

УДК 681.3.16

КОНТРОЛЬ НАРУШЕНИЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЯХ МЕТОДАМИ ИНТЕГРАЛЬНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ И ПРЯМОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ

К. И. Балашов, В. В. Шубин
(ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ", г. Саров Нижегородской области)

Представлены результаты разработки способа контроля нарушений волоконно-оптических линий в распределенных информационно-вычислительных сетях методами интегральной рефлектометрии и прямого детектирования. Показано, что метод оптической рефлектометрии во временной области более предпочтителен по сравнению с методом прямого детектирования. Недостаток оптической рефлектометрии во временной области — слабый сигнал обратного рассеяния и, как следствие, инерционность принятия решения. Показано, что этот недостаток можно устранить, используя метод интегральной рефлектометрии. Для повышения надежности и быстродействия предлагается одновременное использование методов интегральной рефлектометрии и прямого детектирования в одном устройстве контроля. Приведены расчет параметров и структурная схема предлагаемого устройства.

Ключевые слова: волоконно-оптическая линия передачи, распределенная информационно-вычислительная сеть, нарушение оптического волокна, метод интегральной рефлектометрии, метод прямого детектирования.

Введение

В современных распределенных волоконно-оптических информационно-вычислительных сетях большое внимание уделяется надежности их функционирования. Для этого необходимо своевременно обнаруживать и реагировать на нарушения волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП), вызванные различными причинами, в том числе преднамеренной попыткой отвода сигнала [1]. Поэтому современные волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) снабжаются системами мониторинга, которые отслеживают и сигнализируют об изменениях прямых и обратных потерь в оптических волокнах (ОВ). Для оперативного обнаружения нарушений и реагирования используются системы контроля, входящие в состав приемопередающей аппаратуры ВОСП, которые работают непрерывно и круглосуточно. Наиболее важными параметрами систем контроля являются их чувствительность к нарушению ОВ и время реакции на нарушение.

Современные алгоритмы контроля базируются на методе обнаружения детерминированных сигналов на фоне случайных помех, разработанном достаточно давно [2]. Общие принципы и алгоритмы работы систем контроля методом прямого детектирования были описаны в статье [3], где отмечена их специфика. Это полная неопределенность параметров сигнала нарушения (время появления, форма, амплитуда, фаза), сложный состав входной реализации сигнала контроля (опорный сигнал, шум, стационарные перемещения, сигнал нарушения). Кроме того, есть ограничение времени наблюдения. Для обнаружения нарушений ОВ, помимо метода прямого детектирования, существует метод оптической рефлектометрии [4]. Традиционный метод оптической рефлектометрии во временной области (Optical Time Domain Reflectometry — OTDR) для систем контроля до последнего времени практически не применялся из-за его инерционности. Изобретение способа интегральной рефлектометрии позволяет анализировать обратно рассеянный сигнал без его накопления.

Вопросу анализа и использования методов прямого детектирования и интегральной рефлектометрии в системах контроля нарушений ОВ посвящена настоящая статья.

Анализ методов обнаружения нарушений

Сначала сравним два способа обнаружения нарушений ОВ — метод прямого детектирования и OTDR.

Обобщенная структурная схема системы контроля методом прямого детектирования представлена на рис. 1. Контрольный оптический сигнал, сформированный оптическим передатчиком ОПДК, суммируется с помощью волнового мультиплексора (WDM-мультиплексора) MUX с информационным оптическим сигналом (сигналами), поступающим от оптического передатчика ОПДИ. Информационные и контрольные оптические сигналы передаются на различных рабочих длинах волн. После этого суммарный оптический сигнал через замкнутый оптический переключатель ОП передается по ОВ на заданное расстояние и демультиплексируется по длинам волн с помощью WDM-

демультиплексора DEM. Информационные оптические сигналы поступают на оптический приемник ОПМИ, а контрольные — на оптический приемник ОПМК, где они преобразуются в электрические сигналы и усиливаются. Контрольный сигнал поступает на микроконтроллер (МК), где происходит его обработка аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и дальнейшая обработка по специальному алгоритму [3]. В случае обнаружения нарушения МК по обратному каналу ОК с помощью оптического переключателя отключает передачу сигналов.

Обобщенная структурная схема системы контроля методом оптической рефлектометрии во временной области представлена на рис. 2. Здесь МК формирует периодические зондирующие сигналы, которые поступают на оптический передатчик ОПДК, где преобразуются в оптические сигналы. После этого сигналы через оптический циркулятор ОЦ передаются на вход WDM-мультиплексора, где складываются с информационными оптическими сигналами, поступающими от передатчика ОПДИ. Информационные и контрольные оптические сигналы передаются на различных рабочих длинах волн. Суммар-

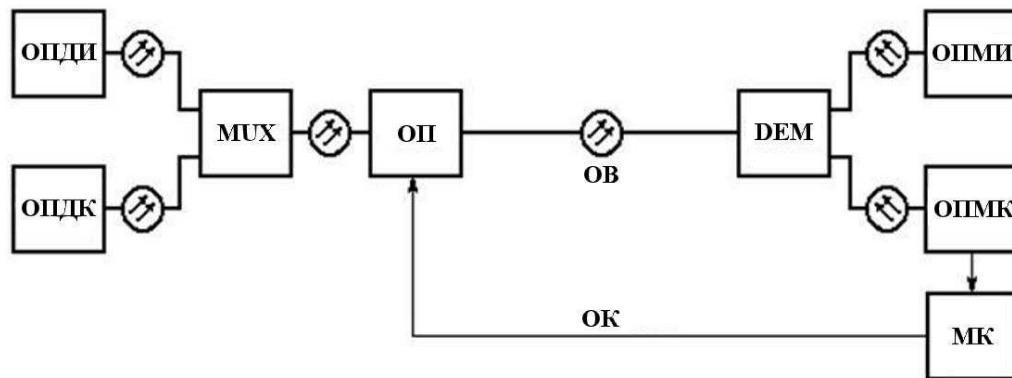


Рис. 1. Структурная схема системы контроля методом прямого детектирования

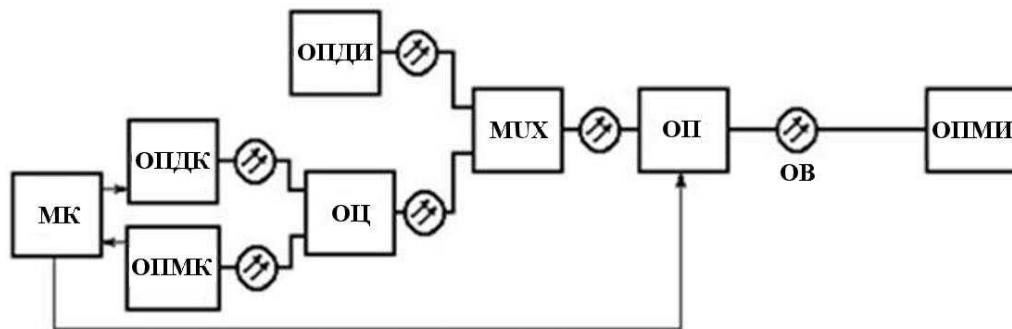


Рис. 2. Структурная схема системы контроля методом оптической рефлектометрии во временной области

ный оптический сигнал через оптический переключатель поступает в ОВ. Информационные оптические сигналы поступают на вход приемника ОПМИ, а обратно рассеянное излучение через ОП, MUX и ОЦ попадает на вход приемника ОПМК. Приемник преобразует оптический сигнал в электрический и усиливает его. Обратный рассеянный сигнал поступает на МК, где обрабатывается по специальному алгоритму (формируется рефлектограмма). В случае обнаружения на рефлектограмме локального дефекта МК с помощью оптического переключателя отключает передачу оптических сигналов.

Метод OTDR измеряет непосредственно прямые потери на локальном дефекте, вызванном нарушением ОВ, а метод прямого детектирования измеряет изменение коэффициента передачи между оптическими полюсами ВОЛП, по которому делается вывод о появлении локального дефекта. Для метода прямого детектирования обязательно требуется обратный канал, для метода OTDR такой канал не нужен. Точность измерения методом прямого детектирования зависит от стабильности мощности контрольного сигнала. Метод OTDR сразу измеряет относительные потери и поэтому не зависит от стабильности источника излучения. К единственному недостатку метода оптической рефлектометрии во временной области следует отнести низкий уровень мощности обратнорассеянного излучения и связанную с этим высокую инерционность, обусловленную необходимостью накопления сигнала в течение длительного времени. Для устранения этого недостатка может быть использован метод интегральной рефлектометрии.

Сравнение метода интегральной рефлектометрии и OTDR-метода

Метод интегральной рефлектометрии отличается от метода обычной рефлектометрии OTDR тем, что длительность зондирующего импульса выбирается большей или равной удвоенному времени распространения излучения в тестируемом волокне [5] и обратнорассеянное излучение регистрируется не с началом зондирующего импульса (передний фронт), а с его окончанием (задний фронт) [6]. Энергия зондирующего импульса максимальна, и, соответственно, максимальна мощность обратного рассеянного сигнала, что позволяет сократить время обработки и принятия решения.

Составляющая коэффициента затухания ОВ, обусловленная рэлеевским рассеянием в ОВ, хорошо интерполируется формулой [7]

$$\alpha_{rel} = K_{rel}\lambda^{-4} \text{ [дБ/км]},$$

где $K_{rel} = 0,8 \text{ мкм}^4 \cdot \text{дБ/км}$; $\lambda \text{ [мкм]}$ — рабочая длина волны.

С одной стороны, чем больше потери на рэлеевское рассеяние, тем больше мощность обратнорассеянного излучения. Но при этом необходимо учитывать, что при прохождении сигнала по ОВ мощность излучения падает пропорционально коэффициенту затухания в волокне. На рис. 3, взятом из [7], представлена типовая зависимость коэффициента затухания α от длины волны λ для одномодовых (SMF) и многомодовых (MMF) ОВ.

В табл. 1 приведены потери на рэлеевское рассеяние α_{rel} , коэффициент затухания α и динамический диапазон D для длины ОВ 100 км и длин волн 1310, 1550 и 1625 нм. Из таблицы следует, что наименьший динамический диапазон достигается при использовании длин волн 1550 и 1625 нм. Кроме того, прямые потери на локальных дефектах увеличиваются при увеличении длины волны [1]. Поэтому для рефлектометрии целесообразно использование длин волн

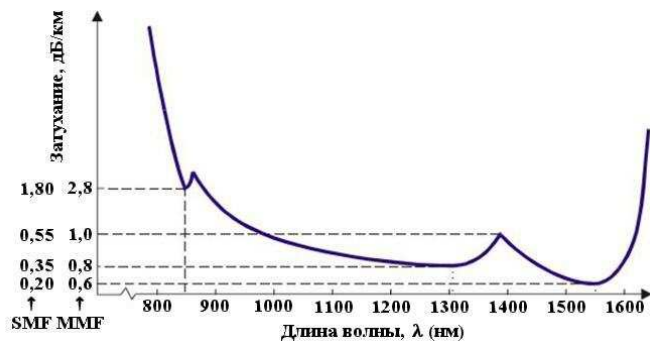


Рис. 3. Зависимость коэффициента затухания от длины волны [7]

Таблица 1
Параметры ОВ длиной 100 км в зависимости от длины волны λ

λ , нм	α_{rel} , дБ/км	α , дБ/км	D , дБ
1310	0,27	0,40	40
1550	0,14	0,25	25
1625	0,11	0,20	20

на участках C -диапазона (от 1530 до 1565 нм) и L -диапазона (от 1565 до 1625 нм).

В ОВ только часть рассеянного излучения канализируется сердцевинной и распространяется вдоль волокна в направлении входного торца. Обратнорассеянное излучение можно оценить с помощью коэффициента G — отношения мощности сигнала, распространяющегося в ОВ в обратном направлении, к мощности сигнала, соответствующего полным потерям. Коэффициент G может быть вычислен по формуле [8]

$$G = 10 \lg \left(\frac{\ln 10}{10} S \alpha_{rel} \Delta x \right) \text{ [дБ]}, \quad (1)$$

где S — фактор обратного рассеяния; α_{rel} [дБ/км] — потери на рэлеевское рассеяние; Δx [км] — длина участка ОВ, с которого собирается обратное рассеяние.

Для одномодового ОВ фактор обратного рассеяния вычисляется по формуле [8]

$$S = \frac{1}{4,55} \left(\frac{NA}{n} \right)^2, \quad (2)$$

где NA — числовая апертура волокна (для SMF-28 при $\lambda = 1550$ нм $NA = 0,128$); n — показатель преломления сердцевинной ОВ (для SMF-28 при $\lambda = 1550$ нм $n = 1,4504$).

Подставляя (2) в формулу (1), получаем

$$\begin{aligned} G &= 10 \lg \left(\frac{\ln 10}{10 \cdot 4,55} \left(\frac{NA}{n} \right)^2 \alpha_{rel} \Delta x \right) = \\ &= -13 + 10 \lg \left(\left(\frac{NA}{n} \right)^2 \alpha_{rel} \Delta x \right) \text{ [дБ]}. \end{aligned}$$

Коэффициент обратного рассеяния G может быть вычислен и по более простой формуле [9], имеющей оценочный характер:

$$G = -80 + 10 \lg (\tau_n) \text{ [дБ]},$$

где τ_n [нс] — длительность зондирующего импульса.

Длина участка ОВ, с которого собирается обратное рассеяние, и длительность зондирующего импульса взаимосвязаны [4]:

$$\Delta x = \frac{\tau_n c}{2n} \text{ [км]}, \quad (3)$$

где c [км/с] — скорость света в вакууме.

Как показывает практика, использование в расчетах формулы (3) для вычисления коэффициента обратного рэлеевского рассеяния для

OTDR-метода возможно лишь при небольших Δx и τ_n , не превышающих типовых значений. Как правило, в OTDR-методе применяются импульсы длительностью не более 20 нс [9], что соответствует длине участка ОВ, с которого собирается обратное рассеяние, в 2 км.

Как ранее отмечалось, в интегрирующих рефлектометрах длительность зондирующего импульса соответствует удвоенной длине линии. При таких значениях длина участка Δx , с которого собирается обратное рассеяние, будет равна эффективной длине волокна, которая рассчитывается по формуле [10]

$$L_{eff} = \alpha^{-1} (1 - e^{-\alpha L}) \text{ [км]},$$

где α [км⁻¹] — коэффициент затухания; L [км] — физическая длина ОВ. График зависимости эффективной длины ОВ от физической для различных коэффициентов затухания, взятый из [11], приведен на рис. 4.

Таким образом, формула для вычисления коэффициента обратного рэлеевского рассеяния для метода интегральной рефлектометрии примет вид

$$G = -13 + 10 \lg \left(\left(\frac{NA}{n} \right)^2 \alpha_{rel} L_{eff} \right) \text{ [дБ]}.$$

Результаты расчета длительности зондирующего импульса τ_n , эффективной длины ОВ L_{eff} , коэффициента обратного рассеяния G при интегральной рефлектометрии для длины волны 1550 нм в зависимости от физической длины ОВ L приведены в табл. 2. Для OTDR-метода длительность зондирующего импульса выбирается

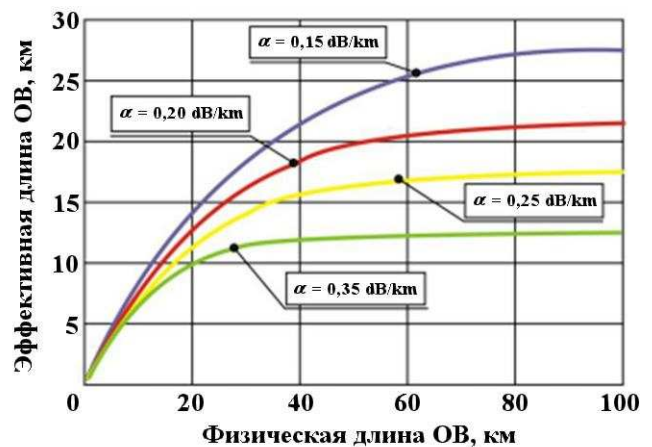


Рис. 4. График зависимости эффективной длины ОВ от физической длины ОВ [11]

Таблица 2

Длительность импульса, эффективная длина ОВ и коэффициент обратного рассеяния в зависимости от физической длины ОВ для метода интегральной рефлектометрии ($\lambda = 1\ 550$ нм)

L , км	$\tau_{и}$, мкс	L_{eff} , км	G , дБ
0,1	1	0,1	-52,64
1	10	0,97	-42,71
10	100	7,6	-33,77
20	200	11,9	-31,83
30	300	14,3	-31,02
40	400	15,6	-30,65
50	500	16,4	-30,43
60	600	16,8	-30,33
70	700	17,1	-30,25
80	800	17,2	-30,23
90	900	17,3	-30,20
100	1 000	17,3	-30,20

в зависимости не от физической длины линии, а от необходимой точности обнаружения места нарушения. Чем меньше длительность зондирующего импульса, тем выше точность. Как при физической длине ОВ $L = 1$ км, так и при $L = 100$ км при одинаковой точности обнаружения места нарушения (100 м) длительность зондирующего импульса будет одинакова и значение коэффициента G будет также одинаково: $G = -52,64$ дБ.

Из табл. 2 видно, что при физической длине линии 100 км использование метода интегральной рефлектометрии дает значительное увеличение (22,44 дБ) коэффициента обратного рэлеевского рассеяния по сравнению с OTDR-методом при длительности импульса 1 мкс, что приводит к значительному увеличению мощности обратнорассеянного сигнала.

Расчет мощности на оптическом приемнике производится по формуле [9]

$$W_r = W_o - 2\eta - 2L\alpha + G \text{ [дБм]}, \quad (4)$$

где W_o [дБм] — мощность излучения источника зондирующих импульсов; η [дБ] — потери при прохождении света через пассивные оптические компоненты.

Оценки максимальной $W_{r \max}$ и минимальной $W_{r \min}$ мощностей сигнала на входном полюсе оптического приемника для метода интегральной рефлектометрии при разных значениях мощности зондирующего импульса W_o при-

ведены в табл. 3 для коэффициента обратного рассеяния $G = -30,2$ дБ, потерь $\eta = 1,0$ дБ, длины ОВ $L = 100$ км и коэффициента затухания $\alpha = 0,25$ дБ/км. Значения максимальной и минимальной мощностей обратнорассеянного сигнала для OTDR-метода на 22,44 дБ меньше при тех же значениях мощности зондирующего импульса.

Важно, чтобы мощность, попадающая на оптический приемник, превышала его порог чувствительности $P_{пр}$. При типичном значении пороговой чувствительности лавинного фотодиода 10^{-14} Вт/√Гц и ширине полосы 1 МГц получаем $P_{пр} = -80$ дБм [9]. Из табл. 3 видно, что даже при минимальной мощности зондирующего импульса для метода интегральной рефлектометрии указанное условие выполняется. Что касается OTDR-метода, то даже при максимальной мощности зондирующего импульса порог чувствительности фотоприемника не превышает ($P_{пр} = -81,64$ дБм).

Для метода интегральной рефлектометрии на рис. 5 приведено сопоставление теоретической и экспериментальной зависимостей мощности обратнорассеянного сигнала от длительности зондирующего импульса для одномодового волокна Corning SMF-28 длиной 50 км с коэффициентом затухания $\alpha = 0,18$ дБ/км при длине волны 1 550 нм, мощности зондирующего импульса 13 дБм и потерях на пассивных компонентах 2,1 дБ. Видно, что, начиная с длительности импульса ~ 70 мкс, экспериментальные и теоретические значения постоянно расходятся. Это свидетельствует о влиянии на мощность обратнорассеянного сигнала нелинейных эффектов, усиливающих с ростом эффективной длины ОВ [10], которые накладывают ограничение на мощность зондирующего импульса.

Таблица 3

Мощности сигнала на входе оптического приемника при разных значениях мощности зондирующего импульса

W_o , дБм (мВт)	$W_{r \max}$, дБм	$W_{r \min}$, дБм
13,0 (20)	-19,2	-69,2
16,0 (40)	-16,2	-66,2
19,0 (80)	-13,2	-63,2
21,7 (150)	-10,5	-60,5
23,0 (200)	-9,2	-59,2

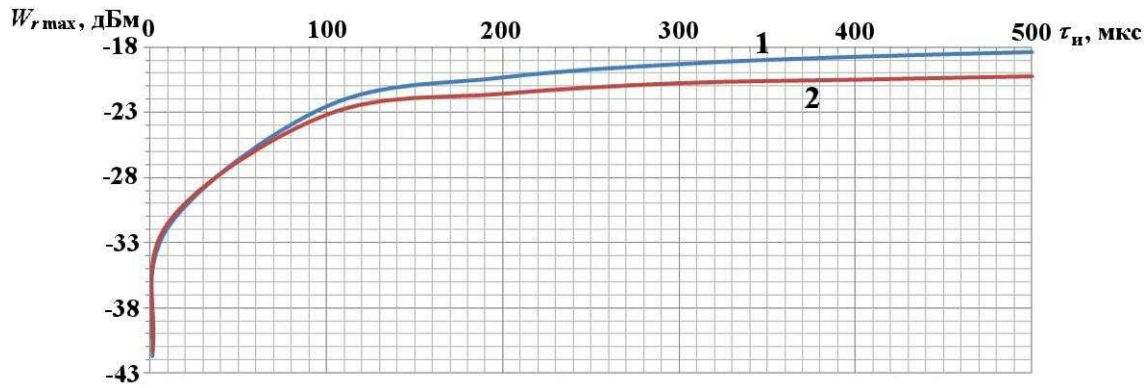


Рис. 5. Зависимость мощности обратнорассеянного сигнала от длительности зондирующего импульса: 1 — теория; 2 — эксперимент

Выбор способа приема оптического контрольного сигнала

Количественной оценкой нарушения ОВ служат внесенные дополнительные прямые потери A_d , которые обнаруживаются системой контроля с заданными вероятностными параметрами: средним временем наработки на ложную тревогу $T_{лт}$ и вероятностью обнаружения нарушения P_o . При заданных вероятностных параметрах по критерию Неймана—Пирсона определяется порог обнаружения. Значение $A_d(P_o, T_{лт})$ может быть вычислено по формуле

$$A_d(P_o, T_{лт}) = -10 \lg \left(1 - \frac{\Delta w}{w(z)} \right) \text{ [дБ]},$$

где $w(z)$ [Вт] — мощность оптического сигнала в ОВ в месте нарушения с координатой z ; Δw [Вт] — изменение мощности в ОВ, вызванное нарушением.

Для оптического приемника с линейной характеристикой

$$A_d(P_o, T_{лт}) = -10 \lg \left(1 - \frac{\sigma Q(T_{лт}) k_p(P_o)}{UN^{0,5}} \right) \text{ [дБ]}. \quad (5)$$

Здесь σ [В] — среднеквадратическая величина (СКВ) шума и помех; $Q(T_{лт})$ [отн. ед.] — отношение порога принятия решения к СКВ, которое характеризует заданное время наработки на ложную тревогу $T_{лт}$; $k_p(P_o)$ [отн. ед.] — коэффициент превышения порога, обеспечивающий заданную вероятность обнаружения P_o ; N — количество отсчетов за время наблюдения; U [В] — амплитуда контрольного сигнала, которая вычисляется по формуле

$$U = 10^{0,1A} W_o K_{фд} R_{п} K_y, \quad (6)$$

где W_o [Вт] — мощность источника контрольного сигнала; A [дБ] — коэффициент передачи между оптическими полюсами ВОЛП; $K_{фд}$ [А/Вт] — коэффициент передачи фотодетектора; $R_{п}$ [Ом] — сопротивление передачи трансимпедансного усилителя; K_y [отн. ед.] — коэффициент усиления линейного усилителя.

Для оптического приемника с логарифмической характеристикой

$$A_d(P_o, T_{лт}) = \frac{\sigma Q(T_{лт}) k_p(P_o)}{k_{lg} N^{0,5}} \text{ [дБ]}, \quad (7)$$

где k_{lg} [В/дБ] — коэффициент преобразования логарифмического усилителя.

Сравнение формул (5)—(7) показывает преимущества логарифмического оптического приемника по сравнению с линейным приемником, а именно:

- логарифмический приемник измеряет потери непосредственно в децибелах, в то время как линейный приемник измеряет изменение мощности сигнала в относительных единицах и требуется дополнительное вычисление A_d путем логарифмирования;
- потери, измеряемые логарифмическим приемником, не зависят от амплитуды контрольного сигнала во всем динамическом диапазоне. У линейного приемника имеется прямая зависимость измерений от амплитуды контрольного сигнала, что требует введения схемы автоматического регулирования усиления (АРУ) в зависимости от потерь в линии;
- точность измерения потерь логарифмическим приемником зависит только от шума и помех. Точность линейного приемника, кроме того, зависит от стабильности источника

контрольного сигнала и оптического приемника.

К недостаткам логарифмического приемника можно отнести только необходимость более высокой, по сравнению с линейной, схемы разрядности АЦП, что обусловлено функцией логарифмирования входного сигнала.

Определение единицы младшего разряда, разрядности АЦП и времени наблюдения

Исходной величиной для расчетов A_d является СКВ шума σ входного аналогового сигнала АЦП. По ее значению определяются разрядность АЦП и время наблюдения T_n или объем выборки наблюдения

$$N = T_n f_0,$$

где f_0 [Гц] — частота выборки. После этого рассчитывается порог обнаружения сигнала нарушения в зависимости от среднего времени наработки на ложную тревогу $T_{лт}$. Далее определяется требуемое превышение порога $k_p(P_0)$ в соответствии с заданной вероятностью обнаружения P_0 . Наконец, рассчитывается значение внесенных дополнительных прямых потерь A_d , которое соответствует вероятности обнаружения нарушения P_0 .

Поскольку отсчет ведется от СКВ шума (меньше этого значения ничего нет), то логично предположить, что значение единицы младшего разряда (ЕМР) АЦП должно быть примерно равно этой величине. Дальнейшее уменьшение ЕМР не только не увеличит точности определения дополнительных потерь, но снизит время наблюдения и увеличит требуемый объем памяти МК. Время наблюдения выбирается таким, чтобы процесс за это время можно было считать стационарным. А это означает, что стационарным смещением от внешних и внутренних воздействий можно пренебречь. Таким образом, смещение должно

быть соизмеримо с ЕМР. Очевидно, чем меньше ЕМР, тем короче будет время наблюдения и соответственно ниже чувствительность. На рис. 6 схематично показана взаимозависимость времени наблюдения T_n и ЕМР АЦП.

Таким образом, значение ЕМР имеет ограничения и сверху, и снизу, т. е. должно быть примерно равно СКВ шума. Более точно время, в течение которого процесс можно считать стационарным, определяется по гистограмме распределения отклонений от среднего выборочного значения за заданное время наблюдений [3].

Разрядность АЦП n определяется отношением максимального входного сигнала, который, в свою очередь, задает опорное напряжение АЦП ($U_{оп}$), к ЕМР:

$$2^n = \frac{U_{оп}}{ЕМР}.$$

Очевидно, что максимальное значение сигнала будет зависеть от динамического диапазона входных сигналов, который, в свою очередь, пропорционален изменению коэффициента передачи между оптическими полюсами ВОЛП. При типовом значении изменения в ВОЛП коэффициента передачи A от 0 до 20–30 дБ для поддержания постоянного значения A_d необходимо, чтобы значение опорного сигнала U было постоянным (см. (5)). При линейном оптическом приемнике, как уже отмечалось, это потребует введения АРУ. При этом необходимо помнить, что шум в ВОСП практически определяется только тепловым шумом входных цепей оптического приемника. При изменении в ВОЛП коэффициента передачи A на 20–30 дБ коэффициент усиления линейного усилителя K_y будет изменяться в 100–1 000 раз. Очевидно, в этом случае невозможно выполнить условие соответствия ЕМР и СКВ шума, так как это потребует изменения ЕМР, что при использовании одного АЦП сделать достаточно трудно.

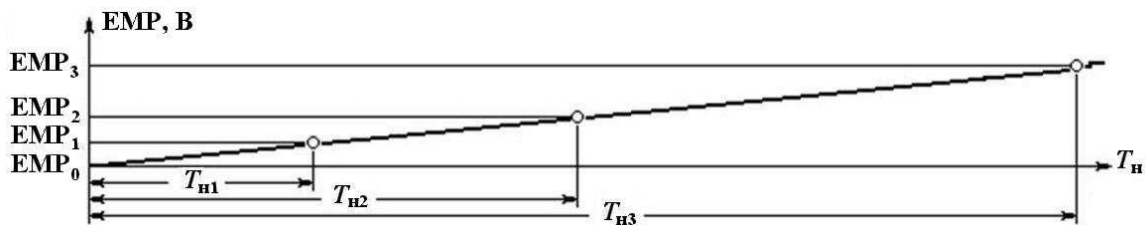


Рис. 6. Взаимозависимость ЕМР и времени наблюдения

Решение данной проблемы может быть достигнуто с использованием логарифмического оптического приемника. В этом случае входной сигнал АЦП изменится всего в 2–3 раза, а СКВ шума будет постоянной во всем диапазоне, поэтому АРУ уже не потребуется.

Устройство контроля методами интегральной рефлектометрии и прямого детектирования

Как известно [3], вероятный диапазон времени вывода сигнала составляет от 0,5 (быстрые нарушения) до $3 \cdot 10^3$ с (медленные нарушения). Обнаружение попытки съема сигнала и реакция контроллера защиты на нарушение должны происходить на стадии его вывода за время не более длительности вывода оптического излучения. При быстром внесении дополнительных прямых потерь A_d метод интегральной рефлектометрии не обеспечивает необходимого времени реакции контроллера на нарушение, реализуемое методом прямого детектирования. Поэтому обнаружение быстрых нарушений производится с помощью метода прямого детектирования.

На основе вышеизложенного была разработана структурная схема комплексного устройства контроля методами интегральной рефлектометрии

и прямого детектирования (рис. 7). МК формирует периодические зондирующие сигналы длительностью, равной удвоенному времени распространения света в исследуемом волокне, которые поступают на оптический передатчик, где преобразуются в оптические сигналы. После этого контрольные оптические сигналы через оптический циркулятор передаются на вход WDM-мультиплексора, где складываются с информационными оптическими сигналами. Информационные и контрольные оптические сигналы передаются на различных рабочих длинах волн (λ_n и λ_k соответственно). Суммарный оптический сигнал через оптический переключатель поступает в ОВ1. Обратнорассеянное излучение с ВОЛП через ОП, MUX, ОЦ поступает на фотодиод ФД. После преобразования в фототок, усиления и логарифмирования сигнал поступает на вход МК, где преобразуется в цифровую форму и обрабатывается по специальной программе (формируется рефлектограмма). Кроме того, излучение, которое распространяется по ВОЛП по обратному каналу через ОВ2, попадает на демультиплексор, который выделяет излучение с контрольной длиной волны λ_k . Сигнал принимается фотодиодом, усиливается логарифмическим усилителем ЛУС и поступает на вход МК, где преобразуется в цифровую форму и обрабатывается по

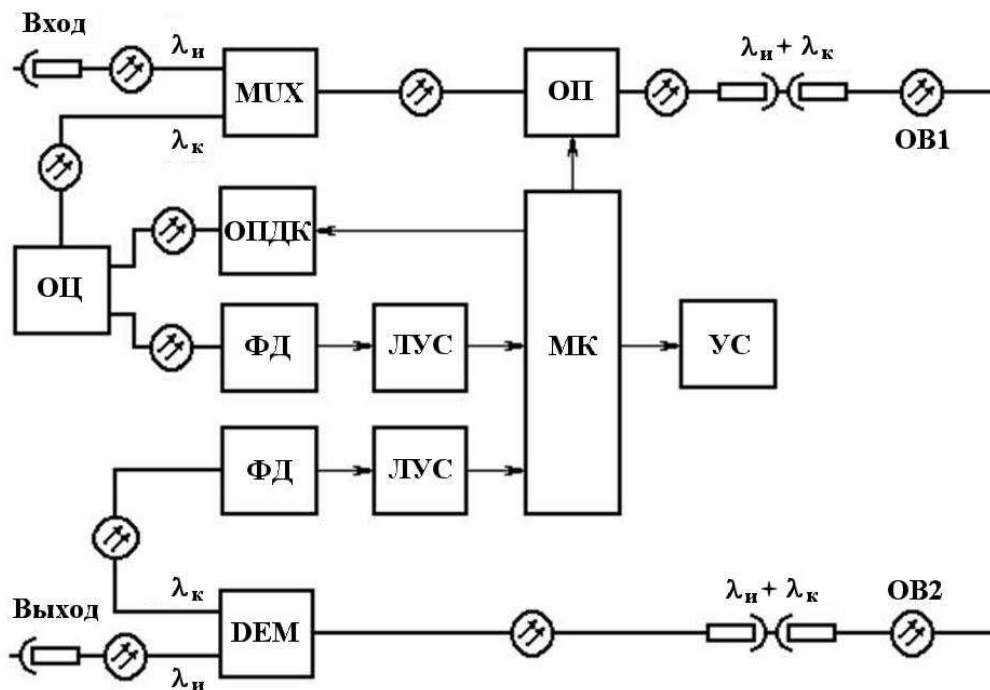


Рис. 7. Структурная схема комплексного устройства контроля

специальной программе. В случае появления на рефлектограмме, сформированной МК, локального дефекта с потерями, большими установленного порога, или обнаружения нарушения по обратному каналу МК формирует сигнал отключения оптического переключателя и включает устройство сигнализации УС.

В методе интегральной рефлектометрии за счет использования длительности зондирующего импульса, обеспечивающей 100 %-ное заполнение ВОЛП, удастся увеличить коэффициент рэлеевского рассеяния. Это, в свою очередь, приводит к увеличению мощности обратнорассеянного излучения до значения, обеспечивающего приемлемое отношение сигнал/шум при меньшем времени на обработку, чем при традиционной рефлектометрии во временной области.

За счет использования логарифмического усилителя сокращается динамический диапазон входных сигналов МК. Кроме того, изменение сигнала от дополнительных потерь постоянно во всем динамическом диапазоне входных сигналов. В устройстве контролируется изменение наклона обратнорассеянного сигнала, который не зависит от изменений мощности оптического передатчика из-за внутренних и внешних воздействий. Поэтому можно устанавливать более низкий порог обнаружения, а также увеличивать длительность времени наблюдения. На рис. 8 приведен пример рефлектограммы обнаружения локального дефекта методом интегральной рефлектометрии.

Выводы

Метод рефлектометрии во временной области имеет преимущества перед методом прямого детектирования: прямое измерение потерь на локальном дефекте, отсутствие обратного канала, более высокая точность и время наблюдения. Недостаток метода OTDR — инерционность, которая устраняется увеличением длительности зондирующего импульса до 100 %-ного заполнения волокна по всей его длине (интегральная рефлектометрия).

Логарифмические приемники имеют неоспоримые преимущества перед линейными приемниками: прямое измерение потерь, большой динамический диапазон без регулировок, независимость от стабильности источника контрольного сигнала.

Предложен комплексный метод контроля, при котором быстрые нарушения обнаруживаются методом прямого детектирования, медленные — методом интегральной рефлектометрии.

Ближайшим зарубежным аналогом может служить устройство комплексного контроля, описанное в патенте [12], в котором предлагается вести обнаружение нарушения путем сравнения отношения мощностей на двух различных длинах волн с порогом 0,3–0,6 дБ. Устройство, предлагаемое авторами настоящей работы, способно контролировать дополнительные прямые потери с порогом 0,01–0,03 дБ (без учета спектрального разделения сигналов), что значительно превосходит зарубежный аналог.

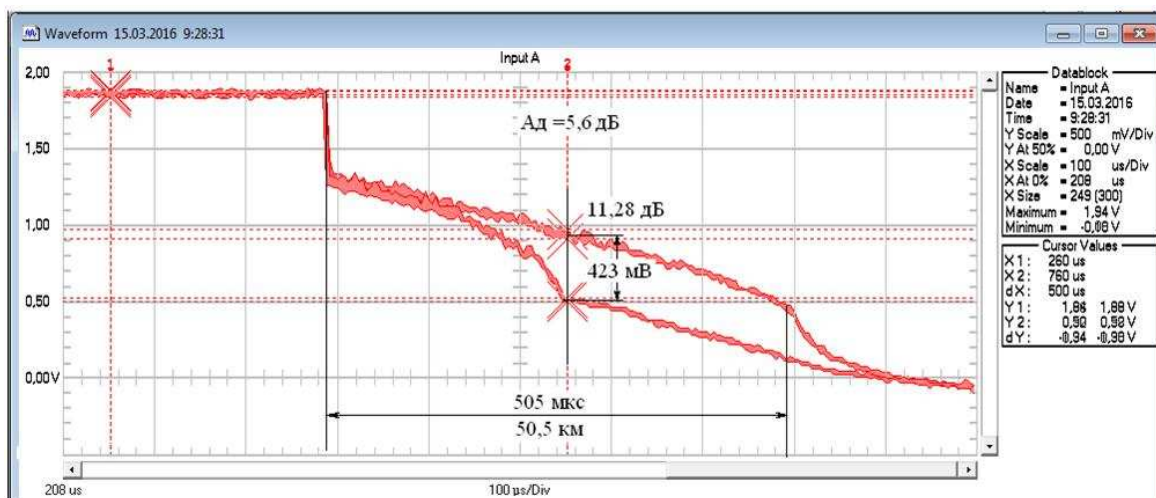


Рис. 8. Рефлектограмма обнаружения локального дефекта

Список литературы

1. Securing Fiber Optic Communications against Optical Tapping Methods. www.oysteroptics.com.
2. Шестов Н. С. Выделение оптических сигналов на фоне случайных помех. М.: Советское радио, 1967.
3. Нарышкина О. Н., Овечкин С. И., Шубин В. В. Алгоритм и программа обнаружения нарушений при передаче информации по оптическому волокну // Вопросы атомной науки и техники. Сер. Математическое моделирование физических процессов. 2014. Вып. 4. С. 65–72.
4. Свинцов А. Г. Рефлектометрические методы измерения параметров ВОЛС // Фотон-экспресс. 2006. № 6. С. 39–55.
5. Патент на полезную модель №44389 РФ, МПК G01N. Оптический интегрирующий рефлектометр / Глаголев С. Ф., Архангельский В. Б., Семин А. В., Марченко К. В. 14.10.2004. <http://bankpatentov.ru/node/223400>.
6. Архангельский В. Б., Глаголев С. Ф., Марченко К. В. Интегрирующий рефлектометр // Фотон-экспресс. 2005. № 3. С. 31–33.
7. Убайдуллаев Р. Р. Волоконно-оптические сети. М.: Эко-Трендз, 2001.
8. Anderson D. R., Johnson L., Bell F. G. Troubleshooting Optical-Fiber Networks. Understanding and Using Your Optical Time-Domain Reflectometer. Second ed. San Diego—London: Elsevier Academic Press, 2004.
9. Листвин А. В., Листвин В. Н. Рефлектометрия оптических волокон. М.: ЛЕСАРПарт, 2005.
10. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика / Пер. с англ. М.: Мир, 1996.
11. Беспрозванных В. Г., Первадчук В. П. Нелинейные эффекты в волоконной оптике: учеб. пособие. Пермь: Изд-во Перм. нац. исслед. политех. ун-та, 2011.
12. EP1564913A2, European Patent, H04B 10/08. Active Fiber Loss and Method / A. Frank. 02.02.2005. <https://docs.google.com/viewer?url=patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/05feb1708dbc0d8b4abc/EP1564913A2.pdf>

Статья поступила в редакцию 09.11.15.

CONTROL OF FIBER-OPTIC LINK DAMAGES IN DISTRIBUTED INFORMATION-COMPUTER NETWORKS USING THE INTEGRAL REFLECTOMETRY AND DIRECT DETECTION METHODS / K. I. Balashov, V. V. Shubin (FSUE "RFNC-VNIIEF", Sarov, Nizhny Novgorod region)

Results of the development of the way of controlling damages in a fiber-optic link of distributed information-computer network using the integral reflectometry and direct detection methods are presented. It is demonstrated that in time domain the optical reflectometry method is preferable in comparison with the direct detection method. The optical reflectometry method limitation, in time domain, consists in a weak waveform of backward scattering leading to delay in decision making. It is shown how these shortcomings can be removed by using the integral reflectometry method. To improve reliability and increase the speed of operations, it is suggested to use the integral reflectometry method in combination with the direct detection method within one controlling device. The calculation of parameters and structural diagram of the device are presented.

Keywords: fiber-optic link, distributed information-computer network, fiber-optic damages, the integral reflectometry method, the direct detection method.