

**УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МОДЕЛЬ И МЕТОДИКА РАСЧЕТА
СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ИЗ НЕОДНОРОДНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЦЕПИ**

M.S. Bylina

**IMPROVED MODEL AND COMPUTING TECHNIQUE OF TDR TRACE
FOR A TRANSMISSION LINE WITH DISCONTINUITIES**

Для контроля однородности кабельных цепей (КЦ) и определения их параметров широко используется импульсный метод измерений, реализуемый импульсными рефлектометрами (ИР) или рефлектометрами во временной области, основанный на зондировании КЦ короткими импульсами напряжения и последующей регистрации совокупности сигналов, отраженных от неоднородностей и повреждений (обратного потока). Функциональные возможности данного метода могут быть расширены путем использования цифровой обработки рефлектограмм, зарегистрированных существующими ИР. В основу обработки должна быть положена адекватная математическая модель неоднородной КЦ и обратного потока из нее (рефлектограммы).

Предложена уточненная математическая модель обратного потока из неоднородной КЦ, учитывающая комплексный характер волнового сопротивления, а также приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований, подтверждающие необходимость такого уточнения и справедливость предложенных соотношений.

КАБЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ; ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД; МЕТОД ИМПУЛЬСНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ; ИМПУЛЬСНЫЙ РЕФЛЕКТОМЕТР; TDR; СИГНАЛ ОБРАТНОГО ПОТОКА; РЕФЛЕКТОГРАММА; НЕОДНОРОДНАЯ КАБЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ; НЕОДНОРОДНОСТЬ; МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ.

Time domain reflectometry method and time domain reflectometers are used to monitor the state of continuity for transmission lines. The method is based on probing the transmission line with short voltage pulses and return stream signal registration. Functionality of existing TDRs can be enhanced by the use of digital processing TDR traces. The digital processing should be based on adequate models of a transmission line with discontinuities and return stream signal (TDR trace).

This paper presents the improved mathematical model of TDR trace for a transmission line with discontinuities. The model allows for the complex character and frequency response of the particular impedance. The paper also comes up with the results of theoretical and experimental studies. The results demonstrate the need of the model refinement and validity of the proposed formulas.

TRANSMISSION LINE; TIME DOMAIN REFLECTOMETRY; TIME DOMAIN REFLECTOMETERS; TDR; TDR TRACE; TRANSMISSION LINE WITH DISCONTINUITIES; DISCONTINUITY; MATHEMATICAL MODEL.

Для контроля однородности кабельных цепей (КЦ) и определения их параметров широко используется импульсный метод

измерений, реализуемый импульсными рефлектометрами (ИР) или рефлектометрами во временной области (TDR – Time Do-

main Reflectometer) [1–5], основанный на зондировании КЦ короткими импульсами напряжения и последующей регистрации совокупности сигналов, отраженных от неоднородностей и повреждений. Эти сигналы в теории направляющих систем связи принято называть *обратным потоком* или *сигналом обратного потока* [1, 2, 6, 7].

ИР регистрирует рефлектограмму – зависимость сигнала обратного потока от времени (расстояния вдоль КЦ), по которой можно определять характер неоднородностей и измерять расстояния до них при одностороннем доступе к линии. В [8, 9] показано, что функциональные возможности данного метода измерений могут быть расширены, а погрешности определения расстояний уменьшены путем использования цифровой обработки рефлектограмм, зарегистрированных существующими ИР. В основу обработки должна быть положена адекватная математическая модель неоднородной КЦ и обратного потока из нее (рефлектограммы).

В [10–12] рассмотрены различные подходы к моделированию неоднородных КЦ. Наиболее универсальной является модель [12], в которой допускается, что неоднородную КЦ можно разбить на некоторое количество последовательно соединенных однородных участков с разными параметрами. В стыках участков могут располагаться сосредоточенные неоднородности. Для расчета обратного потока необходимы модели однородного участка КЦ и сосредоточенной неоднородности. Моделирование сосредоточенных неоднородностей в [12] основано на предположении, что при использовании для зондирования КЦ коротких импульсов можно пренебречь комплексным характером ее волнового сопротивления и его зависимостью от частоты.

В данной статье предлагается более точная и физически более правильная математическая модель обратного потока из неоднородной КЦ, а также приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований, подтверждающие справедливость приведенных соотношений и показывающие, что пренебрежение комплексным характером волнового сопротив-

ления КЦ и зависимостью его от частоты может стать причиной значительных погрешностей при расчете сигнала обратного потока.

Неоднородности в кабельных цепях. Неоднородностью принято называть любое изменение волнового сопротивления Z_v вдоль КЦ [5, 9–11]. Однако это определение не является полным, т. к. охватывает не все виды неоднородностей. Будем различать следующие виды неоднородностей:

концевые, возникающие на выходе и входе КЦ из-за отличия сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала от волнового сопротивления КЦ;

стыковые, возникающие при соединении строительных длин, имеющих разное волновое сопротивление;

внутренние, обусловленные изменениями волнового сопротивления в пределах строительной длины;

внешние, обусловленные включением (преднамеренным или возникающим по естественным причинам) на определенном расстоянии в сечение КЦ некоторого четырехполюсника с эквивалентной схемой, содержащей сосредоточенные элементы (резисторы, емкости и индуктивности).

Неоднородности могут быть сосредоточенными и распределенными. К сосредоточенным относят неоднородности, время распространения по которым намного меньше длительности зондирующего импульса и (или) постоянной времени КЦ длиной, равной удвоенному расстоянию до неоднородности. В противном случае неоднородность называется распределенной. Концевые и внешние неоднородности являются сосредоточенными.

Формирование сигнала обратного потока из неоднородной кабельной цепи (рефлектограммы). Рассмотрим процесс формирования сигнала обратного потока, регистрируемого ИР. Упрощенная структурная схема ИР представлена на рис. 1. Зондирующие импульсы от генератора через устройство ввода/вывода поступают в исследуемую КЦ. При рассмотрении процессов распространения зондирующих импульсов можно выделить прямой поток от генератора к на-

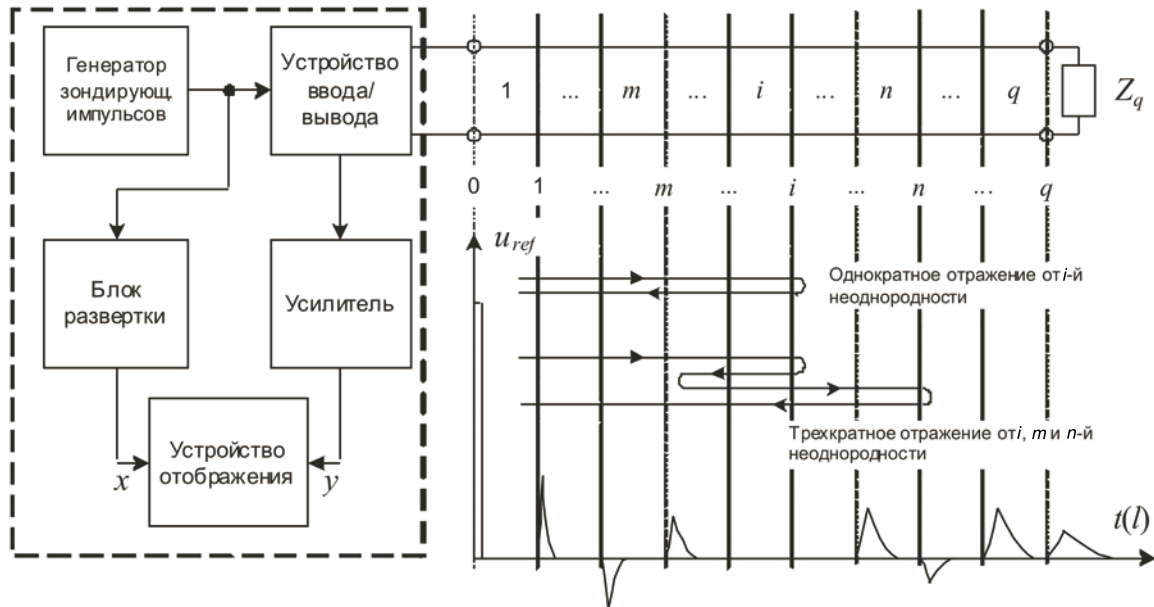


Рис. 1. Структурная схема ИР. Эквивалентная схема и рефлектограмма неоднородной КЦ

грузке и обратный поток от нагрузки к генератору.

Прямой поток формируют импульсы, распространяющиеся от генератора к нагрузке, а также отраженные импульсы, возникающие в результате многократных (четной кратности) отражений (с участием двух и более неоднородностей). Обратный поток формируют отраженные импульсы, возникающие в результате как однократных отражений (с участием одной неоднородности), так и многократных (нечетной кратности) отражений (с участием двух и более неоднородностей). На рисунке показан процесс формирования однократного и трехкратного отражений. Обратный поток через устройство ввода/вывода поступает на усилитель, а затем на устройство отображения (экран). Развертка экрана запускается передним фронтом зондирующего импульса.

Эквивалентная схема неоднородной кабельной цепи. Для описания неоднородной КЦ будем использовать эквивалентную схему, изображенную на рис. 1. В данной схеме КЦ представляет собой последовательно соединенные q однородных участков с длинами l_j . Для учета всех возможных видов неоднородностей и повреждений полагаем, что в стыках между участками могут быть

включены четырехполюсники, содержащие сосредоточенные сопротивления, индуктивности и емкости и представляющие собой эквивалентные схемы неоднородностей. Для удобства математического описания будем считать, что четырехполюсники включены в каждом стыке. Если стык не содержит сосредоточенной неоднородности, соответствующий ему четырехполюсник является пустым. Расстояние от ИР до i -го стыка можно определить по выражению $l_{ni} = \sum_{j=1}^i l_j$. Участки будем нумеровать от $i = 1$ до q . Стыки между участками – от $j = 0$ до q (всего $q+1$).

В эквивалентную схему для теоретических исследований кроме КЦ входят генератор зондирующих импульсов $e(t)$ с внутренним сопротивлением Z_0 , а также сопротивление нагрузки Z_q .

В частотной области каждый i -й однородный участок КЦ характеризуется постоянной распространения $\gamma_i(j\omega) = \alpha_i + j\beta_i$, где $\alpha_i(\omega)$ и $\beta_i(\omega)$ – коэффициенты затухания и фазы, j – мнимая единица, и волновым сопротивлением $Z_{vi}(j\omega)$. Он может быть представлен четырехполюсником, имеющим распределенные параметры, для которого можно определить передаточную функцию $H_i(j\omega)$ [5–7].

Четырехполюсник, представляющий сосредоточенную неоднородность в i -м стыке, в частотной области можно характеризовать передаточными функциями по отражению $R_j(j\omega)$ и по пропусканию $K_j(j\omega)$.

Математическая модель обратного потока из неоднородной кабельной цепи в частотной области. Для математического описания обратного потока представим его в виде суммы отраженных импульсов, возникших в результате однократных и многократных (нечетной кратности) отражений. Если в КЦ больше одной неоднородности, таких импульсов будет бесконечно много. Однако проведенные нами многочисленные экспериментальные исследования показали, что при расчете обратного потока обычно достаточно учесть только однократные и трехкратные отражения, т. к. с увеличением кратности отраженные сигналы быстро убывают.

Описанная выше схема неоднородной КЦ позволяет получить эквивалентные схемы для расчета импульса, однократно отраженного от неоднородности, находящейся в стыке i , и импульса, трехкратно отраженного от неоднородностей, находящихся в стыках i , m и n (рис. 1).

Представленные на рис. 2 схемы представляют собой последовательное соединение рассмотренных четырехполюсников. Для их передаточных функций получаем:
однократное отражение (рис. 2 а)

$$H_{ref i} = R_{i+} \cdot \prod_{k=1}^i H_k^2 \cdot \prod_{n=0}^{i-1} (K_{n+} \cdot K_{n-}); \quad (1)$$

трехкратное отражение (рис. 2 б)

$$H_{ref imn} = R_{i+} R_{m-} R_{n+} \cdot \prod_{u=1}^n H_u^2 \cdot \prod_{v=m+1}^i H_v^2 \times \prod_{u=0}^{n-1} (K_{u+} K_{u-}) \prod_{v=m+1}^{i-1} (K_{v+} K_{v-}). \quad (2)$$

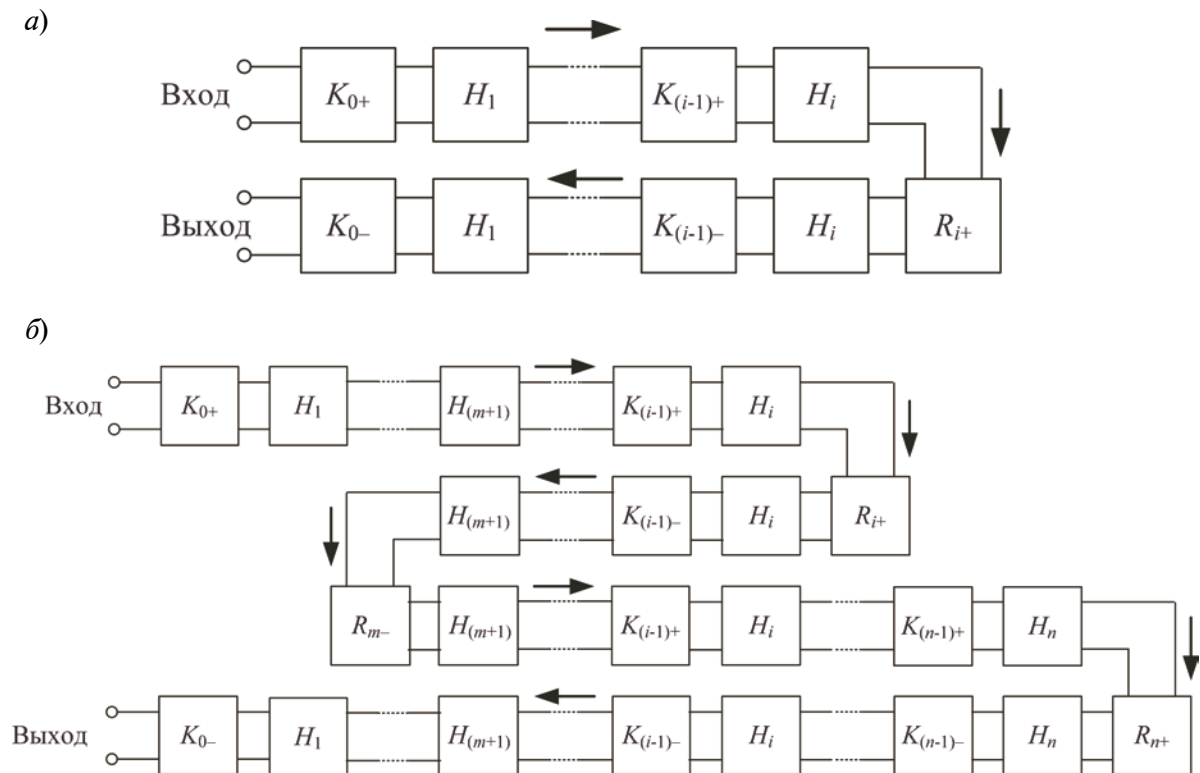


Рис. 2. Эквивалентная схема для расчета сигнала, однократно отраженного от i -го стыка (а) и трехкратно отраженного от стыков i , m , n (б)
Стрелками показаны направления распространения сигналов

В выражениях (1) и (2) предполагается, что передаточные характеристики по отражению и пропусканию для сосредоточенных неоднородностей зависят от направления распространения импульса, которое обозначается индексами «+» для прямого направления и «-» для обратного. Передаточные характеристики однородных участков КЦ не зависят от направления распространения импульса.

Рассмотрим передаточные характеристики отдельных элементов эквивалентных схем, представленных на рис. 2. Для передаточной характеристики i -го участка однородной согласованной КЦ справедливо [5, 6, 12, 13]:

$$H_i = \exp[-\gamma_i \cdot l_i]. \quad (3)$$

Передаточные характеристики по отражению $R_{i\pm}$ и пропусканию $K_{i\pm}$ четырехполюсника, представляющего расположенную в i -м стыке сосредоточенную неоднородность, необходимо определять с учетом волнового сопротивления Z_{vi} предшествующего i -го и волнового сопротивления $Z_{v(i+1)}$ последующего $(i+1)$ -го однородных участков. Для концевых неоднородностей: передаточные характеристики R_{q+} и K_{q+} необходимо определять с учетом волнового сопротивления Z_{vq} q -го однородного участка и сопротивления нагрузки Z_q , передаточные характеристики R_{0-} и $K_{0\pm}$ — с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала Z_0 и волнового сопротивления Z_{v1} первого однородного участка.

Введем обозначения: $U_{inc\ i\pm}$, $I_{inc\ i\pm}$ — напряжение и ток в волне, падающей на i -ю неоднородность; $U_{tra\ i\pm}$, $I_{tra\ i\pm}$ — напряжение и ток в волне, прошедшей через i -ю неоднородность; $U_{ref\ i\pm}$, $I_{ref\ i\pm}$ — напряжение и ток в волне, отраженной от i -й неоднородности. Знак «+» соответствует волне, распространяющейся от генератора к нагрузке, знак «-» — волне, распространяющейся от нагрузки к генератору. Тогда для передаточных характеристик $R_{i\pm}$ и $K_{i\pm}$ i -й неоднородности справедливо:

$$R_{i+} = \frac{U_{ref\ i+}}{U_{inc\ i+}} = \frac{Z_{in\ i+} - Z_{vi}}{Z_{in\ i+} + Z_{vi}}, \quad (4.1)$$

$$K_{i+} = \frac{U_{tra\ i+}}{U_{inc\ i+}}, \quad Z_{in\ i+} = \frac{U_{inc\ i+}}{I_{inc\ i+}}, \quad (4.1)$$

$$R_{i-} = \frac{U_{ref\ i-}}{U_{inc\ i-}} = \frac{Z_{in\ i-} - Z_{v(i+1)}}{Z_{in\ i-} + Z_{v(i+1)}}, \quad (4.2)$$

$$K_{i-} = \frac{U_{tra\ i-}}{U_{inc\ i-}}, \quad Z_{in\ i-} = \frac{U_{inc\ i-}}{I_{inc\ i-}}.$$

Рассмотрим процедуру определения передаточных характеристик неоднородности на примерах.

Наиболее простым видом неоднородности является стык двух однородных участков КЦ с разными параметрами. Ее схемой замещения является пустой четырехполюсник без потерь. В этом случае $Z_{in\ i+} = Z_{v(i+1)}$, $Z_{in\ i-} = Z_{vi}$, то есть для передаточных характеристик справедливо

$$R_{i+} = \frac{Z_{v(i+1)} - Z_{vi}}{Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}, \quad R_{i-} = \frac{Z_{vi} - Z_{v(i+1)}}{Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}, \quad (5.1)$$

$$K_{i+} = \frac{2Z_{v(i+1)}}{Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}, \quad K_{i-} = \frac{2Z_{vi}}{Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}. \quad (5.2)$$

На рис. 3 а, б приведены эквивалентные схемы четырехполюсников, моделирующих часто встречающиеся простые продольные и поперечные неоднородности. Примерами простых продольных неоднородностей (рис. 3 а) являются омическая асимметрия (Z — чисто активно), индуктивная неоднородность (например, катушка Пуппина) ($Z = j\omega L$). Примерами простых поперечных неоднородностей (рис. 3 б) являются понижение сопротивления изоляции и утечка (Z — чисто активно), емкостная неоднородность ($Z = 1 / j\omega C$).

Получим выражения для передаточных характеристик этих неоднородностей по отражению и пропусканию.

Для продольной неоднородности (рис. 3 а) справедливо $Z_{in\ i+} = Z + Z_{v(i+1)}$, $Z_{in\ i-} = Z + Z_{vi}$. С учетом этих соотношений из (4) получим:

$$R_{i+} = \frac{Z + Z_{v(i+1)} - Z_{vi}}{Z + Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}, \quad (6.1)$$

$$R_{i-} = \frac{Z + Z_{vi} - Z_{v(i+1)}}{Z + Z_{vi} + Z_{v(i+1)}},$$

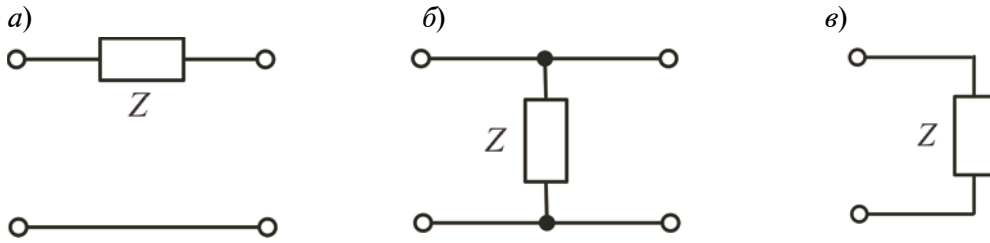


Рис. 3. Четырехполюсники, являющиеся эквивалентными схемами продольной (а) и поперечной (б) неоднородностей, эквивалентная схема несогласованной нагрузки (в)

$$K_{i+} = \frac{2Z_{v(i+1)}}{Z + Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}, \quad (6.2)$$

$$K_{i-} = \frac{2Z_{vi}}{Z + Z_{vi} + Z_{v(i+1)}}.$$

Для поперечной неоднородности (рис. 3 б) справедливо $Z_{in i+} = Z \cdot Z_{v(i+1)} / (Z + Z_{v(i+1)})$, $Z_{in i-} = Z \cdot Z_{vi} / (Z + Z_{vi})$. Подставляя эти выражения в (4), получим:

$$R_{i+} = \frac{(Z_{v(i+1)} - Z_{vi})Z - Z_{vi}Z_{v(i+1)}}{(Z_{v(i+1)} + Z_{vi})Z + Z_{vi}Z_{v(i+1)}}, \quad (7.1)$$

$$R_{i-} = \frac{(Z_{vi} - Z_{v(i+1)})Z - Z_{vi}Z_{v(i+1)}}{(Z_{vi} + Z_{v(i+1)})Z + Z_{vi}Z_{v(i+1)}}.$$

$$K_{i+} = \frac{2Z_{v(i+1)}Z}{(Z_{v(i+1)} + Z_{vi})Z + Z_{vi}Z_{v(i+1)}}, \quad (7.2)$$

$$K_{i-} = \frac{2Z_{vi}Z}{(Z_{vi} + Z_{v(i+1)})Z + Z_{vi}Z_{v(i+1)}}.$$

Аналогичный подход может быть применен к определению параметров концевых неоднородностей. Для несогласованной нагрузки (рис. 3 в) физический смысл имеют только передаточные характеристики $R_{q+}(p)$ и $K_{q+}(p)$. В этом случае $Z_{in q+} = Z = Z_q$, поэтому

$$R_{q+} = \frac{Z - Z_{vq}}{Z + Z_{vq}}, \quad K_{q+} = \frac{2Z}{Z + Z_{vq}}. \quad (8)$$

Для неоднородности, представляющей

собой нарушение согласования источника сигнала с линией, физический смысл имеют только передаточные характеристики R_{0-} и $K_{0\pm}$:

$$R_{0-} = \frac{Z_{v1} - Z_0}{Z_{v1} + Z_0}, \quad K_{0+} = \frac{2Z_{v1}}{Z_0 + Z_{v1}}, \quad (9)$$

$$K_{0+} = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_{v1}}.$$

Выражениями (3)–(9) мы определили все передаточные характеристики, входящие в (1) и (2). Отметим, что во все эти выражения входят волновые сопротивления однородных участков КЦ, которые являются комплексными и зависят от частоты. Волновое сопротивление i -го однородного участка можно определить по следующему приближенному выражению [6]:

$$Z_{vi} = Z_{v\infty} + \frac{M_i}{\sqrt{\omega}} \cdot \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \quad (10)$$

где $Z_{v\infty}$ – волновое сопротивление i -го однородного участка КЦ в диапазоне высоких частот; M_i – коэффициент аппроксимации, зависящий от конструктивных размеров и диэлектрической проницаемости изоляции i -го однородного участка КЦ. Значения $Z_{v\infty}$ и M для КЦ городских телефонных сетей (ГТС) приведены в таблице [6, 7].

Для передаточной характеристики неоднородной КЦ по обратному потоку H_{ref}

Параметры КЦ ГТС

Кабель	$Z_{v\infty}$, Ом	M , Ом/мкс ^{0,5}	τ_z , мкс/км	τ_0 , мкс/км ²
ТПП-0.32	100	50,075	4,590	0,730
ТПП-0.4	100	40,043	4,590	0,497
ТПП-0.5	100	32,017	4,590	0,312
ТПП-0.7	100	22,844	4,590	0,155

учитывающей однократные и трехкратные отражения, можно записать:

$$H_{ref} = \sum_{i=0}^q H_{ref i} + \sum_{n=2}^q \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{m=0}^i H_{ref imn}. \quad (11)$$

Теперь можно рассчитать обратный поток U_{ref} в частотной области:

$$U_{ref} = E \cdot H_{ref}, \quad (12)$$

где E – зондирующий сигнал в частотной области. Выражения (1)–(12) представляют собой математическую модель обратного потока из неоднородной КЦ в частотной области.

Математическая модель обратного потока из неоднородной кабельной цепи во временной области. Во временной области обратный поток из неоднородной КЦ можно найти непосредственно из (12) с помощью обратного преобразования Фурье (при использовании спектрального метода) или Лапласа (при использовании операторного метода). Этими способами возможно также определить из (11) импульсную $g_{ref}(t)$ или переходную $h_{ref}(t)$ характеристики неоднородной КЦ, а затем определить обратный поток $u_{ref}(t)$ при любой форме зондирующего импульса $e(t)$ с помощью интеграла Дюамеля (свертки):

$$g_{ref}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} H_{ref}(p) \exp(pt) dp = \quad (13)$$

$$= \sum_{i=0}^q g_{ref i}(t) + \sum_{n=2}^q \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{m=0}^i g_{ref imn}(t),$$

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{H_{ref}(p)}{p} \exp(pt) dp = \quad (14)$$

$$= \sum_{i=0}^q h_{ref i}(t) + \sum_{n=2}^q \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{m=0}^i h_{ref imn}(t),$$

$$u_{ref}(t) = \int_{-\infty}^t e(\tau) g(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t e'(\tau) h(t-\tau) d\tau, \quad (15)$$

где

$$g_{ref i}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} H_{ref i}(p) \exp(pt) dp,$$

$$g_{ref imn}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} H_{ref imn}(p) \exp(pt) dp,$$

$$h_{ref i}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{H_{ref i}(p)}{p} \exp(pt) dp,$$

$$h_{ref imn}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{H_{ref imn}(p)}{p} \exp(pt) dp.$$

Для успешного использования выражений (13)–(15) необходимо рассмотреть временные характеристики i -го однородного участка КЦ во временной области. Его передаточная характеристика определяется выражением (3). Из (3) с помощью обратного преобразования Лапласа можно получить аналитические выражения для его импульсной $g_i(t)$ и переходной $h_i(t)$ характеристик:

$$g_i(t) = \frac{\sqrt{t_0}}{\sqrt{\pi}(t-t_z)^{3/2}} \exp\left[-\frac{t_0}{t-t_z}\right] 1(t-t_z), \quad (16)$$

$$h_i(t) = \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{t_0}{t-t_z}}\right] 1(t-t_z),$$

где $t_0 = \tau_{0i} l_i^2$ и $t_z = \tau_{zi} l_i$ – постоянная времени и время задержки i -го участка КЦ; τ_{0i} и τ_{zi} – удельная конструктивная постоянная и удельное время задержки i -го участка КЦ; $1(t)$ – функция Хэвисайда, равная нулю при $t < 0$ и равная единице при $t \geq 0$.

При получении аналитических выражений (16) для $\gamma_i(p)$ было использовано приближенное выражение [6]:

$$\gamma_i(p) = \sqrt{4\tau_{0i}} \sqrt{p} + p\tau_{zi}. \quad (17)$$

Значения τ_{0i} и τ_{zi} можно связать с параметрами i -го участка КЦ в частотной области α_i и β_i , определенными на частоте $f = f_1$: $\tau_{0i} = \alpha_i^2(f_1)/(4\pi f_1 \cdot 8,68^2)$, $\tau_{zi} = \beta_i(f_1)/(2\pi f_1)$ [6]. Частота f_1 должна быть достаточно большой и выбираться из диапазона, в котором α_i пропорционален \sqrt{f} .

Ниже рассмотрены несколько примеров использования предлагаемой математической модели для расчета обратного потока из неоднородных КЦ.

Обратный поток из однородной несогласованной по выходу кабельной цепи. Обратный поток однородной несогласованной по выходу КЦ формируется единственным отражением от сопротивления нагрузки. Поэтому изображение Лапласа обратного

потока такой КЦ имеет вид:

$$U_{ref}(p) = E(p) \frac{Z - Z_v(p)}{Z + Z_v(p)} \exp[-2\gamma(p)l], \quad (18)$$

где Z – сопротивление нагрузки; γ – постоянная распространения рассматриваемой КЦ; Z_v – ее волновое сопротивление, определяемое выражением (10), которое для получения импульсной характеристики с помощью обратного преобразования Лапласа приведем к виду:

$$Z_v = Z_{v\infty} + M/\sqrt{p}. \quad (19)$$

Расчет обратного потока проведем для прямоугольного зондирующего импульса $e(t)$ с длительностью t_p и амплитудой E_m , изображение Лапласа $E(p)$ которого имеет вид:

$$E(p) = E_m (1 - \exp(-t_p p)) / p. \quad (20)$$

С учетом (20) из (18) можно получить аналитическое выражение для расчета обратного потока КЦ $u_{ref}(t)$:

$$u_{ref}(t) = E_m (v(t - t_z) \cdot 1(t - t_z) - v(t - t_z - t_p) \cdot 1(t - t_z - t_p)), \quad (21)$$

где

$$v(t) = (R_z + 1) \cdot \exp(ak) \cdot \exp(a^2 t) \times \times \operatorname{erfc}(a\sqrt{t} + \sqrt{t_0/t}) - \operatorname{erfc}(\sqrt{t_0/t}),$$

$$t_0 = 4\tau_0 l^2, \quad t_z = 2\tau_z l, \quad R_z = \frac{Z - Z_{v\infty}}{Z + Z_{v\infty}},$$

$a = \frac{M}{Z + Z_{v\infty}}$, $k = \sqrt{4\tau_0} 2l$, τ_0 и τ_z – конструктивная постоянная и удельное время задержки рассматриваемой КЦ.

На рис. 4 представлены результаты расчетов нормированного обратного потока из несогласованно нагруженной КЦ ТПП-0.4 ($Z_{v\infty} = 100$ Ом, $M = 32$ Ом/мкс^{0.5}) длиной 250 м. Расчеты проведены по выражению (21) для зондирующего импульса длительностью 100 нс. Нормирующий коэффициент равен $1 / U_{m\ ref0}$, где $U_{m\ ref0}$ – амплитуда импульса, отраженного от обрыва данной КЦ.

На рис. 5 представлены фрагменты экспериментально зарегистрированных и теоретически рассчитанных по выражению (21) рефлектограмм. Для сравнения на графики нанесены также фрагменты рефлектограмм, рассчитанных без учета комплексного характера волнового сопротивления. Видно, что учет комплексного характера волнового сопротивления позволяет более точно описать отраженный сигнал. Также видно, что погрешность, обусловленная пренебрежением комплексным характером волнового сопротивления, увеличивается при приближении к режиму согласования.

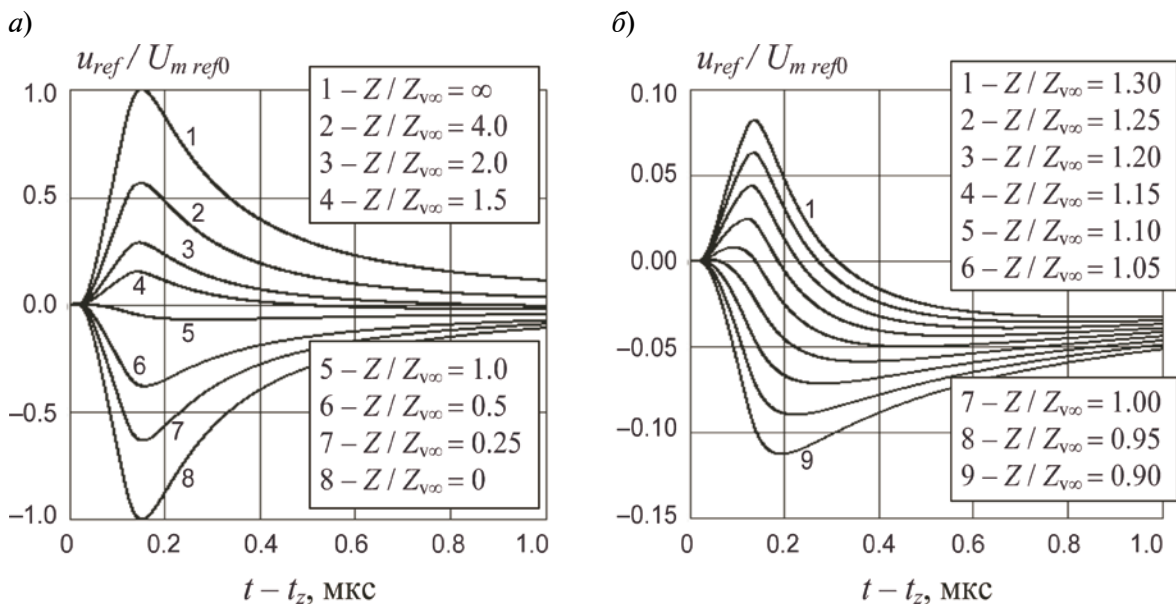


Рис. 4. Теоретически рассчитанные фрагменты рефлектограмм КЦ ТПП-0.4, содержащие отраженные от несогласованной нагрузки импульсы

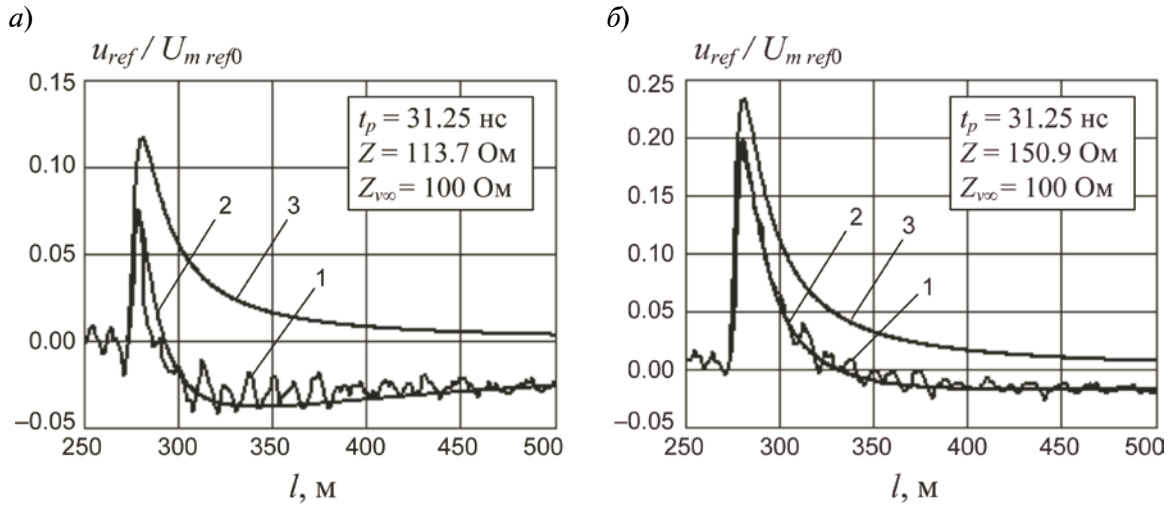


Рис. 5. Фрагменты рефлектограмм КЦ NEXANS UTP 5e длиной 270 м, содержащие отраженные от несогласованной нагрузки импульсы: экспериментально зарегистрированные (1), теоретически рассчитанные с учетом (2) и без учета (3) комплексного характера волнового сопротивления

Обратный поток из согласованной КЦ, состоящей из двух однородных участков с разными параметрами. В данном случае обратный поток формируется единственным отражением от стыка двух однородных участков с разными параметрами:

$$U_{ref}(p) = E(p) \frac{Z_{v2}(p) - Z_{v1}(p)}{Z_{v2}(p) + Z_{v1}(p)} \times \exp[-2\gamma_1(p)l_1], \quad (22)$$

где $Z_{v1} = Z_{v1\infty} + M_1/\sqrt{p}$, $Z_{v2} = Z_{v2\infty} + M_2/\sqrt{p}$ – волновые сопротивления однородных участков; γ_1 и l_1 – постоянная распространения и длина первого участка.

Обратный поток КЦ $u_{ref}(t)$ при использовании прямоугольного зондирующего импульса будет определяться выражением (21), в котором

$$v(t) = (R_z - R_m) \exp(ak) \cdot \exp(a^2t) \times \operatorname{erfc}(a\sqrt{t} + \sqrt{t_0/t}) + R_m \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{t_0/t}),$$

$$t_0 = 4\tau_{01}l_1^2, \quad t_z = 2\tau_{z1}l_1, \quad R_z = \frac{Z_{v2\infty} - Z_{v1\infty}}{Z_{v2\infty} + Z_{v1\infty}},$$

$$R_m = \frac{M_2 - M_1}{M_1 + M_2}, \quad a = \frac{M_1 + M_2}{Z_{v1\infty} + Z_{v2\infty}},$$

$k_1 = \sqrt{4\tau_{01}2l_1}$, τ_{01} и τ_{z1} – конструктивная постоянная и удельное время задержки первого участка КЦ.

На рис. 6 показаны фрагменты реф-

лектограмм, содержащие импульсы, отраженные от стыка двух КЦ ТПП с разными диаметрами жил: на участке 1 диаметр жил составлял 0,4 мм ($Z_{v\infty} = 100$ Ом, $M = 32$ Ом/мкс^{0,5}), на участке 2 – 0,5 мм ($Z_{v\infty} = 100$ Ом, $M = 40$ Ом/мкс^{0,5}). Поскольку для этих КЦ волновые сопротивления в диапазоне высоких частот одинаковы, пренебрежение их комплексным характером не позволит рассчитать отраженный от стыка сигнал.

Обратный поток из согласованной КЦ, состоящей из двух однородных участков, в стыке между которыми имеется сосредоточенная омическая асимметрия. В данном случае обратный поток формируется единственным отражением от сосредоточенной омической асимметрии величиной Z , расположенной в стыке между двумя однородными участками КЦ:

$$U_{ref}(p) = E(p) \frac{Z + Z_{v2}(p) - Z_{v1}(p)}{Z + Z_{v2}(p) + Z_{v1}(p)} \times \exp[-2\gamma_1(p)l_1]. \quad (23)$$

Обратный поток КЦ $u_{ref}(t)$ при использовании прямоугольного зондирующего импульса будет определяться выражением (21), в котором

$$v(t) = (R_z - R_m) \exp(ak) \cdot \exp(a^2t) \times \operatorname{erfc}(a\sqrt{t} + \sqrt{t_0/t}) + R_m \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{t_0/t}),$$

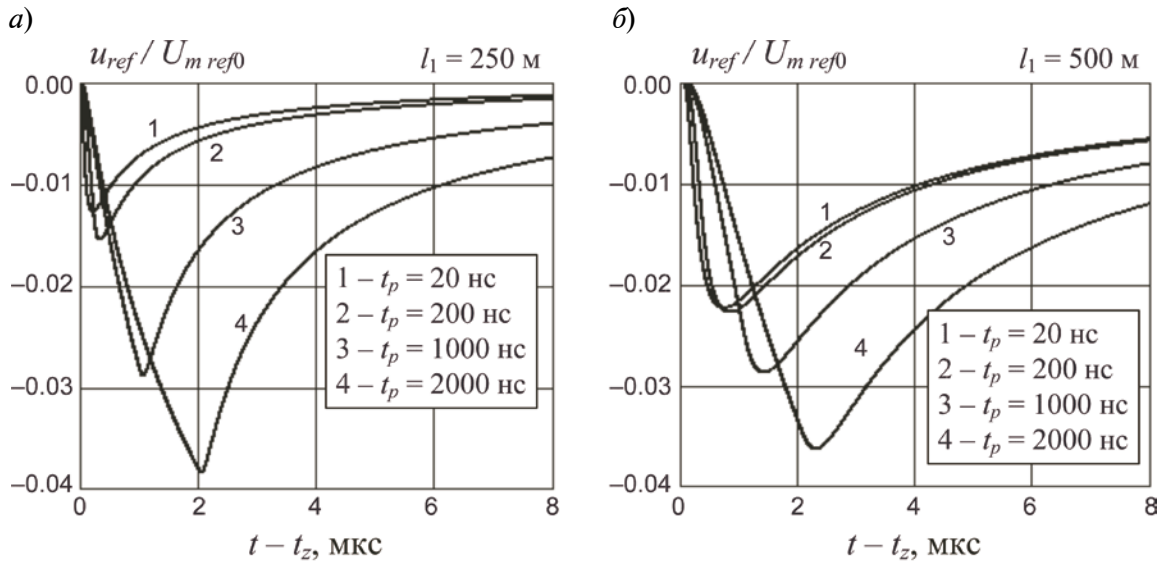


Рис. 6. Теоретически рассчитанные фрагменты рефлектограмм КЦ, состоящих из двух однородных участков, содержащие отраженные от стыка импульсы

$$t_0 = 4\tau_{01}l_1^2, \quad t_z = 2\tau_{z1}l_1, \quad R_z = \frac{Z + Z_{v2\infty} - Z_{v1\infty}}{Z + Z_{v2\infty} + Z_{v1\infty}},$$

$$R_m = \frac{M_2 - M_1}{M_1 + M_2}, \quad a = \frac{M_1 + M_2}{Z + Z_{v1\infty} + Z_{v2\infty}},$$

$k = \sqrt{4\tau_{01}}2l_1$, τ_{01} и τ_{z1} – конструктивная постоянная и удельное время задержки первого участка КЦ.

На рис. 7 а, б показаны теоретически рассчитанные по выражению (22) фрагменты рефлектограмм, содержащие импульсы, отраженные от стыка двух разных КЦ ТПП с диаметрами жил 0,4 и 0,5 мм, содержащего различные сосредоточенные омические асимметрии. Длительность прямоугольного зондирующего импульса была принята равной 100 нс. Для сравнения на графиках пунктирными линиями нанесены результаты аналогичных расчетов, проведенных без учета комплексного характера волновых сопротивлений участков. Из рисунка видно, что пренебрежение комплексным характером волновых сопротивлений однородных участков КЦ приводит к большим погрешностям определения обратного потока, быстро возрастающим с уменьшением величины асимметрии. Максимальная погрешность определения амплитуды отраженного импульса составила 40 % для ве-

личины асимметрии 10 Ом, 85 % для 5 Ом и более 300 % для 2,5 Ом. Максимальная погрешность определения длительности отраженного импульса на уровне половины амплитуды составила соответственно 60, 103 и 182 %.

На рис. 8 а представлены результаты аналогичных расчетов фрагментов рефлектограмм, содержащих импульсы, отраженные от омической асимметрии в стыке двух одинаковых КЦ ТПП с диаметрами жил 0,4. Из рисунка видно, что пренебрежение комплексным характером волновых сопротивлений однородных участков КЦ в этом случае приводит к существенно меньшим погрешностям определения обратного потока. Погрешности определения амплитуд отраженных импульсов не превышают 11 %, а длительностей на уровне половины амплитуды – 17 %.

Обратный поток из согласованной КЦ, состоящей из двух однородных участков, в стыке между которыми имеется поперечная резистивная неоднородность (утечка). В данном случае обратный поток формируется единственным отражением от поперечной резистивной неоднородности величиной Z , расположенной в стыке между двумя однородными участками КЦ:

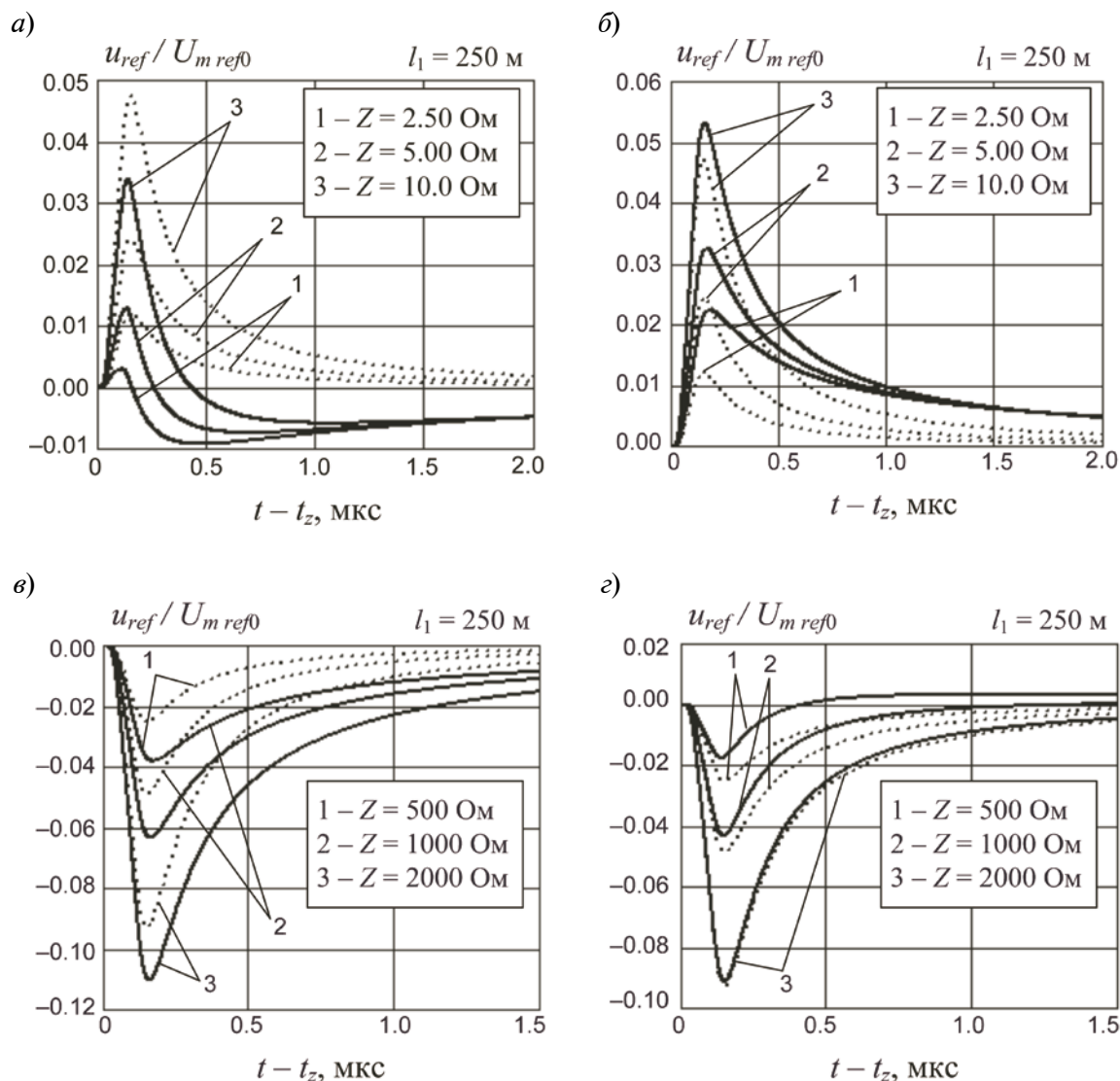


Рис. 7. Теоретически рассчитанные фрагменты рефлектограмм КЦ, состоящих из двух разных участков, содержащие отраженные от сосредоточенной омической асимметрии (а, б) и поперечной резистивной неоднородности (в, з) импульсы.

Диаметр жил на первом участке составляет 0,4 мм (а, в) и 0,5 мм (б, з)

$$U_{ref}(p) = E(p) \times \frac{(Z_{v2}(p) - Z_{v1}(p))Z - Z_{v1}(p)Z_{v2}(p)}{(Z_{v2}(p) + Z_{v1}(p))Z + Z_{v1}(p)Z_{v2}(p)} \times \exp[-2\gamma_1(p)l_1]. \quad (24)$$

Обратный поток КЦ $u_{ref}(t)$ при использовании прямоугольного зондирующего импульса будет определяться выражением (21), в котором

$$v(t) = (R_z - R_m) \cdot \exp(ak) \cdot \exp(a^2t) \times \operatorname{erfc}(a\sqrt{t} + \sqrt{t_0/t}) + (R_m - 1) \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{t_0/t}),$$

$$R_z = \frac{2Z \cdot Z_{v2\infty}}{Z(Z_{v1\infty} + Z_{v2\infty}) + Z_{v1\infty}Z_{v2\infty}},$$

$$R_m = \frac{2Z \cdot M_2}{Z(M_1 + M_2) + M_1Z_{v2\infty} + M_2Z_{v1\infty}},$$

$$a = \frac{Z(M_1 + M_2) + M_1Z_{v2\infty} + M_2Z_{v1\infty}}{Z(Z_{v1\infty} + Z_{v2\infty}) + Z_{v1\infty}Z_{v2\infty}},$$

$k = \sqrt{4\tau_{01}2l_1}$, $t_0 = 4\tau_{01}l_1^2$, $t_z = 2\tau_{z1}l_1$, τ_{01} и τ_{z1} – конструктивная постоянная и удельное время задержки первого участка КЦ.

На рис. 7 в, з показаны теоретически

рассчитанные по выражению (22) фрагменты рефлектограмм, содержащие импульсы, отраженные от стыка двух разных КЦ ТПП с диаметрами жил 0,4 и 0,5 мм, содержащего различные поперечные резистивные неоднородности. Длительность прямоугольного зондирующего импульса была принята равной 100 нс. Для сравнения на графиках пунктирными линиями нанесены результаты аналогичных расчетов, проведенных без учета комплексного характера волновых сопротивлений участков. Из рисунка видно, что пренебрежение комплексным характером волновых сопротивлений однородных участков КЦ может приводить к значительным погрешностям определения обратного потока. Максимальная погрешность определения амплитуды отраженного импульса составила 34 % для величины утечки 500 Ом, 23 % для 1000 Ом и 16 % для 2000 Ом. Максимальная погрешность определения длительности отраженного импульса на уровне половины амплитуды составила соответственно 45, 34 и 23 %.

На рис. 8 б представлены результаты аналогичных расчетов фрагментов рефлектограмм, содержащих импульсы, отраженные от поперечной резистивной неоднородности в стыке двух одинаковых КЦ ТПП с диаметрами жил 0,4. Из рисунка видно, что пренебрежение комплексным характером волновых сопротивлений однородных участков КЦ в этом случае приводит к существенно меньшим погрешностям определения обратного потока. Погрешности определения амплитуд отраженных импульсов не превышают 10 %, а длительностей на уровне половины амплитуды – 18 %.

Предложенные в данной статье математические модели обратного потока из неоднородной КЦ являются наиболее полными и математически строгими по сравнению с другими известными моделями. Они позволяют адекватно описать формы сигналов, отраженных от стыка цепей с одинаковыми волновыми сопротивлениями на высокой частоте, но с разными конструктивными параметрами, а также сигналов многократных отражений с учетом согласований по входу и выходу цепи с помощью активных сопротивлений.

На основе предлагаемых моделей, а также с использованием предлагаемых в [5, 9] алгоритмов цифровой обработки нами в настоящее время создается программный пакет для анализа рефлектограмм, зарегистрированных цифровыми

трами жил 0,4. Из рисунка видно, что пренебрежение комплексным характером волновых сопротивлений однородных участков КЦ в этом случае приводит к существенно меньшим погрешностям определения обратного потока. Погрешности определения амплитуд отраженных импульсов не превышают 10 %, а длительностей на уровне половины амплитуды – 18 %.

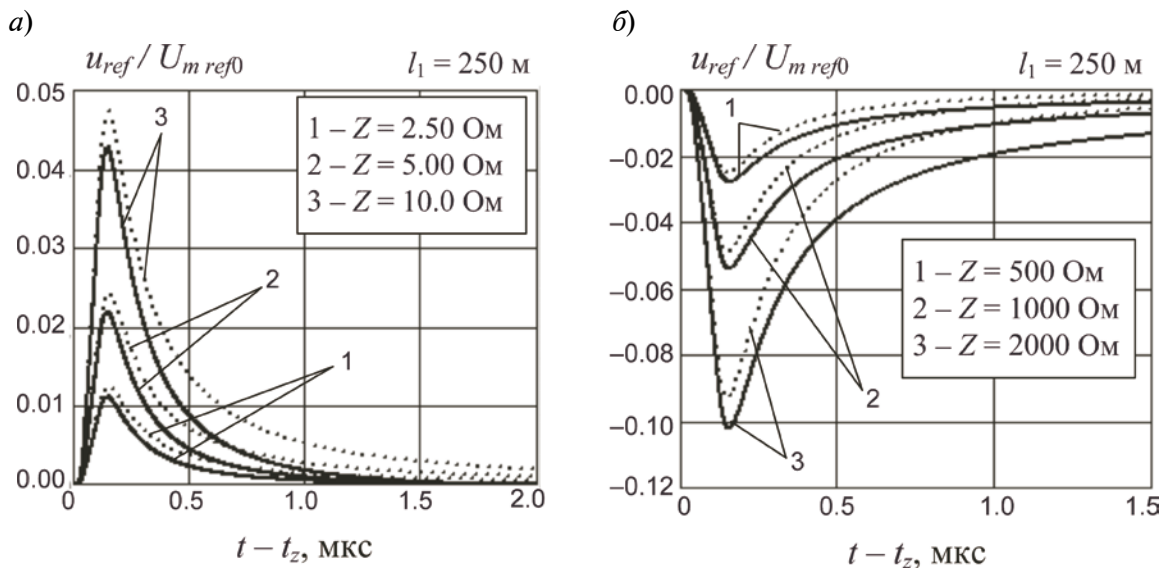


Рис. 8. Теоретически рассчитанные фрагменты рефлектограмм КЦ, состоящих из двух одинаковых участков, содержащие отраженные от сосредоточенной омической асимметрии (а) и поперечной резистивной неоднородности (б) импульсы

ИР. Создаваемое программное обеспечение позволит более эффективно решать задачи оценки качества КЦ (в первую очередь, однородности) и диагностики их состояния (выявление существующих и вновь возникших неоднородностей, оценка их параметров – расстояние до неоднородности, ее тип, коэффициент отражения и степень функциональной пригодности) в процессах производства кабелей, строительства и эксплуатации линейных сооружений связи.

Предлагаемые математические модели, алгоритмы и разработанное программное обеспечение позволяют отрабатывать новые методики измерений, расширяющие функциональные возможности импульсного метода, а также создавать программы для

обучения, конкурсов профессионального мастерства для измерителей параметров кабельных цепей и студентов, углубленно изучающих процессы в неоднородных кабельных цепях. У нас есть опыт использования подобных обучающих программ.

Содержание статьи может заинтересовать разработчиков ИР и программного обеспечения к ним, а также специалистов, использующих импульсные приборы и желающих извлекать больше информации из зарегистрированных рефлектограмм.

Автор выражает благодарность сотрудникам кафедры фотоники и линий связи (СПбГУТ имени профессора М.А. Бонч-Бруевича) С.Ф. Глаголеву и А.С. Дюбову за помощь в экспериментальных исследованиях и за плодотворное обсуждение результатов теоретических и экспериментальных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Воронцов А.С., Фролов П.А.** Импульсные измерения коаксиальных кабелей связи. М.: Радио и связь, 1985. 96 с.

2. **Андреев Р.В., Попов В.Б., Воронков А.А., Лапшин В.В.** Измерения на медных кабельных линиях связи: Учеб. пособие. Самара: СРТТЦ ПГУТИ, 2013. 298 с.

3. **Иванцов И.** Локализация дефектов в кабеле посредством рефлектометров. LAN. 2005. № 1-8.

4. **Тарасов Н.А.** Метод импульсной рефлектометрии и его использование для определения повреждений кабельных линий [электронный ресурс] / URL: <http://reis105.narod.ru/article.htm> (дата обращения 17.10.2014).

5. **Былина М.С.** Исследование импульсного метода измерений параметров двухпроводных кабельных цепей: Дис. ... канд. техн. наук. СПб.: 2006. 16 с.

6. **Андреев В.А.** Временные характеристики кабельных линий связи. М.: Радио и связь, 1986. 105 с.

7. **Андреев В.А.** Теория многопроводных линий связи. М.: ИРИАС, 2006. 162 с.

8. **Горохов В.М.** Улучшение рефлектограмм медных кабелей связи [электронный ресурс] / URL: <http://svpribor.ru/ulmedrfl.html> (дата обра-

щения 17.10.2014).

9. **Былина М.С., Глаголев С.Ф., Дюбов А.С.** Новые возможности импульсного метода измерений параметров кабелей для цифровых систем передачи // Электросвязь. 2010. № 2. С. 32–36.

10. **Былин А.Р., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Кочановский Л.Н.** Математическая модель многопарного симметричного кабеля с повреждениями // 53 науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ГУТ: сб. тезисов. СПб, 2000.

11. **Вишняков Е.М.** Фурье-диагностика неоднородностей линии связи // Научная сессия МИФИ. М.: 2007. С. 224–225.

12. **Былина М.С., Глаголев С.Ф.** Универсальная математическая модель сигнала обратного потока кабельной цепи // Современные технологии проектирования, строительства и эксплуатации линейно-кабельных сооружений СТЛКС: сб. тр. междунар. конф. СПб., 2011. С. 70-75.

13. **Былина М.С.** Теоретическое и экспериментальное исследование импульсного метода измерений параметров неоднородных двухпроводных цепей // Бюллетень результатов научных исследований. СПб.: ПГУПС, 2014. № 3(12).

REFERENCES

1. **Vorontsov A.S., Frolov P.A.** *Impul'snyye izmereniya koaksialnykh kabeley svyazi [Pulse measurement coax connection]*. Moscow: Radio i svyaz Publ., 1985, 96 p. (rus)

2. **Andreyev R.V., Popov V.B., Voronkov A.A., Lapshin V.V.** *Izmereniya na mednykh kabelnykh liniyakh svyazi [Measurements on Copper Cable Lines]*, Samara: SRTTTs PGUTI Publ., 2013, 298 p. (rus)

3. **Ivantsov I.** Lokalizatsiya defektov v kabele posredstvom reflektometrov [Localization of defects in the cable by OTDR], *LAN*, 2005, No. 1-8. (rus)
4. **Tarasov N.A.** *Metod impulsnoy reflektometrii i yego ispolzovaniye dlya opredeleniya povrezhdeniy kabelnykh liniy* [TDR method and its use to determine the damage of cable lines]. Available: <http://reis105.narod.ru/article.htm> (Accessed 17.10.2014).
5. **Bylina M.S.** *Issledovaniye impulsnogo metoda izmereniy parametrov dvukhprovodnykh kabelnykh tsepey* [The study of pulsed-wire measurement methods cable circuits], Dis. ... kand. tekhn. nauk. St. Petersburg, 2006, 16 p. (rus)
6. **Andreyev V.A.** *Vremennyye kharakteristiki kabelnykh liniy svyazi* [Temporal characteristics of the cable lines]. Moscow: Radio i svyaz Publ., 1986, 105 p. (rus)
7. **Andreyev V.A.** *Teoriya mnogoprovodnykh liniy svyazi* [The theory of multi-wire lines]. Moscow: IRIAS Publ., 2006, 162 p. (rus)
8. **Gorokhov V.M., Sergeyev D.V., Stolyarov V.S.** *Uluchsheniye reflektogramm mednykh kabeley svyazi* [Improving OTDR copper communication cables]. Available: <http://svpribor.ru/ulmedrfl.html> (Accessed 17.10.2014).
9. **Bylina M.S., Glagolev S.F., Dyubov A.S.** *Novyye vozmozhnosti impulsnogo metoda izmereniy parametrov kabeley dlya tsifrovyykh sistem peredachi* [New features of the pulse method measuring cables for digital transmission systems], *Elektrosvyaz*, 2010, No. 2, Pp. 32–36. (rus)
10. **Bylin A.R., Bylina M.S., Glagolev S.F., Kochanovskiy L.N.** *Matematicheskaya model mnogoparnogo simmetrichnogo kabelya s povrezhdeniyami* [A mathematical model of multi-pair balanced cable with injuries], *53 nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya professorsko-prepodavatel'skogo sostava, nauchnykh sotrudnikov i aspirantov GUT*. St. Petersburg, 2000. (rus)
11. **Vishnyakov Ye.M.** *Furye-diagnostika neodnorodnostey linii svyazi* [Fourier-diagnosis irregularities link], *Nauchnaya sessiya MIFI*. Moscow, 2007, Pp. 224–225. (rus)
12. **Bylina M.S., Glagolev S.F.** *Universalnaya matematicheskaya model signala obratnogo potoka kabelnoy tsepi* [Universal mathematical model of reverse flow signal cable chain], *Sovremennyye tekhnologii proyektirovaniya, stroitelstva i ekspluatatsii lineynokabelnykh sooruzheniy STLKS: sb. tr. mezhdunar. konf.* St. Petersburg, 2011, Pp. 70–75. (rus)
13. **Bylina M.S.** *Teoreticheskoye i eksperimentalnoye issledovaniye impulsnogo metoda izmereniy parametrov neodnorodnykh dvukhprovodnykh tsepey* [Theoretical and experimental study of pulse measurement methods inhomogeneous two-wire circuits], *Byulleten rezultatov nauchnykh issledovaniy*, St. Petersburg: PGUPS Publ., 2014, No. 3(12).

БЫЛИНА Мария Сергеевна – доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича, кандидат технических наук.

191186, Россия, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, д. 61.

E-mail: BylinaMaria@mail.ru

BYLINA, Maria S. *Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications.*

191186, Moika 61, St. Petersburg, Russia.

E-mail: BylinaMaria@mail.ru