$

где ξ_i сдвинутые на i отсчетов векторы отсчетов отклика ВФ на единичный сигнальный элемент $\xi = [\xi_0 \ \xi_1 \ \dots \ \xi_Q]$, где, в свою очередь, ξ_0 – анализируемый отсчет, который подается на вход мягкого декодера Витерби.

На каждом шаге декодирования i , для каждого возможного состояния s вычисляются метрики ребер с номерами r , входящих в данное состояние s :

$$d_{i,s,r}^2 = |\delta_{i,s,r}|^2, \quad (7)$$

где разностные амплитуды

$$\hat{\delta}_{i,s,r} = \hat{x}_i - \hat{w}_{s,r} - \sum_{q=1}^Q \hat{b}_{i-q,s,r} \xi_q, \quad (8)$$

где, в свою очередь, $\hat{w}_{s,r}$ – опорный комплексный отсчет, соответствующий ребру r , входящему в состояние s ; $\hat{b}_{i-q,s,r}$ – амплитуды сигнальных элементов, соответствующих «победившему» пути по кодовой решетке, который предшествует данному ребру. В остальном декодирование осуществляется обычным образом.

Кривые 3, представленные на рис. 5-6, характеризуют помехоустойчивость предложенного декодера. Анализ указанных характеристик позволяет сделать вывод, что применение декодера Витерби с ОСР по кодовой решетке позволяет существенно улучшить характеристики приемного устройства.

Использование метода двунаправленного мягкого декодирования с арбитражным принятием решения

Одним из эффективных путей повышения помехоустойчивости демодуляторов на основе ВОСР является применение метода двунаправленной демодуляции [6-7].

В основе указанного метода лежит то, что при демодуляции в прямом и обратном направлениях соответствующие шумовые отсчеты на выходе ВФ отличаются друг от друга, хотя и являются коррелированными случайными величинами. В силу этого обстоятельства вероятность совпадающих ошибок при демодуляции в прямом и обратном направлениях относительно невелика [7].

С учетом приведенных соображений можно предложить следующую процедуру декодирования. На первом этапе осуществляется декодирование сигнального пакета в прямом и обратном направлениях декодером Витерби с ОСР по кодовой решетке, в результате чего фиксируются две

последовательности состояний, характеризующих соответствующие пути по кодовой решетке. Совпадающие отрезки путей считаются достоверными, и по ним принимаются окончательные решения относительно соответствующих отрезков информационной последовательности.

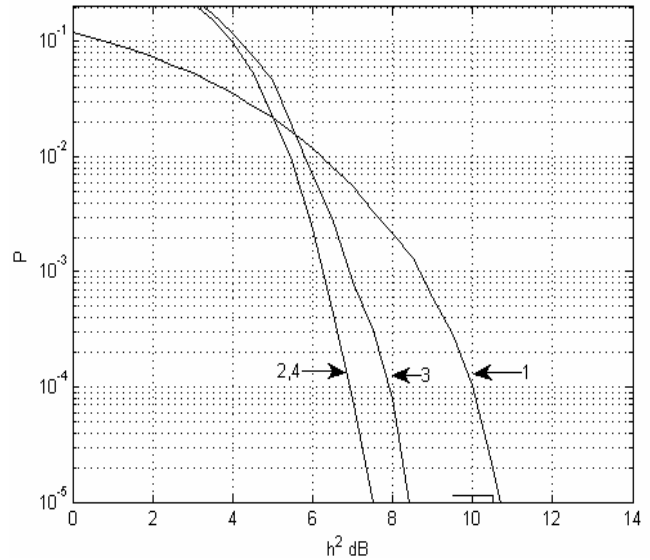


Рис. 5. Характеристики помехоустойчивости различных систем при работе в однолучевом канале связи с фиксированными параметрами: 1 – система ФМ-4 без кодирования; 2 – система ВОСР – мягкий декодер Витерби при идеальной ОСР (ФМ-8, сверточный код, $R = 2/3$); 3 – декодер Витерби с ОСР по кодовой решетке; 4 – двунаправленный декодер с арбитражным принятием решения

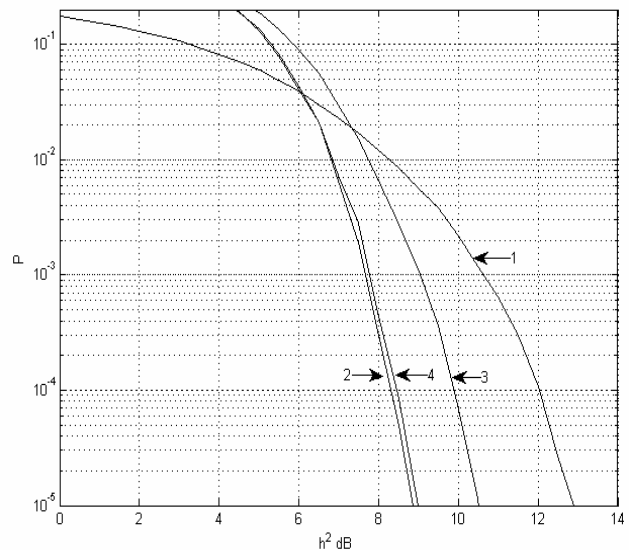


Рис. 6. Характеристики помехоустойчивости различных систем при работе в двухлучевом канале связи с фиксированными параметрами: 1 – система ФМ-4 без кодирования; 2 – система ВОСР – мягкий декодер Витерби при идеальной ОСР (ФМ-8, сверточный код, $R = 2/3$); 3 – декодер Витерби с ОСР по кодовой решетке; 4 – двунаправленный декодер с арбитражным принятием решения

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

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

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