

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)

На правах рукописи



Тренкаль Евгений Игоревич

СПОСОБ И УСТРОЙСТВА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ И
ПАРАМЕТРОВ МНОГОСЛОЙНЫХ СРЕД НА ОСНОВЕ
МОДИФИЦИРОВАННОГО TDR-МЕТОДА

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
канд. техн. наук, доцент
Антон Геннадьевич Лоцилов

Томск 2019

Оглавление

Введение	3
1 Измерение уровней многослойных сред методом импульсной рефлектометрии (обзор).....	10
1.1 Основы метода рефлектометрии во временной области	10
1.2 Применение TDR метода для измерения уровней однослойных сред	11
1.3 Применение TDR метода для измерения уровней многослойных сред	15
1.4 Цель и задачи исследования.....	21
2 Моделирование частотных и импульсных характеристик ступенчато-нерегулярных линий передачи, содержащих сосредоточенные неоднородности....	23
2.1 Разработка модели	23
2.2 Разработка алгоритм расчета частотных и импульсных характеристик	27
2.3 Пример моделирования комбинированной структуры	29
2.4 Выводы по разделу.....	42
3 Алгоритмы обработки и интерпретации рефлектограмм.....	44
3.1 Анализ закономерностей распространения импульсных сигналов в ступенчато-нерегулярных средах	44
3.2 Коэффициент пропорциональности амплитуд откликов высших порядков ..	57
3.3 Алгоритм селекции сигналов.....	58
3.4 Алгоритм определения структуры и параметров ступенчато-нерегулярных сред на основе модифицированного TDR-метода	60
3.5 Выводы по разделу.....	72
4 Экспериментальные исследования	73
4.1 Анализ вариантов реализации управляемых сосредоточенных неоднородностей	73
4.2 Экспериментальное исследование возможности применения СВЧ-диодов...	74
4.3 Варианты исполнения.....	82
4.4 Выводы по разделу.....	91
Заключение.....	93
Список использованных источников.....	95
Приложение А.....	108
Приложение Б	127

Введение

Актуальность темы.

Метод импульсной рефлектометрии, или TDR-метод, широко применяется в различных областях науки и техники. Распространенность метода обусловлена его высокой универсальностью, точностью, наглядностью измеренных характеристик, низкой стоимостью внедрения, отсутствием необходимости калибровки [1, 2].

Одним из первых применений метода импульсной рефлектометрии являлась локализация неисправностей в кабельных сетях в зданиях и транспортных средствах, в том числе для определения характера неисправностей. В дальнейшем метод импульсной рефлектометрии стал применяться для решения множества задач, таких, как:

- определение влажности строительных материалов с целью определения стойкости и износа строений [3–6];
- определение параметров компонентов [7–12];
- определение и локализация утечек жидкости из водопроводных труб [13, 14];
- определение комплексной диэлектрической проницаемости среды [15–20];
- измерение уровней жидкостей в резервуарах [21–63].

Большое распространение в последнее двадцатилетие получило применение метода для определения влажности почв [64–78], применяемое в различных отраслях, например, в пищевой промышленности [79]. Отдельным направлением развития метода импульсной рефлектометрии является нелинейная рефлектометрия [80–87].

Практическое использование метода рефлектометрии во временной области (TDR) сопряжено с решением двух типов задач: определения расстояния до одной или нескольких точек локального рассогласования волноведущей структуры и определение параметров среды, в которой распространяется сигнал, по форме зарегистрированного отклика.

В первом случае для определения расстояния до точки локального рассогласования должны быть известны параметры среды распространения сигнала (диэлектрическая, магнитная проницаемость, скорость распространения сигнала), во втором – должны быть известны геометрические свойства объекта (длина линии передачи, функция поперечного сечения от координаты, положения точек рассогласования).

Необходимость в наличии априорной информации накладывает определенные ограничения на применение метода импульсной рефлектометрии. Это выражается либо в необходимости предварительного измерения параметров материалов, либо в использовании справочных данных об измеряемых материалах. При этом отсутствует гарантия соответствия параметров измеряемых материалов и используемых справочных значений.

Данный недостаток явно демонстрируются в задаче определения уровней границ раздела в нефтеперерабатывающей промышленности. В существующих приборах для определения границы раздела между нефтью и подтоварной водой используется задаваемое значение диэлектрической проницаемости нефти, при этом диэлектрическая проницаемость воздуха считается равной единице. Но параметры измеряемых сред не являются неизменными, зависят от внешних условий и могут изменяться в процессе измерения. Граница раздела сред между соседними слоями жидких сред зачастую представляет собой эмульсию, параметры которой достаточно сложно спрогнозировать. Повышение температуры жидких сред приводит интенсивному испарению верхних слоев и изменению параметров воздушной среды над ними, что создает дополнительные сложности для корректного определения уровня.

Подводя итог вышесказанному, можно сделать вывод, что в общем случае и ряде конкретных применения значения предварительно определенных параметров сред нельзя считать неизменными на протяжении всего интервала наблюдения.

В связи с этим, задача разработки научно обоснованных подходов к определению уровней границ раздела многослойных сред, позволяющих определять характеристик внутренних слоев исследуемых сред в процессе измерения уровня, является актуальной и востребованной.

Цель работы. Исследование и разработка способа рефлектометрического определения положения границ раздела и параметров многослойных сред, а также устройств для его осуществления.

Задачи исследования. Поставленная цель достигается решением следующих основных задач:

1. Аналитический обзор рефлектометрических методов и средств определения уровней многослойных сред.

2. Разработка модели зонда в виде ступенчато-нерегулярной линии передачи, содержащей сосредоточенные неоднородности, а также алгоритмов расчета частотных и импульсных характеристик модели.

3. Разработка алгоритмов обработки и интерпретации рефлектограмм и программного обеспечения, реализующего разработанные алгоритмы.

4. Разработка и изготовление устройств для реализации рефлектометрического определения уровней границы раздела и параметров слоев многослойных сред.

5. Экспериментальные исследования разработанных устройств и алгоритмов.

Методы исследования.

Для решения поставленных задач применялись методы теории линейных электрических цепей, матричной алгебры, вычислительной математики. При создании комплекса программ использовались методы объектно-ориентированного и модульного программирования. Проверка основных теоретических положений осуществлялась на основе экспериментальных исследований изготовленных опытных образцов и макетов.

Научная новизна работы.

Предложен и программно реализован алгоритм предварительной обработки рефлектограмм многослойных структур и селекции откликов высших порядков, являющихся результатом многократных переотражений тестового сигнала для последующего их исключения из анализа.

Разработана модель измерительного зонда на основе ступенчато-нерегулярной линии передачи, содержащей сосредоточенные управляемые неоднородности, алгоритмы расчета частотных и временных характеристик модели.

Предложен и апробирован способ и устройства для анализа и экстракции параметров слоёв многослойных сред, основанные на использовании локальных неоднородностей в измерительном зонде с возможностью управления электрическими параметрами таких неоднородностей при проведении рефлектометрических измерений.

Предложены и экспериментально верифицированы варианты выполнения управляемых неоднородностей в конструкции зонда, а также конструкции измерительного зонда с управляемыми неоднородностями на основе двухпроводной и коаксиальной линий передачи.

Практическая ценность.

Разработанные способ и устройство предназначены для анализа и экстракции параметров многослойных сред в устройствах измерения уровней. Использование предложенного способа позволяет определить скорости распространения сигналов в слоях анализируемых многослойных сред в процессе определения уровней, что позволяет минимизировать влияние в случае изменения параметров сред и повысить точность измерений.

Реализация и внедрение результатов исследований.

Работа выполнена на кафедре Конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Результаты работы используются в

учебном процессе в рамках реализации технологии группового проектного обучения.

Результаты практического характера получены автором в рамках выполнения НИОКР “Микроволновый уровнемер”, договор № 7667ГУ/2015 от 08.10.2015 по программе УМНИК Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, соглашение № 14.577.21.0279 от 26.09.2017г., идентификатор RFMEFI57717X0279.

Результаты работы внедрены в учебном процессе на кафедре Конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры ТУСУР.

Апробация результатов.

Основные положения диссертационной работы представлялись на следующих конференциях и выставках:

– Международная IEEE сибирская конференция по управления и связи SIBCON, г. Астана, 2017 г.

– Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП, г. Новосибирск, 2016 г.

– Международная научно-техническая конференция «INTERMATIC», г. Москва, 2015, 2016 гг.

– Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо), г. Севастополь, 2015 г.

– Международная научно-студенческая конференция МНСК: Радиотехника, электроника, связь, г. Новосибирск, 2016 г.

– Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2016, 2017 гг.

– Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, 2016 г.

– Международная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций» (РТ), г. Севастополь, 2016 г.

– Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» ПРФН, г. Томск, 2016 г.

– Международная (всероссийская) научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2015, 2017, 2018 гг.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. На основе анализа временных задержек отраженных импульсов от границ раздела многослойных сред установлена периодичность импульсных откликов, являющихся результатом многократных отражений между границами раздела сред, данный признак использован для исключения из анализа многократно-отраженных импульсов, что повышает достоверность определения структуры диэлектрического заполнения.

2. Предложенная модификация метода импульсной рефлектометрии, основанная на использовании в конструкции измерительного зонда управляемых неоднородностей, электрические параметры которых могут быть изменены управляющим сигналом, обеспечивает возможность на основе анализа изменения рефлектограммы измерительного зонда определить скорости распространения сигнала в слоях многослойной среды и расстояния до границ раздела сред при отсутствии априорной информации о параметрах среды распространения сигнала.

3. Предложенные варианты исполнения измерительных зондов на основе коаксиальной и двухпроводной линий передачи, содержащих управляемые сосредоточенные неоднородности, позволяют обеспечить определение скоростей распространения электромагнитных сигналов в слоях исследуемых жидких многослойных сред, а также положений границ раздела слоев таких сред по результатам обработки рефлектограмм.

Публикации.

По результатам выполненных исследований опубликовано 20 работ, в том числе 4 в журналах из перечня ВАК, 3 публикации в изданиях, индексируемых Scopus и Web of Science. Подана 1 заявка на изобретение. Получено 3 свидетельства на программы для ЭВМ.

Структура и объем работы.

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Общий объем работы составляет 127 страниц, также 50 рисунков, 4 таблицы. Список использованных источников содержит 112 наименований. Общий объем приложений составляет 20 страниц.

Автор выражает благодарность своему научному руководителю, доценту Лошилову А.Г., за помощь в подготовке рукописи, профессору Малютину Н.Д., за плодотворные дискуссии по теме диссертации, а также всему коллективу кафедры Конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры и Специального конструкторского бюро “Смена” за поддержку и полезные советы.

Работа поддержана финансово Министерством науки и высшего образования РФ, соглашение 14.577.21.0279, IDRFMEFI 57717X0279.

1 Измерение уровней многослойных сред методом импульсной рефлектометрии (обзор)

1.1 Основы метода рефлектометрии во временной области

Возникновение и развитие TDR метода связано с поиском простых и доступных средств диагностики повреждений в линиях передачи [1, 88]. Как известно, линия передачи характеризуется волновым сопротивлением Z_0 , определяемым по формуле:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.1)$$

Любые повреждения линии передачи (обрыв, короткое замыкание, отклонение параметров поперечного сечения) приводят к локальному изменению ее импеданса и характеризуются коэффициентом отражения (Γ) в точке рассогласования, равным:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \quad (1.2)$$

где Z – импеданс в точке возникновения неоднородности;

Z_0 – волновое сопротивление линии передачи.

Для обнаружения и локализации таких повреждений применяется метод рефлектометрии во временной области (TDR). Для этого на вход линии подается зондирующий сигнал (короткий импульс или перепад напряжения), который, распространяясь по линии передачи, частично или полностью отражается от локальных отклонений импеданса. Отраженный сигнал, возвращаясь на вход исследуемой линии, регистрируется приемником. Полученная характеристика напряжения на входе линии передачи от времени называется рефлектограммой.

Анализ рефлектограммы позволяет получить информацию о продольной структуре линии передачи, имея возможность подключения лишь к одному из ее входов.

По задержке отраженных сигналов относительно зондирующего возможно определение положений неоднородностей в линии передачи:

$$l = \frac{v \cdot \tau_o}{2}, \quad (1.3)$$

где v – скорость распространения электромагнитной волны в линии;

τ_o – задержка отраженного сигнала;

l – расстояние до неоднородности в линии.

По форме отраженного сигнала может быть определен тип неоднородности [88] и ее частотные характеристики [89].

Наглядность и простота технической реализации сделала TDR-метод востребованным для решения прикладных задач в различных отраслях, в том числе в задаче определения локализации границ раздела в однослойных и многослойных средах.

1.2 Применение TDR метода для измерения уровней однослойных сред

Первые работы по применению TDR-метода для анализа уровней жидкостей относятся к 60-м годам прошлого века [33, 90]. В качестве измерительного зонда простейшего TDR-уровнемера использовалась линия передачи с воздушным заполнением (коаксиальная или двухпроводная), которая погружалась в исследуемую среду и позволяла определить границу раздела сред воздух-жидкость по задержке сигнала отраженного от границы изменения диэлектрического заполнения.

В патенте [90] описано самокалибрующееся TDR-устройство для измерения уровня жидкости. Устройство [90] содержит генератор прямоугольных импульсов, стробоскопический осциллограф и измерительный зонд, выполненный в виде коаксиальной линии с воздушным заполнением, погруженный в сосуд. Отличительной особенностью устройства является использование в конструкции измерительного зонда периодических изолирующих элементов, которые обеспечивают две функции:

- 1) точное позиционирование центрального проводника относительно внешнего экрана;
- 2) локальное изменение волнового сопротивления зонда в местах установки.

На измеренной рефлектограмме, кроме сигнала, отраженного от границы раздела сред воздух-жидкость, будут присутствовать периодические сигналы, вызванные отражениями от изолирующих элементов.

Наличие таких откликов позволяет обеспечить привязку временной оси рефлектограммы к координате по длине измерительного зонда (самокалибровку устройства).

В патенте [33] предложена система для определения уровней и электрических характеристик жидких материалов, реализующая TDR-метод. Система содержит генератор прямоугольных импульсов, осциллограф и измерительный зонд, погруженный в сосуд с исследуемой жидкостью. Приводятся экспериментальные рефлектограммы следующих жидкостей: бензин (gasoline), тетрахлолметан (carbone tet), растительное масло (vegetable oil), метиловый спирт (methyl alcohol) и вода (H₂O).

Показано [33], что амплитуда отраженного сигнала U_r , тем больше, чем сильнее отличие относительных диэлектрических проницаемостей слоев ϵ_{r1} (воздух) и ϵ_2 (исследуемая жидкость).

При этом коэффициент отражения Γ на границе раздела сред равен:

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (1.4)$$

Амплитуда отраженного сигнала U_r , для идеализированного случая, при котором потерями в линии можно пренебречь, равна:

$$U_r = U_i \cdot \Gamma, \quad (1.5)$$

где U_i – амплитуда падающего (зондирующего) сигнала.

Диэлектрическая проницаемость жидкости ϵ_2 может быть определена по формуле:

$$\varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r1} \left(\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right)^2. \quad (1.6)$$

Скорость распространения электромагнитного сигнала на отрезке зонда, погруженного в исследуемую жидкость, равна:

$$v_2 = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{r2}}}. \quad (1.7)$$

где c – скорость света.

В работе [35] приведен сравнительный анализ различных способов измерения уровня жидкого металла в резервуарах. Среди многообразия анализируемых методов, предпочтение отдано двум методам: ультразвуковому и TDR. Отмечается высокая разрешающая способность TDR метода (менее 2,5 мм), низкая чувствительность к перепадам температуры, отсутствие необходимости в установке внутри резервуаров дополнительных датчиков. Это позволяет использовать метод при высоких температурах (до 800 °С), а также для измерения радиоактивных сред. Отмечена высокая потенциальная дальность определения уровня.

В работе [91] приводятся результаты экспериментальных исследований точности измерения уровня жидкости TDR-методом. Экспериментальная установка содержит: генератор прямоугольных импульсов (НР 1905А); формирователь фронта (НР 1920А); измеритель временных интервалов (НР 5379А, НР 5360А, НР 5375А); измерительный зонд, выполненный в виде коаксиальной линии передачи с воздушным заполнением, и резервуар из нержавеющей стали. Для контроля уровня жидкости в боковой стенке резервуара было выполнено смотровое окно и установлена линейка, позволяющая производить измерения уровня с точностью 0,5 мм.

Измерения выполнялись в режиме воздействия последовательно прямоугльных импульсов с частотой следования 1 кГц, амплитудой 5 В и длительностью фронта, равной 500 пс. В качестве тестовых жидкостей использовались вода, азотная кислота, а также водные растворы хлорида натрия различной концентрации. Положение уровня жидкости определялось

по задержке отраженного сигнала, время прихода которого регистрировалось по достижению уровня напряжения сравнения (trigger voltage level). Для проверки воспроизводимости результатов измерения наполнение и опорожнение резервуара проводилось в течение нескольких дней.

Было показано [91], что на форму отраженного сигнала, а следовательно и на точность определения задержки влияют свойства жидкости, в частности, концентрация электролита. При увеличении концентрации электролита длительность фронта отраженного импульса уменьшается, что приводит к более ранней фиксации установленного уровня напряжения. Следовательно, для повышения точности измерений, для каждой измеряемой жидкости должна быть произведена процедура калибровки и установлен оптимальный уровень напряжения сравнения. Отмечается [91], что погрешность измерения откалиброванного должным образом измерительного устройства не превышает ± 3 мм.

Описанная в работе [91] необходимость в калибровке системы на каждую измеряемую жидкость устраняется с внедрением ряда методов [92, 93], основанных на анализе формы отраженного сигнала, целью которого является определение «времени полета» (Time of flight,ToF) электромагнитной волны, вычисление скорости и параметров среды в которой распространяется сигнал.

При анализе однослойных сред задача калибровки системы упрощается тем, что до отражения от границы жидкости сигнал распространяется в воздушной среде, скорость распространения в которой слабо отличается от скорости света. Исключением являются случаи интенсивного испарения измеряемого продукта, а также образование пены на поверхности жидкости.

Учет данных факторов наряду с измерением параметров уровней многослойных сред представляет большой практический интерес.

1.3 Применение TDR метода для измерения уровней многослойных сред

Под многослойной средой понимается слоистая структура, состоящая из нескольких несмешивающихся слоев (фракций), имеющих различную плотность. Примером многослойной среды является среда «воздух-нефть-подтоварная вода» в нефтяной промышленности. Для обеспечения технологии переработки нефти уже недостаточно определения уровня верхнего слоя, необходимо иметь информацию о положении уровней каждого из слоев измеряемой среды.

Первое применение TDR метода для анализа многослойной среды описано в [27]. Работа выполнялась в интересах министерства обороны США, целью являлось определение уровней столба топлива, морской воды и воздуха в военных танкерах. В работе приведена модель распространения сигнала в многослойной структуре и алгоритм определения высот каждого из компонентов многослойной среды по измеренной рефлектограмме погруженного в жидкость коаксиального зонда. В качестве зондирующего сигнала в работе использовался перепад напряжения с фронтом менее 150 пс. Эквивалентный интервал дискретизации измерительной установки составлял 25 пс.

Приводятся [27] выражения для определения высоты столбов воздушной среды D_{AIR} и топлива D_{OIL} по измеренной рефлектограмме:

$$D_{AIR} = c \cdot T_{AIR}, \quad (1.8)$$

$$D_{OIL} = c \cdot \frac{T_{OIL} \cdot U_{OIL}}{2 \cdot U_{AIR} - U_{OIL}}, \quad (1.9)$$

где T_{AIR} – время распространения электромагнитного сигнала до границы раздела сред "воздух–топливо";

T_{OIL} – время распространения электромагнитного сигнала до границы раздела сред "топливо–морская вода";

U_{AIR} – амплитуда сигнала отраженного от границы раздела сред "воздух–топливо";

U_{OIL} – амплитуда сигнала отраженного от границы раздела сред "топливо – морская вода".

Экспериментальные исследования выполнялись с использованием тестовых жидкостей с широким диапазоном диэлектрических проницаемостей (от 4 до 80) и в различных диапазонах температур (от минус 5 до 45°C для топлива и от 0 до 80°C для дистиллированной воды).

В работе [27] отмечено следующее:

- системы, обеспечивающее согласование измерительного зонда с подводным кабелем и выходом рефлектометра позволяют получить лучшее пространственное разрешение;

- предлагаемая установка, реализующая TDR метод, обеспечивает высокую линейность измерений (выше 7 мм) и разрешение по длине (до 5 мм);

- система может быть использована для определения высоты столбов топлива и морской воды при наличии эмульсии или смешивания жидкостей;

- изменение диэлектрической проницаемости, типа жидкости, температуры, а также наличие загрязнений не приводят к значительным потерям точности измерений.

В работе [28] дано развернутое описание TDR метода, описаны базовые принципы рефлектометрии во временной области, показано применение метода для измерения уровня и границы раздела сред жидких и сыпучих продуктов. Приведено сравнение с поплавковым, электростатическим, ультразвуковым и радарным методом по различным критериям. К ограничениям использования метода относится измерение вязких сред и сред с высокой турбулентностью. Среди требований к проведению измерений многослойных сред TDR методом указаны следующие: верхний слой измеряемого продукта не должен быть электропроводящим; диэлектрическая проницаемость слоев многослойной среды должна возрастать с каждым новым слоем. В работе [31] предложена измерительная система, реализующая стробоскопический режим измерения. Функция

автоматического сдвига по времени между зондирующим и стробирующим сигналами реализована путем использования двух опорных генераторов с незначительной отстройкой частоты. При частоте следования импульсов f_0 равной 20 МГц и величине отстройки Δf равной 6,8 кГц обеспечивается интервал стробоскопической выборки порядка 17 пс. Использование стробоскопического смесителя позволяет зарегистрировать рефлектограмму путем обработки N откликов объекта на тестовое воздействие. Кроме того, особенностью [31] является конструкция измерительного зонда, выполненного в виде коаксиальной линии со ступенчатым изменением диаметра центрального проводника. Отраженный импульс, возникающий в точке изменения поперечного сечения зонда, используется для калибровки устройства. Для определения длины внутренних слоев жидкости используются априорные значения диэлектрической проницаемости измеряемых жидкостей. Развитие предложенных технических решений нашло отражение в других работах авторов [49, 50]. Аналогичный подход к процедуре калибровки предложен в патенте [63]. Для определения диэлектрической проницаемости газовой среды над жидкостью в конструкции зонда применены регулярные неоднородности, представляющие собой утолщения измерительного стержня (см. рис. 1.2, а).

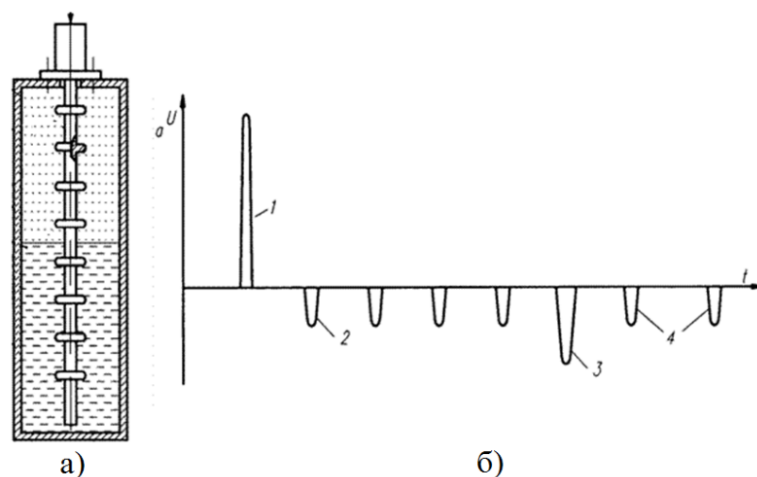


Рисунок 1.1 – Зонд с регулярными неоднородностями и его рефлектограмма [63]

По задержке откликов от регулярных неоднородностей, может быть определена скорость распространения сигнала как в воздушной среде, так и в самой жидкости.

Существенный вклад в развитие TDR метода измерения уровней многослойных сред внесен итальянским коллективом под руководством Андреа Катальдо (Andrea Cataldo) [22, 23, 25, 36, 37, 40, 41, 48, 55, 62].

Работа [40] посвящена анализу источников неопределенности оценки уровней и диэлектрических проницаемостей жидкостей при использовании техники TDR измерений. Определены и обсуждаются следующие источники погрешностей:

- неидеальность (нестабильность) соединения кабеля с измерительным зондом;
- рассогласование измерительного зонда и подводящего кабеля;
- омические потери в подводящем кабеле и измерительном зонде;
- частотная зависимость диэлектрической проницаемости измеряемых жидкостей;
- эффект многократного переотражения сигналов от границ раздела сред.

Показано, что метод применим для одновременного измерения уровней и диэлектрических проницаемостей жидкостей с неопределенностью в пределах $\pm 2\%$.

В работе [48] особое внимание уделено влиянию потерь на точность измерения уровней TDR методом. Рассматриваются как омические потери в материалах конструкции измерительного зонда, так и потери проводимости, обусловленные рассеянием энергии сигнала в измеряемой жидкости.

Для учета влияния омических потерь применяется калибровка, которая состоит в измерении коэффициентов отражения в режимах короткого замыкания и холостого хода на выходе измерительного зонда. Считается, что отклонение модуля коэффициента от отражения от единицы вызвано

омическими потерями, величина которых определяется коэффициентом A , равным:

$$A = e^{2\alpha L}, \quad (1.10)$$

где α – коэффициент затухания измерительного зонда;

L – длина измерительного зонда.

В дальнейшем, в процессе обработки результатов измерений, найденное значение коэффициента A используется для корректировки коэффициентов отражения от границ раздела сред измеряемой жидкости:

$$\Gamma_{КОР} = A \cdot \Gamma_{ИЗМ}, \quad (1.11)$$

где $\Gamma_{КОР}$ – скорректированный коэффициент отражения;

$\Gamma_{ИЗМ}$ – измеренный коэффициент отражения.

Экспериментально показано [48], что предложенная методика позволяет устранить систематическую погрешность измерения уровня, значение которой на практике может составлять от 1 до 2,4 % в зависимости от диэлектрической проницаемости измеряемой жидкости.

Также в работе [48] рассмотрена процедура определения погонной проводимости жидкости. Выражение для определения проводимости, согласно предложенной процедуре, имеет вид:

$$\sigma = K_p G_s = \frac{K_p}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_\infty}{1 + \Gamma_\infty}, \quad (1.12)$$

где K_p – коэффициент формы измерительного зонда;

Z_0 – волновое сопротивление;

Γ_∞ – коэффициент отражения, полученный в режиме большой временной выдержки [94].

Сущность метода заключается в определении коэффициента формы K_p измерительного зонда по результатам продолжительных TDR измерений тестовой жидкости с известной характеристикой проводимости. После чего, найденный коэффициент K_p может быть использован для измерения проводимости неизвестной жидкости.

В работах [32, 95] предложен комбинированный подход к определению частотных характеристик диэлектрических проницаемостей анализируемых сред. В основе подхода лежит алгоритм вычисления частотной характеристики коэффициента матрицы рассеяния $S_{11}(f)$ измерительного зонда на основании измеренной рефлектограммы, модель измерительного зонда, учитывающая паразитные параметры конструкции, и алгоритм минимизации невязки характеристик модели и эксперимента, позволяющий определить параметры модели диэлектрической проницаемости среды распространения сигнала.

Для описания комплексной частотно-зависимой диэлектрической проницаемости в работе использована модель Cole-Cole [32]:

$$\varepsilon_r^*(f) = \left\{ \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + \left(j \frac{f}{f_{rel}} \right)^{1-\beta}} \right\} - j \frac{\sigma_{dc}}{2\pi f \varepsilon_0}, \quad (1.13)$$

где f_{rel} – частота релаксации диэлектрика;

ε_∞ – диэлектрическая проницаемость на бесконечной частоте;

ε_s – статическая диэлектрическая проницаемость;

ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума;

σ_{dc} – статическая проводимость;

β – коэффициент, характеризующий рассеяние на частотах релаксации.

В работах [32, 95] дано сравнение разработанного комбинированного подхода с техникой измерения диэлектрической проницаемости при помощи векторных анализаторов цепей (VNA). Показано, что комбинированный подход на основе TDR измерений с последующим расчетом частотных характеристик позволяет без увеличения стоимости устройства повысить его точность, делая её сравнимой с точностью векторных частотных измерителей.

В [39, 47] выполнен анализ влияния затухания сигнала на точность измерения толщин слоев многослойных сред TDR-методом. Для устранения

систематической погрешности предложено использовать заранее измеренные характеристики затухания каждого из слоев. Учет затухания в промежуточных слоях позволил обеспечить погрешность измерения уровней не более ± 10 мм [39].

На основе проведенного обзора научно-технической информации можно выделить следующие основные направления развития TDR-метода в задаче измерения границ раздела уровней многослойных сред:

- совершенствование технических характеристик рефлектометров и входящих в них функциональных узлов [31, 49, 50];
- сочетание временных и частотных методов анализа с целью определения частотных зависимостей параметров измеряемых сред и их учет при определении толщин слоев [32, 95];
- уточнение модели измерительного зонда, совершенствование алгоритмов решения обратной задачи [95];
- совершенствование конструкции измерительного зонда, а также внедрение алгоритмов калибровки и уточнения параметров исследуемых сред в реальном масштабе времени [31, 63].

1.4 Цель и задачи исследования

Целью диссертации является: исследование и разработка способа рефлектометрического определения уровней границ раздела и параметров многослойных сред, а также устройств для его осуществления.

Поставленная цель достигается решением следующих основных задач:

1. Аналитический обзор рефлектометрических методов и средств определения уровней многослойных сред.
2. Разработка модели зонда в виде ступенчато-нерегулярной линии передачи, содержащей сосредоточенные неоднородности, а также алгоритмов расчета частотных и импульсных характеристик модели.
3. Разработка алгоритмов обработки и интерпретации рефлектограмм.

4. Разработка и изготовление устройств для реализации рефлектометрического определения уровней границы раздела и параметров слоев многослойных сред.

5. Экспериментальные исследования разработанных устройств и алгоритмов.

2 Моделирование частотных и импульсных характеристик ступенчато-нерегулярных линий передачи, содержащих сосредоточенные неоднородности

В настоящем разделе отражено решение следующих задач исследования:

- 1) разработка обобщенной модели отрезка ступенчато-нерегулярной линии передачи, содержащей сосредоточенные неоднородности;
- 2) разработка алгоритмов расчета частотных и импульсных характеристик ступенчато-нерегулярной линии передачи, описанной разработанной моделью;
- 3) расчет входных частотных и импульсных характеристик модели измерительного зонда коаксиального типа, погруженного в трехслойную среду.

2.1 Разработка модели

Объектом моделирования является обобщенная ступенчато-нерегулярная линия передачи, содержащих сосредоточенные неоднородности. Структуры данного типа также называют комбинированными [96]. На рисунке 2.1 представлена схема подобной структуры.

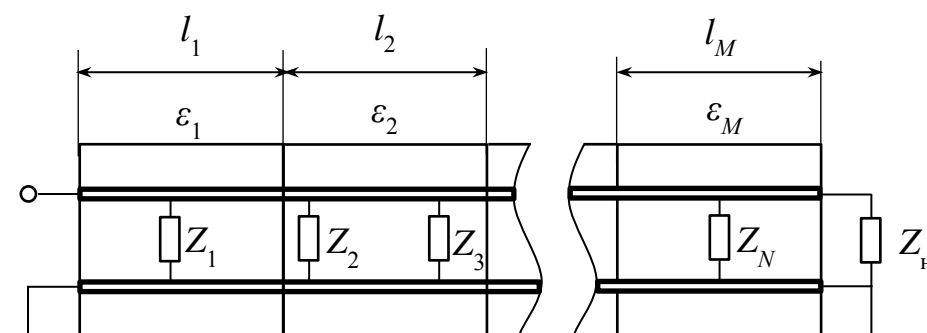


Рисунок 2.1 – Схема комбинированной структуры

Назовем сегментами (S_1, S_2, \dots, S_M) комбинированной структуры участки длиной l_1, l_2, \dots, l_M , имеющие однородное диэлектрическое

заполнение $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_M$, а регулярными отрезками $(RL_1, RL_2, \dots, RL_K)$ – отрезки линии передачи, погонные параметры которых не зависят от продольной координаты x линии, ограниченные сосредоточенными неоднородностями Z_1, Z_2, \dots, Z_N , границей сегмента, либо началом или концом линии передачи.

На рисунке 2.2 показан пример деления фрагмента комбинированной структуры на два сегмента (S_1, S_2) и пять регулярных отрезков ($RL_1 - RL_5$).

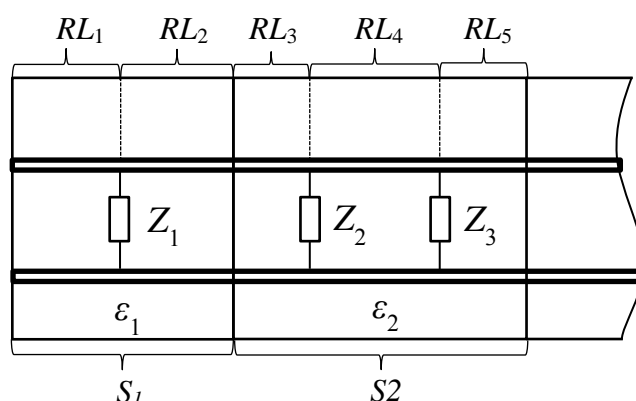


Рисунок 2.2 – Пример деления фрагмента комбинированной структуры

Учитывая, что комбинированные структуры представляют собой каскадное соединение регулярных отрезков и двухполюсников, описывающих сосредоточенные неоднородности, целесообразно для описания таких структур воспользоваться аппаратом классических матриц передачи [97, 98]. Полная матрица передачи комбинированной структуры для заданной частоты будет равна произведению матриц передачи входящих в нее сегментов:

$$[a]_{\text{КС}} = \prod_{i=1}^M [a]_i, \quad (2.1)$$

где M – количество сегментов в линии;

i – номер сегмента;

$[a]_i$ – матрица передачи i -го сегмента.

Сегмент представляет собой последовательное соединение регулярных отрезков линии передачи, разделенных сосредоточенными неоднородностями. Сегмент с индексом i характеризуется длиной (l_i),

диэлектрической проницаемостью (ϵ_i) и магнитной проницаемостью (μ_i). Магнитную проницаемость в модели принимаем неизменной и равной единице. Наличие в сегменте линии передачи N сосредоточенных неоднородностей, распределенных по данному сегменту произвольным образом, разбивает сегмент на $N+1$ регулярных отрезков (рисунок 2.3). Индексы внутри сегмента на рисунке 2.3 условно начинаются с единицы.

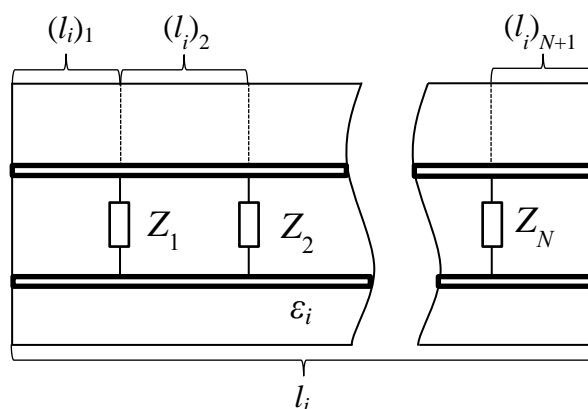


Рисунок 2.3 – Сегмент линии передачи с сосредоточенными неоднородностями

Каждый регулярный отрезок сегмента характеризуется длиной $(l_i)_j$. Эквивалентная матрица передачи $[a]$ сегмента, содержащей N сосредоточенных неоднородностей, может быть рассчитана по формуле:

$$[a] = \left(\prod_{j=1}^N [a]_{RL_j} \cdot [a_h]_j \right) \cdot [a]_{RL_{N+1}}, \quad (2.2)$$

где j – номер сосредоточенной неоднородности;

$[a]_{RL_j}$ – матрица передачи регулярного отрезка, расположенного до сосредоточенной неоднородности;

$[a_h]_j$ – матрица передачи сосредоточенной неоднородности.

Модель регулярного отрезка линии передачи может быть представлена следующей матрицей передачи [97, 98]:

$$[a]_{RL} = \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma l) & Z_0 \cdot \text{sh}(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \cdot \text{sh}(\gamma l) & \text{ch}(\gamma l) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

где Z_0 – волновое сопротивление регулярного отрезка;
 γ – коэффициент распространения волн регулярного отрезка;
 l – длина регулярного отрезка.

Волновое сопротивление Z_0 и коэффициент распространения γ отрезка линии передачи с учетом потерь в проводниках и материала диэлектрика на угловой частоте ω могут быть рассчитаны через погонные параметры R, G, L, C по известным выражениям [97]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad (2.4)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} = \alpha + j\beta, \quad (2.5)$$

где α – коэффициент затухания;
 β – коэффициент фазы.

В случае, если потерями в материале проводников линии передачи и диэлектрике можно пренебречь, для расчета волнового сопротивления коаксиальной и двухпроводной линии воспользуемся известными приближенными выражениями [97]. Волновое сопротивление коаксиальной линии передачи с радиусом внутреннего проводника d , радиусом внешнего проводника D , с диэлектрическим заполнением, описываемым относительной диэлектрической и магнитной проницаемостями ϵ_r, μ_r , определяется выражением:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right). \quad (2.6)$$

Волновое сопротивление двухпроводной линии с радиусом проводников a , разнесенных на расстояние d между центрами проводников, описывается выражением:

$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{d - a}{a}\right). \quad (2.7)$$

Сосредоточенные неоднородности Z_1, Z_2, \dots, Z_N , включенные в отрезки ступенчато-нерегулярных линий передачи описываются матрицей четырёхполюсника [98]:

$$[a]_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_n & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_n & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

где Z_n – комплексное сопротивление двухполюсника, описывающего сосредоточенную неоднородность;

Y_n – комплексная проводимость двухполюсника, описывающего сосредоточенную неоднородность.

Моделирование режима управления параметрами сосредоточенных неоднородностей может выполняться путем задания дискретных значений частотно-зависимого импеданса неоднородностей, являющегося функцией управляющего воздействия.

2.2 Разработка алгоритм расчета частотных и импульсных характеристик

На основе рассчитанной классической матрицы передачи комбинированной структуры $[a]_{КС}$ (2.1) с использованием известных соотношений [98], связывающих элементы матрицы, могут быть рассчитаны волновые матрицы передачи $[t]$ и рассеяния $[s]$:

$$[t] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} + \frac{a_{12}}{Z_n} + a_{21} \cdot Z_r + a_{22} \frac{Z_r}{Z_n} & a_{11} - \frac{a_{12}}{Z_n} + a_{21} \cdot Z_r - a_{22} \frac{Z_r}{Z_n} \\ a_{11} + \frac{a_{12}}{Z_n} - a_{21} \cdot Z_r - a_{22} \frac{Z_r}{Z_n} & a_{11} - \frac{a_{12}}{Z_n} - a_{21} \cdot Z_r + a_{22} \frac{Z_r}{Z_n} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

$$[s] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{t_{21}}{t_{11}} & \frac{|t|}{t_{11}} \\ \frac{1}{t_{11}} & -\frac{t_{21}}{t_{11}} \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

где Z_r – выходное сопротивление генератора;

Z_n – сопротивление нагрузки;

$$|t| = t_{11} \cdot t_{22} - t_{12} \cdot t_{21} \quad (2.11)$$

$$|s| = s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21} \quad (2.12)$$

Алгоритм расчета рефлектограммы комбинированной структуры включает следующие шаги.

1. Задание формы сигнала воздействия (тестового сигнала) $e(t)$.

Тестовый сигнал представляет собой набор временных отсчетов с шагом Δt . Количество временных отсчетов равно 2^N , где N – натуральное число. Размер окна в секундах получаемой временной характеристики определяется выражением:

$$T = 2^N \cdot \Delta t \quad (2.13)$$

2. Определение спектра тестового воздействия $E(\omega)$.

Вычисление спектра тестового воздействия выполняется путем применения преобразования Фурье.

3. Определение входного сопротивления структуры.

Определяется частотная зависимость входного сопротивления комбинированной структуры по формуле:

$$Z_{\text{вх}}(f) = \frac{[a]_{\text{KC}_{1,1}}(f) \cdot Z_{\text{н}} + [a]_{\text{KC}_{1,2}}(f)}{[a]_{\text{KC}_{2,1}}(f) \cdot Z_{\text{н}} + [a]_{\text{KC}_{2,2}}(f)} \cdot \quad (2.14)$$

4. Определение рефлектограммы структуры.

Временная зависимость напряжения на входе комбинированной структуры (рефлектограмма комбинированной структуры) определяется по формуле:

$$U(t) = F^{-1} \left(E(f) \frac{Z_{\text{вх}}(f)}{Z_{\text{вх}}(f) + Z_{\Gamma}} \right), \quad (2.15)$$

где F^{-1} – оператор обратного преобразования Фурье.

2.3 Пример расчета комбинированной структуры и анализ частотных и импульсных характеристик

Приведем пример расчета комбинированной структуры (рисунок 2.4), выполненной в виде коаксиальной линии передачи, состоящей из трёх сегментов, имеющих длины l_1 , l_2 , l_3 , и содержащую три сосредоточенные неоднородности Z_1 , Z_2 , Z_3 , расположенные на расстояниях x_1 , x_2 , x_3 от ее входа.

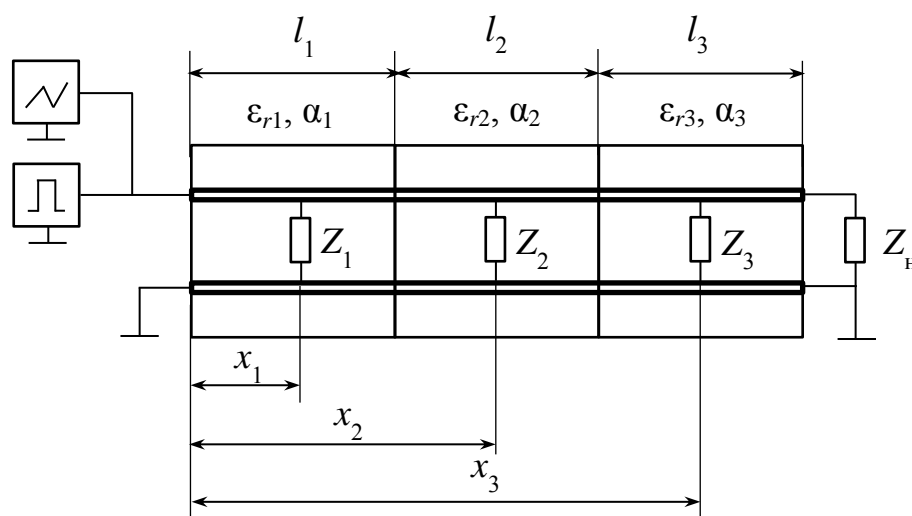


Рисунок 2.4 – Схема комбинированной структуры

Коаксиальная линия передачи имеет следующие параметры: общая длина $l = 1$ м; диаметр внутреннего проводника $d = 9$ мм; диаметр внешнего проводника $D = 21$ мм.

Параметры материала заполнения сегментов приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Параметры сегментов структуры

№ сегмента	ϵ_r	α , дБ/м	Длина, м
1	1	0,5	0,4
2	3	1	0,3
3	10	2	0,3

Сосредоточенные неоднородности в линии расположены таким образом, что на каждый из сегментов комбинированной структуры приходится по одной неоднородности. Расстояния от входа линии до сосредоточенных неоднородностей, следующие: $x_1 = 0,25$ м; $x_2 = 0,5$ м; $x_3 = 0,75$ м.

Сопротивление сосредоточенных неоднородностей $Z_j = Z_1 = Z_2 = Z_3$ выбиралось из ряда: 25, 100, 500 Ом.

Рассчитаем волновое сопротивление каждого из сегментов определяется по выражению (2.8):

$$Z_{01} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) = 50,8 \text{ Ом};$$

$$Z_{02} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) = 29,4 \text{ Ом};$$

$$Z_{03} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r3}}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right) = 16,1 \text{ Ом}.$$

Для расчета эквивалентной матрицы передачи каждый из сегментов разделяется на два регулярных отрезка (рисунок 2.5).

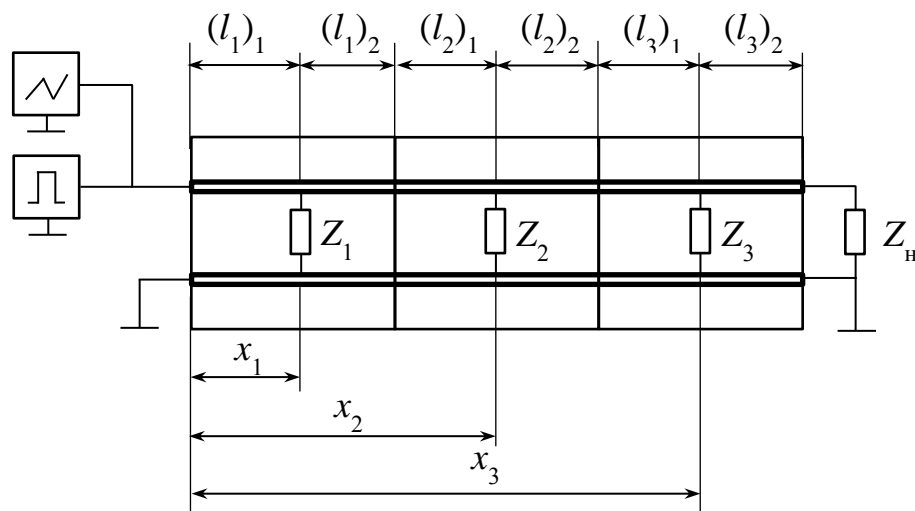


Рисунок 2.5 – Схема линии передачи

Выражения для вычисления длин регулярных отрезков для каждого из сегментов имеют вид:

$$(l_1)_1 = x_1 = 0,25 \text{ м};$$

$$(l_1)_2 = l_1 - x_1 = 0,15 \text{ м};$$

$$(l_2)_1 = x_2 - l_1 = 0,1 \text{ м};$$

$$(l_2)_2 = (l_1 + l_2) - x_1 = 0,2 \text{ м};$$

$$(l_3)_1 = x_3 - (l_1 + l_2) = 0,05 \text{ м};$$

$$(l_3)_2 = (l_1 + l_2 + l_3) - x_2 = 0,25 \text{ м}.$$

Матрица передачи сосредоточенных неоднородностей определяется выражением (2.8):

для $Z_j = 25$ Ом:

$$[a]_H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{25} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0,04 & 1 \end{bmatrix};$$

для $Z_j = 100$ Ом:

$$[a]_H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{100} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0,01 & 1 \end{bmatrix};$$

для $Z_j = 500$ Ом:

$$[a]_H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{500} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2 \cdot 10^{-3} & 1 \end{bmatrix}.$$

Выражение для вычисления эквивалентных матриц передачи сегментов имеет вид:

$$[a]_i = [a]_{RL_1} \cdot [a]_H \cdot [a]_{RL_2},$$

где

$$[a]_{RL_1} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}(\gamma_i(l_i)_1) & Z_{0i} \cdot \operatorname{sh}(\gamma_i(l_i)_1) \\ \frac{1}{Z_{0i}} \cdot \operatorname{sh}(\gamma_i(l_i)_1) & \operatorname{ch}(\gamma_i(l_i)_1) \end{bmatrix},$$

$$[a]_{RL_2} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}(\gamma_i(l_i)_2) & Z_{0i} \cdot \operatorname{sh}(\gamma_i(l_i)_2) \\ \frac{1}{Z_{0i}} \cdot \operatorname{sh}(\gamma_i(l_i)_2) & \operatorname{ch}(\gamma_i(l_i)_2) \end{bmatrix}.$$

Коэффициент распространения γ для каждого сегмента вычисляется по выражению (2.5), где α – активные потери (таблица 2.1), β определяется выражением:

$$\beta_i(\omega) = \omega \cdot \frac{\sqrt{\varepsilon_{ri}}}{c},$$

где c – скорость света в вакууме.

Эквивалентная матрица передачи определяется по выражению (2.1):

$$[a]_{KC} = [a]_1 \cdot [a]_2 \cdot [a]_3. \quad (2.16)$$

При использовании рефлектометрического метода измерение характеристик объекта выполняется на его входе, в связи с этим при частотном анализе объекта измеряемой характеристикой является коэффициент матрицы рассеяния s_{11} . По выражениям (2.9–2.12) рассчитаем частотную зависимость элемента матрицы рассеяния $|s_{11}(f)|$ для трех состояний управляемых неоднородностей, заданных через эквивалентное сопротивление $Z_j = Z_1 = Z_2 = Z_3$, равное 25, 100 и 500 Ом.

Рассчитанные частотные характеристики приведены на рисунке 2.6.

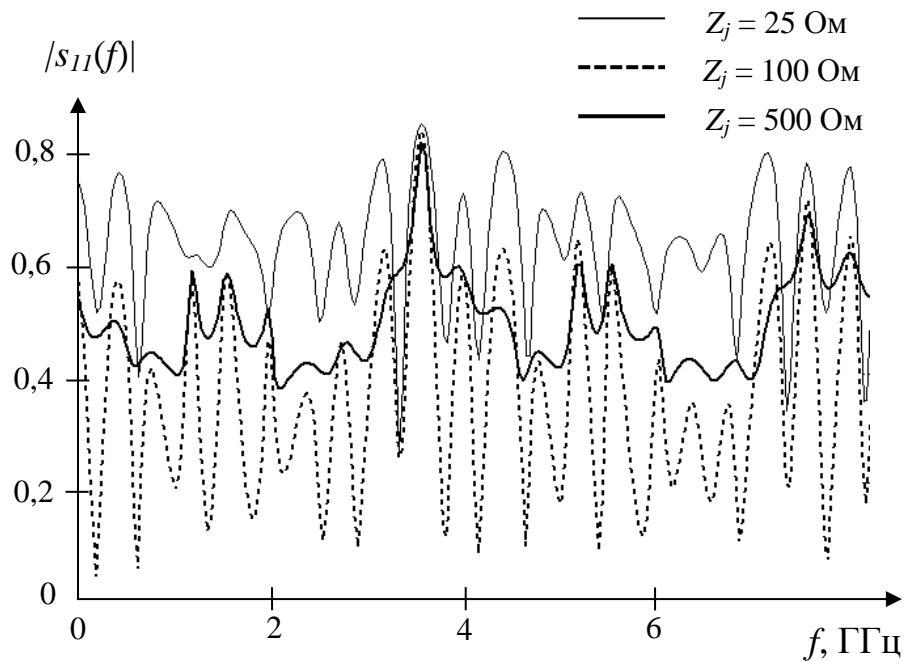


Рисунок 2.6 – Частотная зависимость коэффициент матрицы рассеяния s_{11} комбинированной структуры

Для расчета импульсной характеристики комбинированной структуры зададим форму тестового воздействия. В качестве такого воздействия взята реальная форма сигнала (рисунок 2.7) на выходе формирователя импульсов генератора Geozondas GZ1117DN35. Импульс имеет следующие характеристики: амплитуда тестового сигнала $A = 0,2$ В (на согласованную нагрузку 50 Ом), длительность импульса по уровню 50% от амплитудного значения $d = 40$ пс. Частота дискретизации сигнала $\Delta t = 1$ пс.

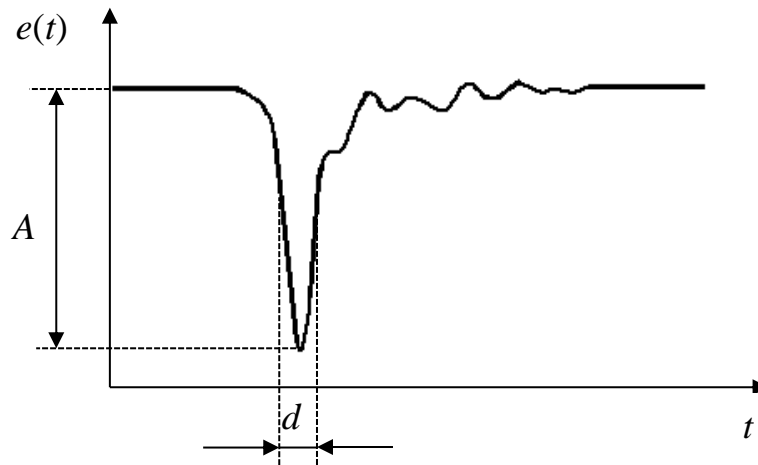


Рисунок 2.7 – Форма тестового сигнала

Характеристика нормированного спектра тестового воздействия приведена на рисунке 2.8.

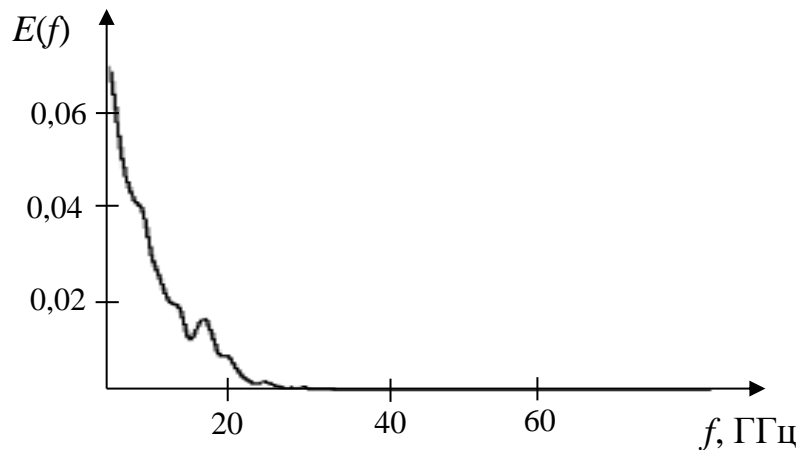
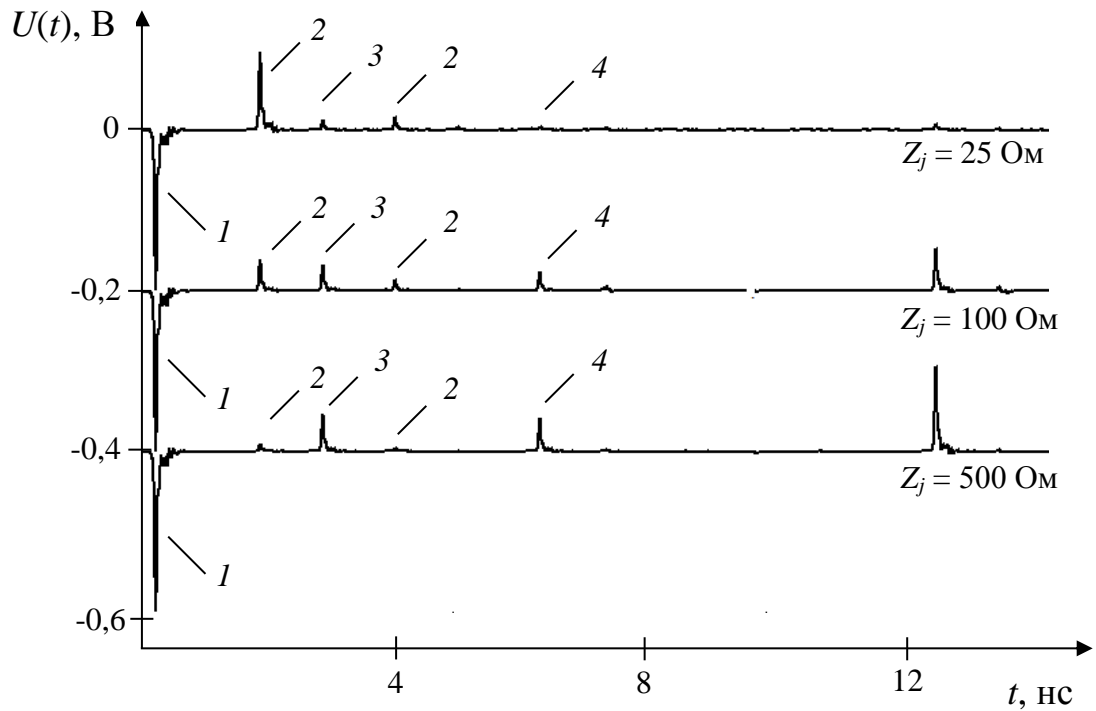


Рисунок 2.8 – Спектр тестового воздействия

Для каждой дискретной частоты, спектра тестового с использованием (2.1) вычислялась полная матрица передачи комбинированной структуры, определялась частотная зависимость входного сопротивления (2.14), на основании рассчитанных частотных зависимостей рефлектограммы комбинированной структуры при различных значениях сопротивления управляемых неоднородностей.

Рассчитанные рефлектограммы приведены на рисунке 2.9.



1 – тестовый импульс; 2 – отклики от сосредоточенных неоднородностей; 3 – отклик от границы раздела между первым и вторым сегментом; 4 – отклик от границы раздела между вторым и третьим сегментом.

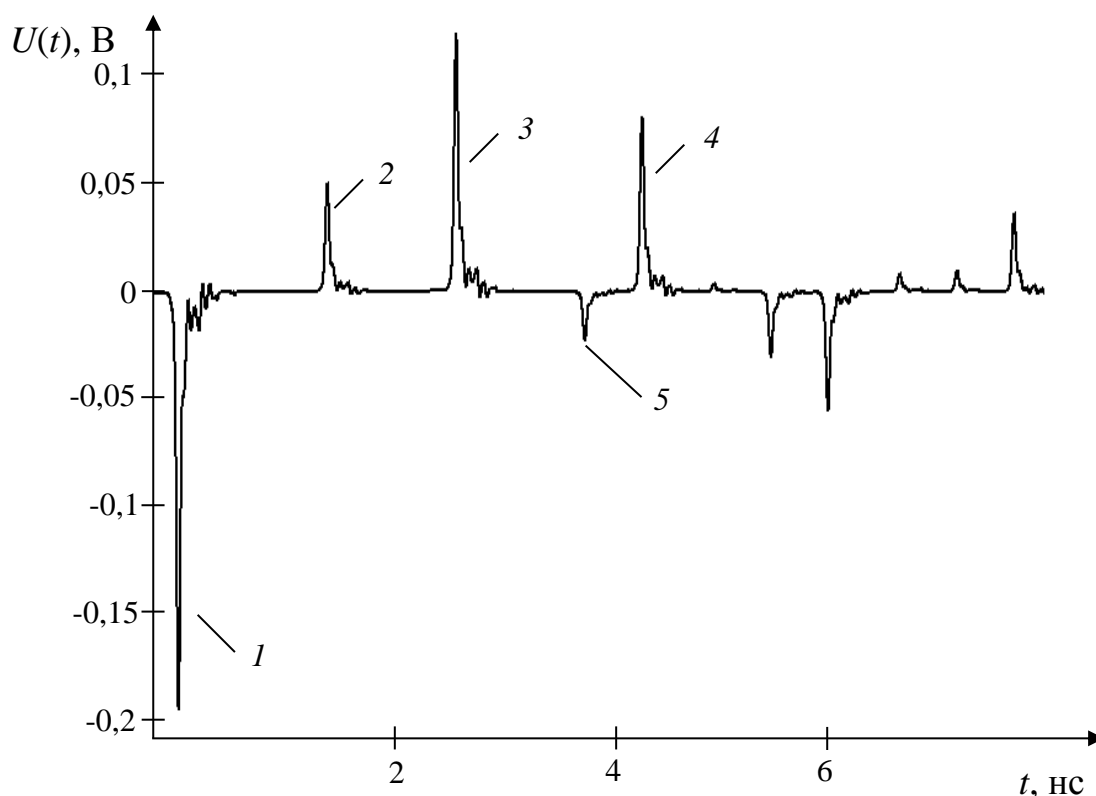
Рисунок 2.9 – Рефлектограммы комбинированной структуры при разных значениях Z_j

В отличие от частотных характеристик $|s_{11}(f)|$ (см. рисунок 2.6), рефлектограммы комбинированной структуры $U(t)$ (см. рисунок 2.9) позволяют получить информацию о пространственных характеристиках комбинированной структуры в более наглядной форме: задержки распространения сигналов, отраженных от локальных неоднородностей и границ раздела сред, пропорциональны расстоянию от входа до точки рассогласования, а амплитуды отраженных сигналов пропорциональны величине такого рассогласования.

При этом, имея информацию о координатах установки сосредоточенных неоднородностей в комбинированной структуре, возникает возможность определения параметров среды распространения электромагнитных сигналов на каждом из сегментов такой структуры [58].

Описанию способа определения таких параметров посвящена следующая глава диссертации.

На рисунке 2.10 приведена характерная рефлектограмма комбинированной структуры, параметры которой приведены в таблице 2.2, соответствующая минимальному влиянию сосредоточенных неоднородностей ($Z_j = 1 \text{ кОм}$).



1 – тестовый импульс; 2 – отклик от границы раздела между первым и вторым сегментом; 3 – отклик от границы раздела между второй и третьей границе раздела; 4 – отклик от короткого замыкания на конце комбинированной структуры; 5 – “паразитный” отклик

Рисунок 2.10– Рефлектограмма структуры

Таблица 2.2 – Параметры сегментов структуры

№ сегмента	ϵ_r	α , дБ/м	Длина, м
1	1	0,5	0,2
2	3	1	0,1
3	80	2	0,025

В качестве нагрузки комбинированной структуры используется короткое замыкание, отклик от которого (см. рисунок 2.10, поз. 4) имеет

временную координату 4,2 нс. Все отклики, поступившие на вход позднее 4,2 нс могут быть безошибочно классифицированы как “паразитные” отклики, являющиеся результатом многократных переотражений сигналов в комбинированной структуре.

Особенностью приведенного примера является то, что один из откликов (см. рисунок 2.10, поз. 5) также является результатом таких переотражений и может быть ошибочно интерпретирован как отражение от одной из границы раздела сред комбинированной структуры или нагрузки на конце линии. Разработке алгоритмов селекции таких “паразитных” сигналов также посвящена следующая глава диссертации.

2.4 Экспериментальная апробация разработанной модели

Для экспериментальной апробации разработанной модели была изготовлена копланарная линия (КПЛ) передачи, конструкция которой показана на рисунке 2.11.

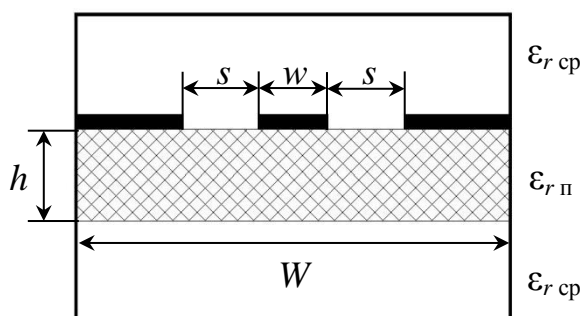


Рисунок 2.11– Конструкция КПЛ

Схема экспериментальной установки для измерения импульсной характеристики КПЛ состоит из следующих компонентов (рисунок 2.12):

- генератор импульсов;
- стробоскопический осциллограф;
- разветвитель;
- КПЛ передачи.

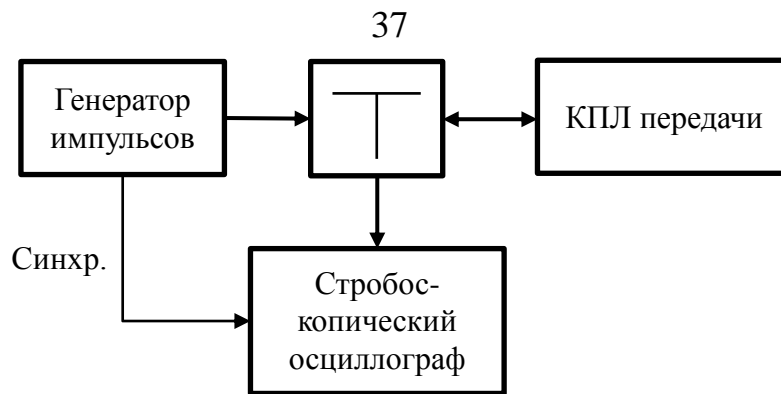


Рисунок 2.12 – Схема экспериментальной установки

Для получения тестового сигнала использовался опорный генератор Geozondas GZ1105DLP2 и формирователь импульса GZ1117DN-35. Сформированный сигнал через разветвитель Picosecond 5372 [99] поступал на вход стробоскопического осциллографа DSA 8300 с ослаблением 14 дБ, и на вход КПЛ с ослаблением 2,3 дБ. Отраженный сигнал также поступал на вход DSA 8300 через разветвитель с ослаблением 14 дБ.

КПЛ передачи имеет следующие геометрические характеристики (рисунок 2.11):

- ширина центрального проводника w : 1,3 мм;
- ширина зазора s : 0,5 мм;
- толщина подложки h : 1,2 мм;
- длина линии l : 350 мм;
- ширина линии W : 10 мм.

В качестве материала диэлектрика КПЛ передачи использовался стеклотекстолит фольгированный FR-4. В связи с тем, что в зависимости от производителя, связующего материала и др. факторов, относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь могут варьироваться в широких пределах, данные характеристики будут определены из рефлектограммы КПЛ.

Расчет параметров КПЛ передачи проводился согласно [100]. Потери линии учитывались согласно работе [101]. Эквивалентная схема расчётной структуры показана на рисунке 2.13.

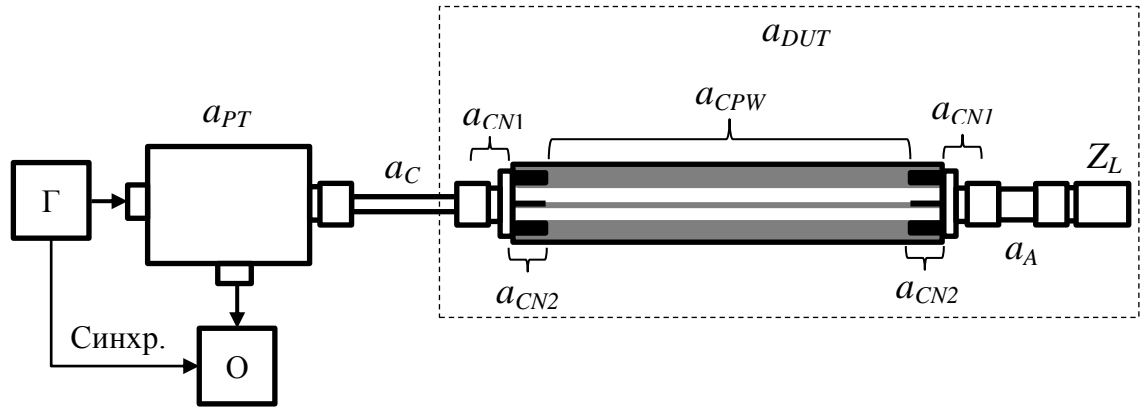


Рисунок 2.13 – Эквивалентная схема расчетной структуры

Эквивалентная матрица передачи структуры $a_{\text{ЭКВ}}$ определялась по следующему выражению:

$$a_{\text{ЭКВ}} = a_{PT} \cdot a_C \cdot a_{DUT} = a_{PT} \cdot a_C \cdot a_{CN1} \cdot a_{CN2} \cdot a_{CPW} \cdot a_{CN2} \cdot a_{CN1} \cdot a_A,$$

где a_{PT} – матрица передачи разветвителя;

a_C – матрица передачи кабеля;

a_{DUT} – матрица передачи измеряемой линии;

a_{CN1} – матрица передачи первой части разъема;

a_{CN2} – матрица передачи второй части разъема;

a_{CPW} – матрица передачи КПЛ;

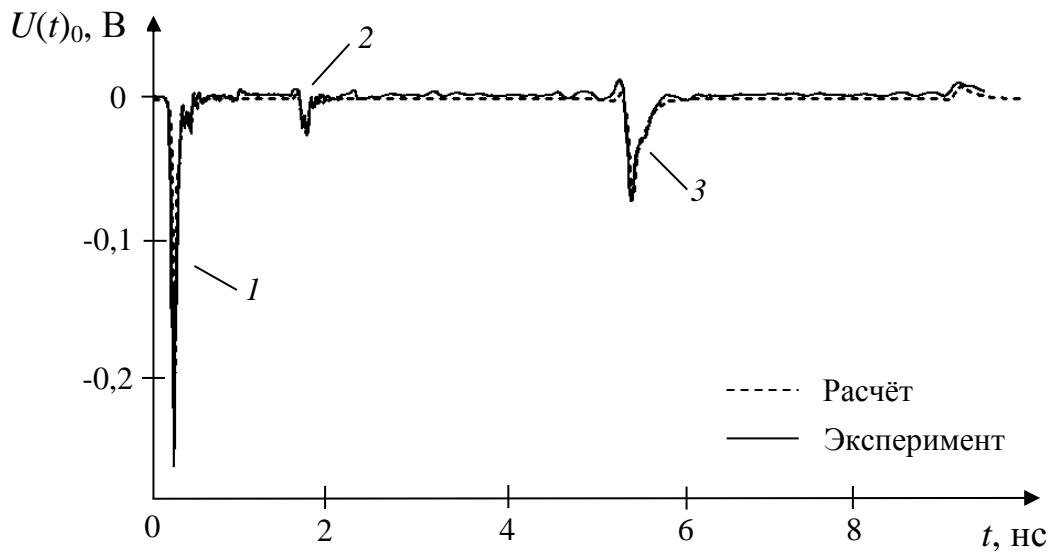
a_A – матрица передачи коаксиального адаптера sma–sma;

Z_L – сопротивление калиброванной нагрузки.

Матрица передачи разветвителя a_{PT} введена для компенсации задержки прохождения сигнала через разветвитель, согласно спецификации [99]. В матрице передачи кабеля a_C учтена задержка прохождения сигнала через кабель, а также частотная зависимость вносимых потерь. Для учёта вносимого влияния предназначенной для паяного соединения части разъема, выполнено его деление на два сегмента: первый сегмент, описываемый матрицей передачи a_{CN1} , предназначен для моделирования согласованной с кабельной линией части разъема; второй сегмент, описываемый матрицей передачи a_{CN2} , предназначен для учёта влияния параметров паяного контакта разъема. Матрица передачи a_A описывает временную задержку в

коаксиальном адаптере, предназначенном для подключения калиброванной нагрузки Z_L .

Измеренная и расчетная рефлектограммы описанной КПЛ представлены на рисунке 2.14. Относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{r\pi}$ и тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ материала подложки подобраны таким образом, чтобы расчётная характеристика максимально совпадала с измеренной характеристикой КПЛ. Полученные значения следующие: $\epsilon_{r\pi} = 4,3$; $\text{tg}\delta = 0,007$.



1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа КПЛ; 3 – отклик от конца КПЛ.

Рисунок 2.14 – Рефлектограмма КПЛ

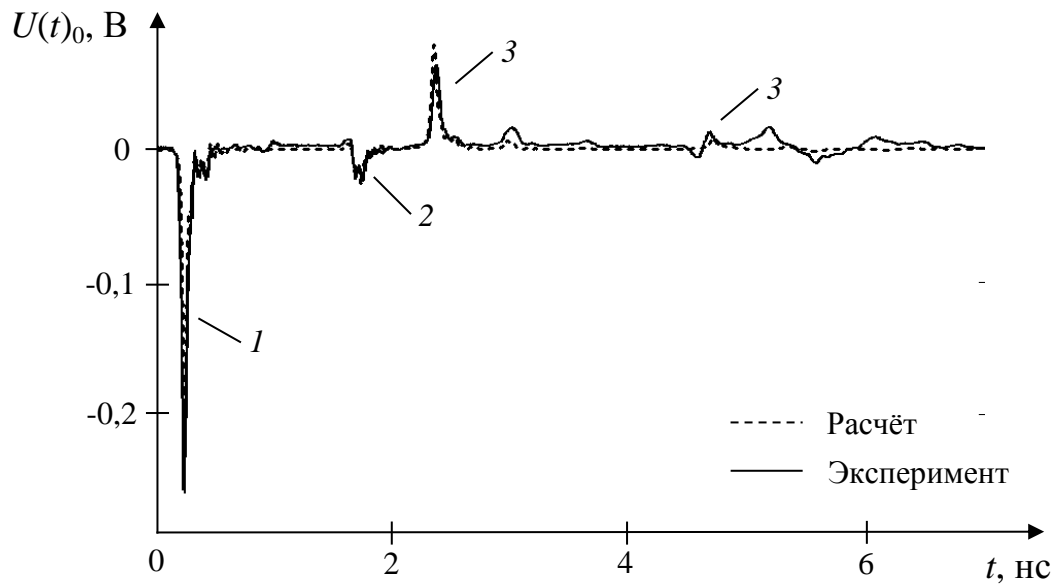
Расчётные значения эффективной диэлектрической проницаемости и волнового сопротивления КПЛ следующие:

- волновое сопротивление Z_0 : 72,26 Ом;
- эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{r\text{эфф}}$: 2,46.

Далее были получены расчетные и экспериментальные характеристики для КПЛ, содержащей сосредоточенные неоднородности, расположенные на известных расстояниях от начала КПЛ: $x_1 = 60$ мм; $x_2 = 290$ мм. В качестве сосредоточенных неоднородностей использовались:

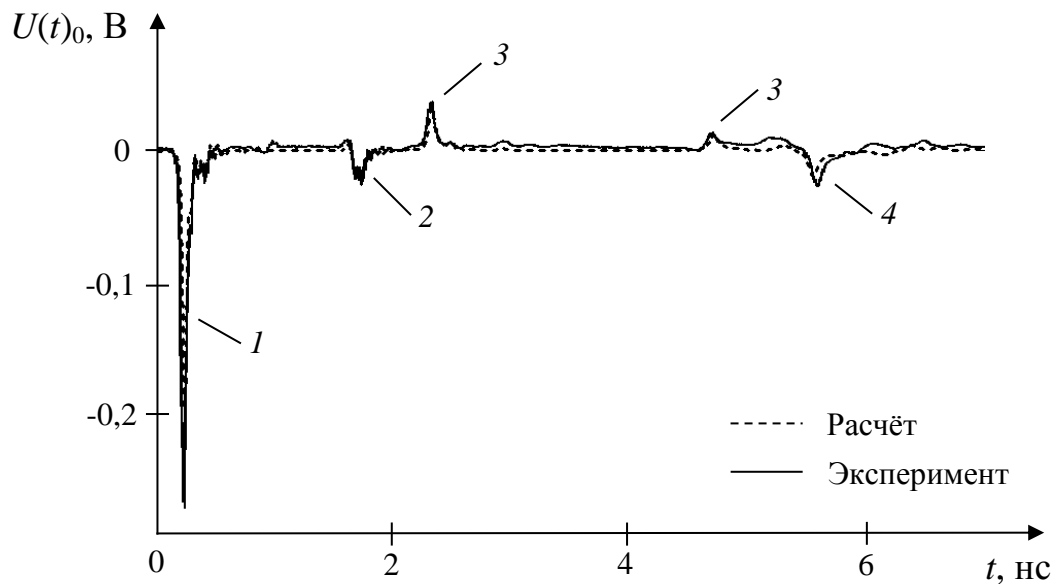
- резисторы с сопротивлением 24,9 Ом (рисунок 2.15);
- резисторы с сопротивлением 95,3 Ом (рисунок 2.16);

- резисторы с сопротивлением 511 Ом (рисунок 2.17);
- конденсаторы с электрической ёмкостью 0,5 пФ (рисунок 2.18);
- конденсаторы с электрической ёмкостью 1,8 пФ (рисунок 2.19).



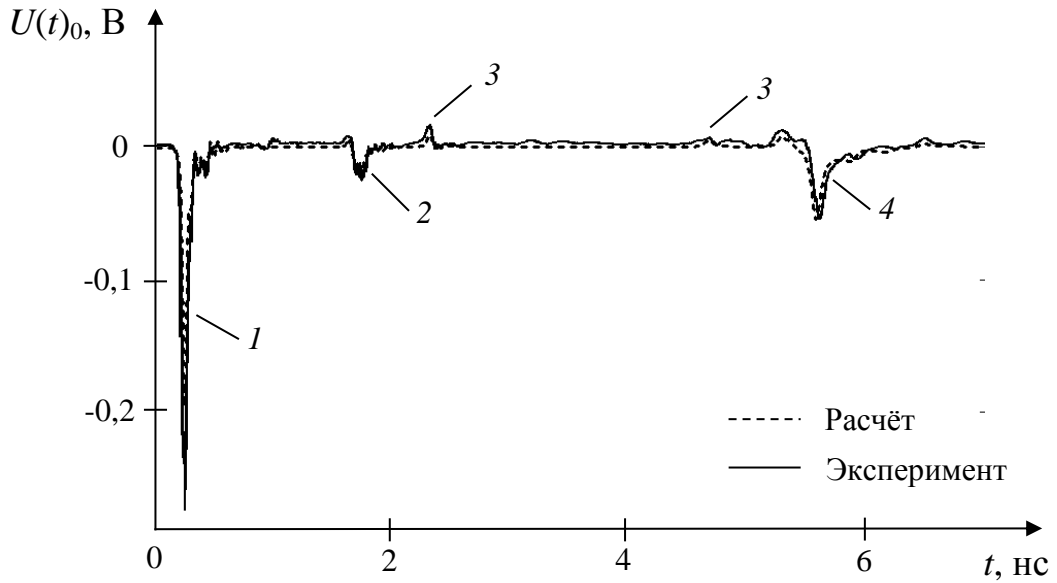
1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа КПЛ; 3 – отклики от резисторов с сопротивлением 24,9 Ом.

Рисунок 2.15 – Рефлектограмма КПЛ с сосредоточенными компонентами



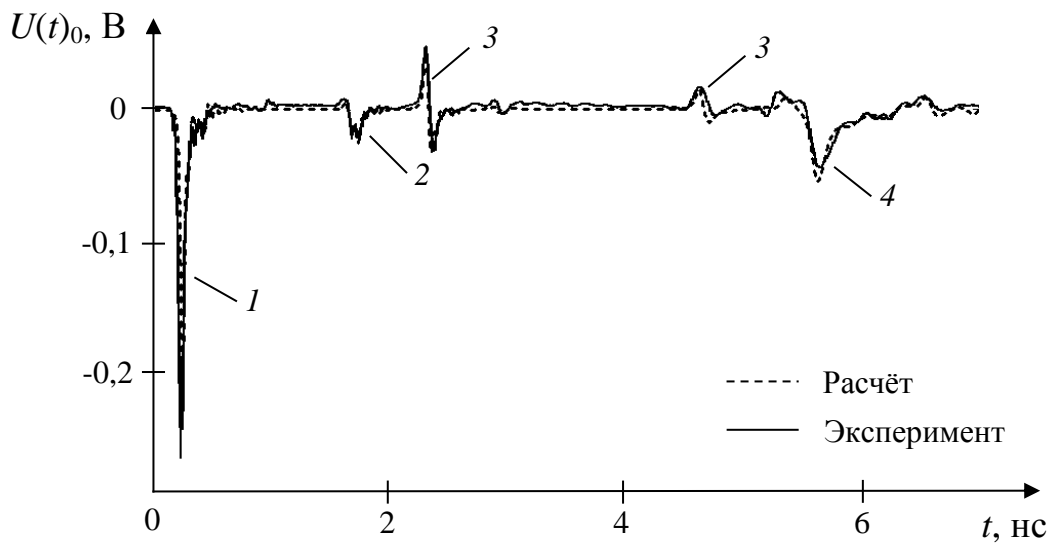
1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа КПЛ; 3 – отклики от резисторов с сопротивлением 95,3 Ом; 4 – отклик от конца КПЛ.

Рисунок 2.16 – Рефлектограмма КПЛ с сосредоточенными компонентами



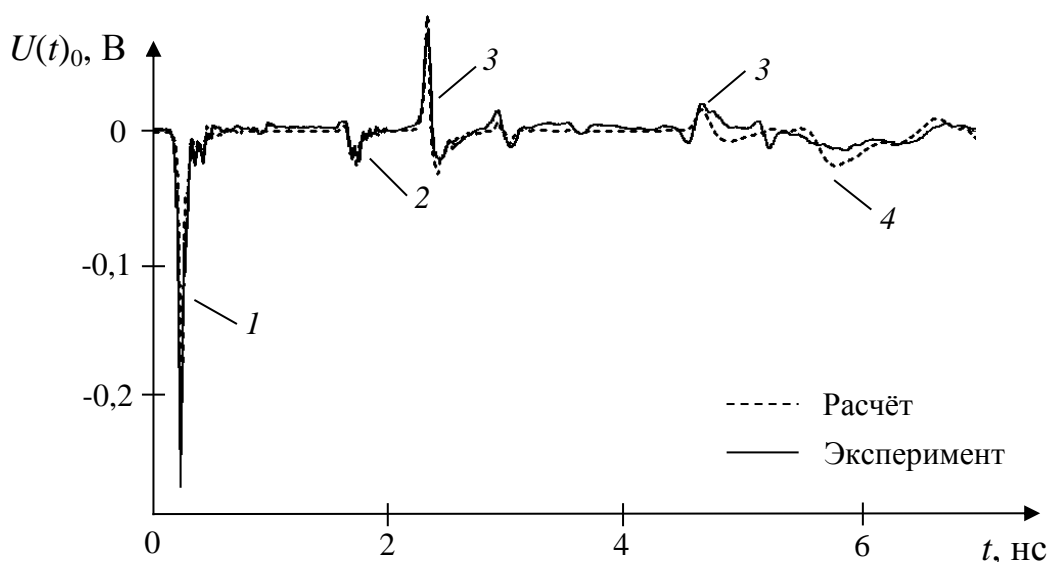
1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа КПЛ; 3 – отклики от резисторов с сопротивлением 511 Ом; 4 – отклик от конца КПЛ.

Рисунок 2.17 – Рефлектограмма КПЛ с сосредоточенными компонентами



1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа КПЛ; 3 – отклики от конденсаторов с ёмкостью 0,5 пФ; 4 – отклик от конца КПЛ.

Рисунок 2.18 – Рефлектограмма КПЛ с сосредоточенными компонентами



1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа КПЛ; 3 – отклики от конденсаторов с ёмкостью 1,8 пФ; 4 – отклик от конца КПЛ.

Рисунок 2.19 – Рефлектограмма КПЛ с сосредоточенными компонентами

Представленные экспериментальные и расчётные характеристики показывают высокую степень совпадения, что говорит о корректности разработанной математической модели. При малом сопротивлении резисторов (24,9 Ом, рисунок 2.15) и высоком значении электрической ёмкости (1,8 пФ, рисунок 2.19) наблюдается значительные искажения отклика от конца КПЛ.

2.5 Выводы по разделу

1) Предложена модель измерительного зонда, погруженного в многослойную среду на основе комбинированной структуры, представляющей собой ступенчато-нерегулярную линию передачи с установленными в ней сосредоточенными управляемыми неоднородностями.

2) Разработаны алгоритмы расчёта частотных и импульсных характеристик для разработанной модели.

3) Представлены результаты моделирования коаксиального измерительного зонда, содержащего сосредоточенные управляемые неоднородности, погруженного в трехслойную среду. Показано влияние

неоднородностей на характеристики структуры в частотной и временной области.

4) Показано преимущество анализа характеристик во временной области, позволяющее получить информацию о пространственных характеристиках комбинированной структуры в более наглядной форме, а также потенциальная возможность определения параметров среды по задержкам откликов от управляемых неоднородностей.

5) Показана проблема, возникающая при анализе ступенчато-нерегулярных комбинированных структур, заключающаяся в наличии “паразитных” откликов, являющихся результатом многократных переотражений сигнала в структуре и затрудняющих интерпретацию результатов измерения.

6) Выполнено сравнение расчётных и экспериментальных импульсных характеристик для копланарной линии передачи, содержащей сосредоточенные неоднородности, и показана их высокая степень совпадения.

3 Алгоритмы обработки и интерпретации рефлектограмм

В настоящем разделе приведено решение следующих задач исследования:

- 1) анализ закономерностей распространения импульсных сигналов в ступенчато-нерегулярных средах;
- 2) разработка алгоритма селекции сигналов;
- 3) разработка алгоритма определения структуры слоёв и их параметров; ступенчато-нерегулярных сред на основе модифицированного TDR-метода.

Материалы раздела опубликованы в работах [34, 42, 44, 56, 58, 59, 61].

3.1 Анализ закономерностей распространения импульсных сигналов в ступенчато-нерегулярных средах

3.1.1 Прохождение сигнала через границу раздела сред

Прохождение сигнала через границу раздела двух сред сопровождается разделением падающего сигнала на две составляющие – прошедшую в следующую среду часть сигнала, и отраженную, распространяющуюся в обратном направлении (рисунок 3.1) [97, 102].

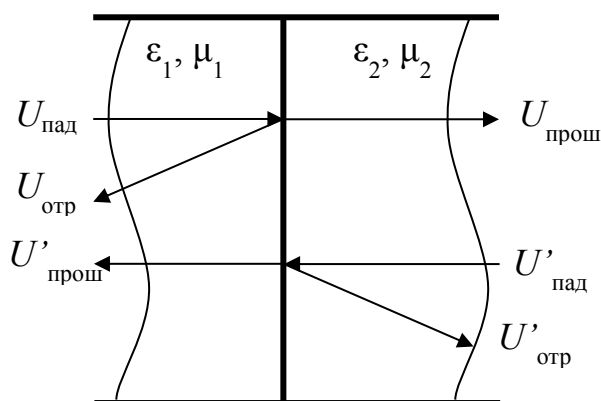


Рисунок 3.1 – Прохождение сигнала через границу раздела двух сред в прямом и обратном направлении

Соотношения между амплитудой падающего сигнала и амплитудами отраженного и прошедшего сигналов связаны коэффициентом отражения Γ и коэффициентом прохождения T . Направления распространения сигналов на

границе разделов сред обозначим подстрочными индексами m и n , где m – индекс среды, в которой располагается источник сигнала, n – индекс среды, представляющей собой приемник сигнала. Тогда обозначение коэффициентов отражения и прохождения сигнала, распространяющегося из среды 1 в среду 2 будет иметь вид Γ_{12} , T_{12} . Аналогичные коэффициенты при распространении сигналов в обратном направлении будут иметь обозначения Γ_{21} и T_{21} .

Значения обозначенных коэффициентов могут быть получены через отношение амплитуд напряжений прошедшей $U_{\text{прош}}$, отражённой $U_{\text{отр}}$ и падающей $U_{\text{пад}}$ волн или через отношения диэлектрических проницаемостей материалов среды 1 и 2, при условии, магнитные проницаемости сред $\mu_1 = \mu_2 = 1$ [97]:

$$\Gamma_{12} = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r2}} - \sqrt{\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\epsilon_{r2}} + \sqrt{\epsilon_{r1}}}, \quad (3.1)$$

$$\Gamma_{21} = \frac{U'_{\text{отр}}}{U'_{\text{пад}}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}}, \quad (3.2)$$

$$T_{12} = \frac{U_{\text{прош}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}}, \quad (3.3)$$

$$T_{21} = \frac{U'_{\text{прош}}}{U'_{\text{пад}}} = \frac{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}}, \quad (3.4)$$

где $U_{\text{отр}}$, $U'_{\text{отр}}$ – амплитуды отраженных волн;

$U_{\text{прош}}$, $U'_{\text{прош}}$ – амплитуды прошедших волн;

$U_{\text{пад}}$, $U'_{\text{пад}}$ – амплитуды падающих волн;

ϵ_{r1} , ϵ_{r2} – диэлектрические проницаемости первой и второй среды соответственно.

Коэффициент отражения и коэффициент прохождения связаны между собой выражением [102]:

$$1 + \Gamma = T. \quad (3.5)$$

Известно, что связи между коэффициентами отражения и коэффициентами прохождения для прямого и обратного направления имеют вид:

$$\Gamma_{21} = -\Gamma_{12} \quad (3.6)$$

$$T_{21} = 2 - T_{12} \quad (3.7)$$

Для линии передачи выражения (3.1 – 3.4) также могут быть получены через волновые сопротивления линии (номера слоёв представлены индексами):

$$\Gamma_{mn} = \frac{Z_n - Z_m}{Z_n + Z_m}, \quad (3.8)$$

$$T_{mn} = \frac{2 \cdot Z_m}{Z_m + Z_n}, \quad (3.9)$$

где m, n – индексы слоёв;

Z_m, Z_n – волновые сопротивления линии слева и справа от границы раздела, соответственно.

Амплитуды волн отраженного и падающего напряжения связаны следующими отношениями:

$$U_{отр} = U_{пад} \cdot \Gamma, \quad (3.10)$$

$$U_{прош} = U_{пад} \cdot T. \quad (3.11)$$

3.1.2 Распространение сигнала в многослойных средах

Рассмотренные выше соотношения описывают локальные эффекты на границе раздела двух условных полубесконечных сред. На практике сигналы, образованные на границах раздела сред, распространяются как в прямом, так и в обратном направлении, при этом направление распространения таких сигналов может изменяться многократно. Вследствие этого распространяющийся сигнал может многократно взаимодействовать с одной и той же границей раздела, и амплитуда сигнала будет изменяться в соответствии с выражениями (3.1–3.4).

При большом количестве границ раздела в структуре выражение для расчета амплитуды сигнала будет состоять из множества коэффициентов (3.1–3.4), связанных между собой (3.5–3.7). Для упрощения выражений, описывающих амплитуды многократно отраженных от различных границ раздела сигналов, следует ввести общий коэффициент для каждой границы раздела. В таком случае в эквивалентной форме записи, описывающей весь пройденный сигналом путь, будет явным образом наблюдаться взаимодействие с каждой из границ раздела. В данной работе в качестве обобщающего коэффициента будет использован коэффициент отражения Γ_{12} .

В процессе рефлектометрических измерений сигнал, прошедший границу раздела, при возвращении ко входу измерительной линии, отразившись от следующей границы раздела сред и распространяясь в обратном направлении, сигнал в обязательном порядке преодолевает ту же границу раздела. Описывая выражение амплитуды сигнала через коэффициент Γ_{12} , может быть введен следующий коэффициент для сигнала, преодолевшего границу раздела в прямом и обратном направлении:

$$T_{12} \cdot T_{21} = 2 \cdot T_{12} - T_{12}^2 = (1 - \Gamma_{12}^2) = (-1) \cdot (\Gamma_{12}^2 - 1) \quad (3.12)$$

В дальнейшем данный коэффициент будет использован для описания выражений при анализе распространения сигнала в многослойных средах.

Известно [88], что в процессе рефлектометрических измерений объекта импульсный сигнал, формируемый на входе, распространяясь в прямом направлении, претерпевает локальные отражения границ раздела сред (локальных неоднородностей). Отраженные при этом сигналы (отклики) распространяются в обратном направлении и поступают на вход исследуемого объекта с задержкой и уменьшенной амплитудой, которые позволяют определить места неоднородностей и величину локального рассогласования.

Задержка отклика, распространявшегося в однородной среде длиной l , отраженного от границы раздела, зависит от диэлектрической проницаемости среды, и определяется выражением:

$$\tau = \frac{2 \cdot l}{v} = \frac{2 \cdot l \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}, \quad (3.13)$$

где v – скорость распространения сигнала в среде;

ϵ – диэлектрическая проницаемость среды;

c – скорость света в вакууме.

Согласно (3.10), и учитывая потери в среде, амплитуда отклика определяется выражением:

$$U = U_0 \cdot \Gamma \cdot e^{-2\alpha \cdot l}, \quad (3.14)$$

где Γ – коэффициент отражения границы раздела;

U_0 – амплитуда тестового сигнала.

Как было показано ранее, рефлектограмма объекта представляет собой сложную совокупность откликов. Часть из них является результатом отражения от границы раздела или неоднородности, и достигшие входа без повторного изменения направления распространения – назовем их откликами нулевого порядка. Остальные являются результатом многократных переотражений сигнала между границами раздела в многослойной среде – будем называть их отклики откликами высших порядков.

Порядок отклика определяется суммой количества повторных прохождений сигнала в каждом из слоёв:

$$k = \sum_{i=1}^M kl_i, \quad (3.15)$$

где i – номер среды;

kl_i – количество повторных прохождений сигнала через слой с номером i в прямом и обратном направлении.

Получим амплитудные и временные соотношения для откликов нулевого порядка:

На рисунке 3.2 представлен принцип формирования откликов нулевого порядка для структуры, состоящей из M сегментов.

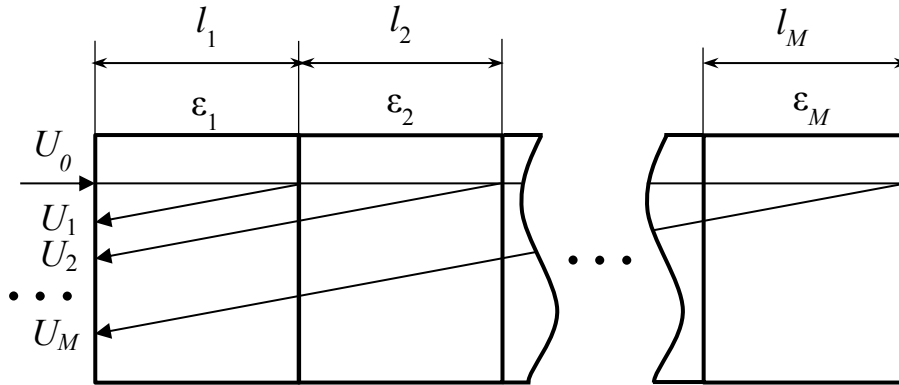


Рисунок 3.2 – Распространение сигналов нулевого порядка в структуре из M сегментов

Временная координата отклика на рефлектограмме (при условии, что временная координата тестового сигнала равна нулю), отраженного от границы раздела, расположенной между сегментами с индексами i и $i+1$, определяются выражениями:

$$\begin{aligned}
 t_1 = \tau_1 &= \frac{2 \cdot l_1 \cdot \sqrt{\epsilon_{r1}}}{c}, \\
 t_2 = \tau_1 + \tau_2 &= \frac{2 \cdot l_1 \cdot \sqrt{\epsilon_{r1}}}{c} + \frac{2 \cdot l_2 \cdot \sqrt{\epsilon_{r2}}}{c}, \\
 &\dots \\
 t_i &= \sum_{i=1}^M \tau_i = 2 \cdot \sum_{i=1}^M \frac{l_i \cdot \sqrt{\epsilon_{ri}}}{c}, \tag{3.16}
 \end{aligned}$$

где τ_i – время распространения сигнала в прямом и обратном направлении через слой с индексом i .

Найдем амплитуды откликов нулевого порядка, используя выражение (3.12):

$$U_1 = U_0 \cdot \Gamma_{12} \cdot e^{-2 \cdot \alpha_1 \cdot l_1},$$

$$\begin{aligned}
U_2 &= U_0 \cdot T_{12} \cdot \Gamma_{23} \cdot T_{21} \cdot e^{-2 \cdot \alpha_1 \cdot l_1} \cdot e^{-2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2} = \\
&= U_0 \cdot (-1) \cdot (\Gamma_{12}^2 - 1) \cdot \Gamma_{23} \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + \alpha_2 \cdot l_2)} , \\
&\quad \dots \\
U_M &= U_0 \cdot (-1)^M \cdot \prod_{i=1}^M (\Gamma_i^2 - 1) \cdot \Gamma_{M+1} \cdot e^{-2 \cdot \left(\sum_{i=1}^M \alpha_i \cdot l_i \right)} , \tag{3.17}
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
\Gamma_1 &= \Gamma_{12} , \\
\Gamma_2 &= \Gamma_{23} , \\
&\quad \dots \\
\Gamma_i &= \Gamma_{(i)(i+1)} \tag{3.18}
\end{aligned}$$

3.1.3 Отклики высших порядков

Как правило, отклики высших порядков характеризуются меньшей амплитудой и большей задержкой в связи с большим количеством отражений и прохождений через границы раздела сред и неоднородности, а также большим преодоленным расстоянием. Но, как было показано в подразделе 2.3, отклики высших порядков могут опережать отклики нулевого порядка, при этом их амплитуда может оставаться сопоставимой с откликами нулевого порядка, что может привести к ошибке интерпретации рефлектограммы и ошибке измерения.

Таким образом, при решении задачи автоматизации измерения рефлектометрическим методом в процессе анализа структуры и параметров измеряемых объектов актуальной является задача селекции откликов высших порядков. Для решения данной задачи необходимо провести анализ распространения откликов высших порядков.

Для дальнейшего рассмотрения обозначим амплитуды и задержки откликов следующим образом: верхний индекс будет обозначать порядок

отклика, в нижнем индексе через запятую будут перечислены количества проходов сигнала в прямом и обратном направлении.

Например, амплитуда отклика второго порядка, преодолевшего первый сегмент n_1 раз, второй сегмент n_2 раз и третий сегмент n_3 раз, будет обозначена следующим образом: U''_{n_1, n_2, n_3}

На рисунке 3.3 схематично изображены пути распространения откликов первого порядка на структуре, состоящей из трёх сегментов при условии согласования первого сегмента с источником сигнала. Для данной структуры будет существовать четыре возможных пути распространения сигнала.

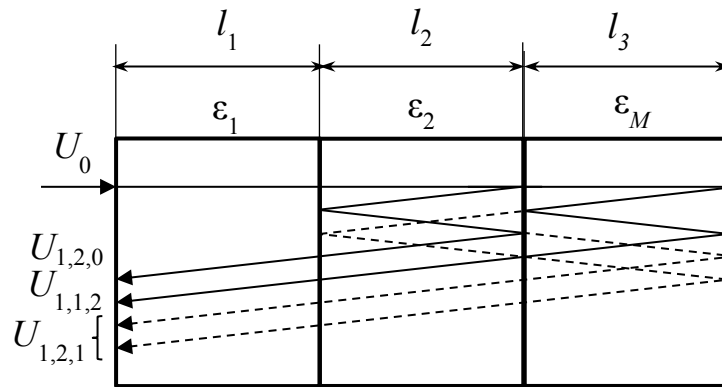


Рисунок 3.3 – Распространение сигналов первого порядка в структуре из трёх сегментов

Сплошной линией (см. рисунок 3.3) показаны пути распространения откликов, эквивалентный пройденный путь через слои у которых не повторяет ни один из других откликов. Выражения для описания временных координат и амплитуд этих откликов имеют вид:

$$t'_{1,2,0} = \tau_1 + \tau_2 + \tau_2 = \tau_1 + 2 \cdot \tau_2 \quad (3.19)$$

$$t'_{1,1,2} = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_3 = \tau_1 + \tau_2 + 2 \cdot \tau_3 \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} U'_{1,2,0} &= U_0 \cdot T_{12} \cdot \Gamma_{23} \cdot \Gamma_{21} \cdot \Gamma_{23} \cdot T_{21} \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2)} = \\ &= U_0 \cdot (-1)^2 \cdot (\Gamma_{12}^3 - \Gamma_{12}) \cdot \Gamma_{23}^2 \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2)} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned}
U'_{1,1,2} &= U_0 \cdot T_{12} \cdot T_{23} \cdot \Gamma_{34} \cdot \Gamma_{32} \cdot \Gamma_{34} \cdot T_{32} \cdot T_{21} \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + \alpha_2 \cdot l_2 + 2 \cdot \alpha_3 \cdot l_3)} = \\
&= U_0 \cdot (-1)^3 \cdot (\Gamma_{12}^2 - 1) \cdot (\Gamma_{23}^3 - \Gamma_{23}) \cdot \Gamma_{34}^2 \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + \alpha_2 \cdot l_2 + 2 \cdot \alpha_3 \cdot l_3)} \quad , \quad (3.22)
\end{aligned}$$

Что касается путей распространения откликов, отмеченных на рисунке 3.3 прерывистыми линиями, их эквивалентные пути равны друг другу. В результате время распространения и амплитуды откликов также будут равны, что приведет к их интерференции и наличию на рефлектограмме одного отклика с удвоенной амплитудой. Данные выводы подтверждаются и описываются выражениями для временных координат и амплитуд:

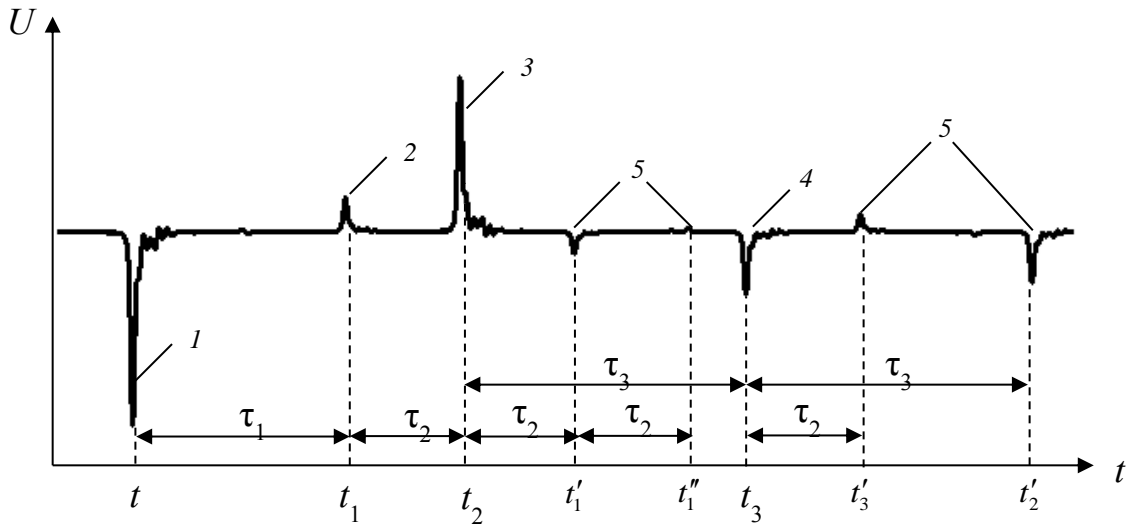
$$\left. \begin{aligned}
(t'_{1,2,1})_1 &= \tau_1 + \tau_2 + \tau_2 + \tau_3 = \tau_1 + 2 \cdot \tau_2 + \tau_3 \\
(t'_{1,2,1})_2 &= \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_2 = \tau_1 + 2 \cdot \tau_2 + \tau_3
\end{aligned} \right\} t'_{1,2,1} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned}
U'_{1,2,1} &= (U'_{1,2,1})_1 + (U'_{1,2,1})_2 = 2 \cdot U_0 \cdot (-1)^3 \cdot \\
&\cdot (\Gamma_{12}^3 - \Gamma_{12}) \cdot (\Gamma_{23}^3 - \Gamma_{23}) \cdot \Gamma_{34} \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2 + \alpha_3 \cdot l_3)} \quad , \quad (3.24)
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
(U'_{1,2,1})_1 &= U_0 \cdot T_{12} \cdot \Gamma_{23} \cdot \Gamma_{21} \cdot T_{23} \cdot \Gamma_{34} \cdot T_{32} \cdot T_{21} \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2 + \alpha_3 \cdot l_3)} \quad , \\
(U'_{1,2,1})_2 &= U_0 \cdot T_{12} \cdot T_{23} \cdot \Gamma_{34} \cdot T_{32} \cdot \Gamma_{21} \cdot \Gamma_{23} \cdot T_{21} \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2 + \alpha_3 \cdot l_3)} \quad .
\end{aligned}$$

Дальнейший анализ временных координат и амплитуд откликов более высоких порядков (для $M = 3$) показывает, что временные координаты откликов высших порядков являются суммой временной координаты отклика нулевого порядка и кратного числа одной или нескольких временных задержек τ_i . В более наглядном виде это демонстрируется следующей рефлектограммой (рисунок 3.4):



1 – тестовый импульс; 2 – отклик от первой границы раздела; 3 – отклик от второй границы раздела; 4 – отклик от конца линии; 5 – отклики высших порядков.

Рисунок 3.4 – Рефлектограмма структуры при $M = 3$

При этом амплитуды подчиняются более сложному закону в связи с взаимной интерференцией откликов, и их эквивалентная амплитуда не всегда пропорциональна количеству суммирующихся откликов.

Причину отсутствия пропорциональности амплитуд показывает следующий пример (рисунок 3.5). На рисунке 3.5 представлены пути распространения сигналов с одинаковой временной задержкой, образующих один из откликов второго порядка. Все три сигнала преодолели один и тот же эквивалентный путь, при этом направление прохождения границ раздела у третьего сигнала отличается от направления прохождения у первых двух сигналов.

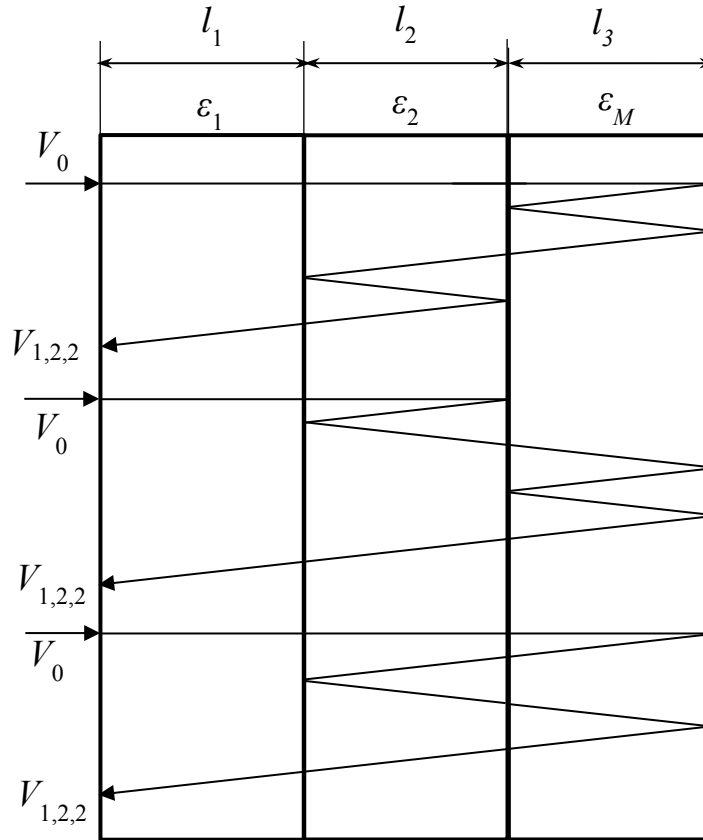


Рисунок 3.5 – Распространение сигналов второго порядка в структуре из трёх сегментов

Выражения, описывающие амплитуду рассматриваемого отклика, имеют вид:

$$\begin{aligned}
 U''_{1,2,2} &= (U''_{1,2,2})_1 + (U''_{1,2,2})_2 + (U''_{1,2,2})_3 = \\
 &= U_0 \cdot (-1)^4 \cdot (\Gamma_{12}^3 - \Gamma_{12}) \cdot (\Gamma_{23}^2 - 1) \cdot (3 \cdot \Gamma_{23}^2 - 1) \cdot (\Gamma_{23}^2 - 1) \cdot \Gamma_{34}^2, \quad (3.25)
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 (U''_{1,2,2})_1 &= (U''_{1,2,2})_2 = \\
 &= U_0 \cdot (-1)^4 \cdot (\Gamma_{12}^3 - \Gamma_{12}) \cdot (\Gamma_{23}^4 - \Gamma_{23}^2) \cdot \Gamma_{34}^2 \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2 + 2 \cdot \alpha_3 \cdot l_3)}, \\
 (U''_{1,2,2})_3 &= U_0 \cdot (-1)^4 \cdot (\Gamma_{12}^3 - \Gamma_{12}) \cdot (\Gamma_{23}^4 - \Gamma_{23}^2) \cdot \Gamma_{34}^2 \cdot e^{-2 \cdot (\alpha_1 \cdot l_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2 + 2 \cdot \alpha_3 \cdot l_3)}.
 \end{aligned}$$

Различное направление прохождения приводит к различным выражениям, описывающим суммарную амплитуду отклика.

Формализованные выражения временных координат для откликов k -го порядка для $M = 3$ описываются следующими выражениями:

$$1: \quad t_{1,k+1,0}^k = \tau_1 + (k+1) \cdot \tau_2 \quad (3.26)$$

$$2: \quad t_{1,k+1,1}^k = \tau_1 + (k+1) \cdot \tau_2 + \tau_3 \quad (3.27)$$

$$3: \quad t_{1,k,2}^k = \tau_1 + k \cdot \tau_2 + 2 \cdot \tau_3 \quad (3.28)$$

$$4: \quad t_{1,k-1,3}^k = \tau_1 + (k-1) \cdot \tau_2 + 3 \cdot \tau_3 \quad (3.29)$$

...

$$N_0(k)=1: \quad t_{1,2,k}^k = \tau_1 + 2 \cdot \tau_2 + k \cdot \tau_3 \quad (3.30)$$

$$N_0(k): \quad t_{1,1,k+1}^k = \tau_1 + \tau_2 + (k+1) \cdot \tau_3 \quad (3.31)$$

Для амплитуд откликов:

$$1: \quad U_{1,k+1,0}^k = (-1)^{k+1} \cdot U_0 \cdot (\Gamma_{12}^{k+2} - \Gamma_{12}^k) \cdot \Gamma_{23}^{k+1} \cdot e^{-2 \cdot (a_1 \cdot l_1 + (k+1) \cdot a_2 \cdot l_2)} \quad (3.32)$$

$$2: \quad U_{1,k+1,1}^k = \sum_{i=1}^{N_2(k)} (U_{1,k+1,1}^k)_i$$

$$3: \quad U_{1,k,2}^k = \sum_{i=1}^{N_3(k)} (U_{1,k,2}^k)_i$$

$$4: \quad U_{1,k-1,3}^k = \sum_{i=1}^{N_3(k)} (U_{1,k-1,3}^k)_i$$

...

$$N_0(k)=1: \quad U_{1,2,k}^k = \sum_{i=1}^{N_{N_0-1}(k)} (U_{1,2,k}^k)_i$$

$$N_0(k): \quad U_{1,1,k+1}^k = (-1)^{k+1} \cdot U_0 \cdot (\Gamma_{12}^2 - 1) \cdot (\Gamma_{23}^{k+2} - \Gamma_{23}^k) \cdot \Gamma_{34}^{k+1} \cdot e^{-2 \cdot (a_1 \cdot l_1 + a_2 \cdot l_2 + (k+1) \cdot a_3 \cdot l_3)} \quad (3.33)$$

Связь количества откликов с порядком и количеством сегментов.

При дальнейшем анализе и увеличении порядка рассматриваемых откликов, наблюдается следующие зависимости. В таблица 3.1 показана зависимость количества формируемых сигналов N_s , количества откликов N_0 от порядка k , а также принцип интерференции сигналов для $M = 3$.

Таблица 3.1 – Зависимость интерференции сигналов для $M = 3$

Порядок, k	Интерференция сигналов						Кол-во сигналов, N_c	Кол-во откликов, N_o
1			1	2	1		4	3
2		1	3	3	1		8	4
3	1	4	6	4	1		16	5
...

Согласно таблице 3.1, принцип формирования откликов соответствует так называемому треугольнику Паскаля [103] со смещением два. Количество сигналов с различным путём распространения для k -го порядка связано с количеством сегментов M (при условии согласования источника сигнала с первым сегментом и отсутствия согласования с нагрузкой) следующим соотношением (за исключением откликов нулевого порядка):

$$N_c = (M - 1)^{k+1} \quad (3.34)$$

В таблице 3.1 количество путей распространения равно сумме элементов в строке. Количество откликов k -го порядка, наблюдаемых на рефлектограмме, для $M = 3$ равно количеству элементов в строке, и описывается выражением:

$$N_o = k + 2. \quad (3.35)$$

При этом для каждого порядка k существует только два уникальных отклика (два крайних элемента), соответствующих повторному прохождению сигнала только в одном сегменте (3.19, 3.21, 3.25, 3.26). Остальные отклики являются результатом интерференции нескольких сигналов: для $k = 1$ существует отклик, являющийся суммой двух сигналов (выражение 3.19);

для $k = 2$ существует два отклика, каждый из которых является суммой трёх сигналов (выражения 3.26, 3.27) и т.д.

Структуры с большим количеством сегментов или неоднородностей описывается подобными треугольнику Паскаля объемными фигурами, количество откликов определяется фигурными числами [104], для $M = 4$ – треугольные числа со смещением минус 2:

$$N_o = \frac{(k+2) \cdot (k+3)}{2}, \quad (3.36)$$

для $M = 5$ – квадратные числа со смещением минус 2 и т.д.

Анализируя полученные для временных координат выражения (3.26–3.31), можно сделать вывод о том, что временные координаты откликов высших порядков имеют признак периодичности относительно откликов нулевого порядка. На основании этого признака при анализе рефлектограммы возможно определить, является ли рассматриваемый отклик откликом нулевого порядка, или этот отклик является результатом множественных переотражений сигнала внутри структуры.

Селекция откликов, т.е. определение их порядка, является необходимой процедурой при измерении и анализе сложных структур, содержащих множество неоднородностей или сегментов. В большинстве задач наиболее информативными и значимыми являются отклики нулевого порядка. В связи с этим наиболее актуальной задачей является определение откликов нулевого порядка.

Что касается амплитуд откликов, часть из них также соответствует критериям периодичности (3.32, 3.33). Амплитуда остальных откликов формируется более сложным образом.

3.2 Коэффициент пропорциональности амплитуд откликов высших порядков

При рассмотрении выражений (3.32, 3.33) наблюдается следующая закономерность: амплитуда откликов $k+1$ порядка пропорциональна

амплитудам откликов k -го порядка на заданную величину. Назовем это значение коэффициентом пропорциональности амплитуд K .

Для выражения (3.32) коэффициент пропорциональности амплитуд равен:

$$K = \frac{U'_{1,2,0}}{U'_{1,1,0}} = \frac{U'_{1,3,0}}{U'_{1,2,0}} = \frac{U'_{1,n,0}}{U'_{1,n-1,0}} = (-1) \cdot \Gamma_{12} \cdot \Gamma_{23}^1 \cdot e^{-2 \cdot \alpha_2 \cdot l_2} \quad (3.37)$$

Для выражения (3.33):

$$K = \frac{U'_{1,1,2}}{U'_{1,1,1}} = \frac{U'_{1,1,3}}{U'_{1,1,2}} = \frac{U'_{1,1,n}}{U'_{1,1,n-1}} = (-1)^1 \cdot \Gamma_{23}^1 \cdot \Gamma_{34}^1 \cdot e^{-2 \cdot \alpha_3 \cdot l_3} \quad (3.38)$$

Данный коэффициент может быть применен для верификации отклика как отклика высшего порядка и применяется в алгоритме селекции сигналов, описываемого далее.

3.3 Алгоритм селекции сигналов

Для определения сигналов нулевого порядка на основании описанного критерия разработан алгоритм селекции сигналов [61], в основе функционирования которого положен критерий периодичности возникновения откликов высших порядков, описанный в подразделе 3.1.3. В дальнейшем описании алгоритма будет применен термин вектор [103], обозначающий матрицу, состоящую из одной строки или одного столбца.

Предложенный алгоритм включает следующие шаги:

1) Формирование вектора T временных координат отраженных импульсов. Определяются положения на оси времени всех отраженных импульсов, амплитуда которых превышает некоторую пороговую величину δ (чувствительность). Результаты заносятся в матрицу T .

2) Формирование матрицы уникальных задержек BD .

Выполняется расчет взаимных задержек между отраженными импульсами:

$$\Delta = T_i - T_j$$

где N – количество элементов матрицы T .

$$i = 2 \dots N - 1;$$

$$j = 1 \dots i - 1$$

В матрицу BD добавляются только те значения Δ , которые являются уникальными.

3) Селекция откликов нулевого порядка, формирование матрицы TP .

К откликам нулевого порядка относятся те элементы матрицы T , значение которых не может быть получено в виде суммы значения одного из элементов матрицы TP и значения какого-либо элемента матрицы уникальных задержек BD .

Блок-схема алгоритма селекции сигналов представлена в Приложении Б.

В результате работы алгоритма в вектор TP будут записаны параметры откликов нулевого порядка. Таким образом, отклики высших порядков будут исключены из дальнейшего анализа.

Пункты 2 и 3 данного алгоритма могут быть заменены на более строгий алгоритм, основанный на выражениях (3.35–3.40). В таком случае алгоритм выглядит следующим образом:

- 1) формирование вектора T временных координат откликов;
- 2) определение значения τ_1 по первому отклику, временная координата которого соответствует первому элементу в векторе T ;
- 3) определение следующего τ_i по i -му отклику, временные координаты которого соответствуют i -му элементу в векторе T ;
- 4) расчёт временных координат откликов высших порядков (до порядка k) для известных значений τ_i ;
- 5) исключение из вектора T откликов, временные координаты которых совпали с временными координатами откликов высших порядков;
- 6) Повторение шагов (3)–(5) до момента, когда количество известных значений τ_i будет равно количеству элементов массива T .

При использовании описанного алгоритма селекции сигналов возможно возникновение следующей ошибки: сложение амплитуд отклика нулевого порядка и отклика высшего порядка. В этом случае отклик нулевого порядка будет ложно воспринят как отклик высшего порядка. Данный эффект происходит при кратности задержки отклика нулевого порядка и отклика высшего порядка.

Решение данной проблемы возможно путем применения коэффициента пропорциональности, описанного в разделе 3.2. Определяется отношение амплитуд откликов, формируемых одинаковым образом, для откликов нескольких порядков. При значительном отличии одного из коэффициентов от других можно говорить об наложении двух откликов. В этом случае амплитуда отклика компенсируется на величину отклика высшего порядка.

Эффективность разработанного алгоритма проверена вычислительным экспериментом, результаты которого описаны в работах [55, 61].

3.4 Алгоритм определения структуры и параметров ступенчато-нерегулярных сред на основе модифицированного TDR-метода

Практическое использование метода рефлектометрии во временной области (TDR) сопряжено с решением двух типов задач: определения расстояния до одной или нескольких точек локального рассогласования [28, 31, 105] волноведущей структуры и определение параметров среды, в которой распространяется сигнал, по форме зарегистрированного отклика [17, 106, 107].

В первом случае для определения расстояния до точки локального рассогласования S должны быть известны параметры среды распространения сигнала (диэлектрическая, магнитная проницаемость, скорость распространения сигнала), во втором – должны быть известны геометрические свойства объекта (длина линии передачи, функция поперечного сечения от координаты, положения точек рассогласования).

Для устранения описанной неоднозначности, предлагается использовать модификацию известного подхода к TDR-измерениям, в рамках которой, в заданные координаты анализируемой волноведущей структуры вносятся неоднородности с управляемыми электрическими параметрами. Управление электрическими параметрами неоднородностей позволяет локально изменять коэффициенты отражения электромагнитного сигнала в определенных точках волноведущей структуры, а информация о задержках распространения сигналов, отраженных от таких неоднородностей, позволит определить скорости распространения электромагнитных волн вдоль волноведущей структуры и обеспечить определение расстояния до интересующей точек локального рассогласования при отсутствии априорной информации о параметрах среды распространения сигнала.

Структурная схема установки, позволяющей реализовать предложенный алгоритм, представлена на рисунке 3.6.

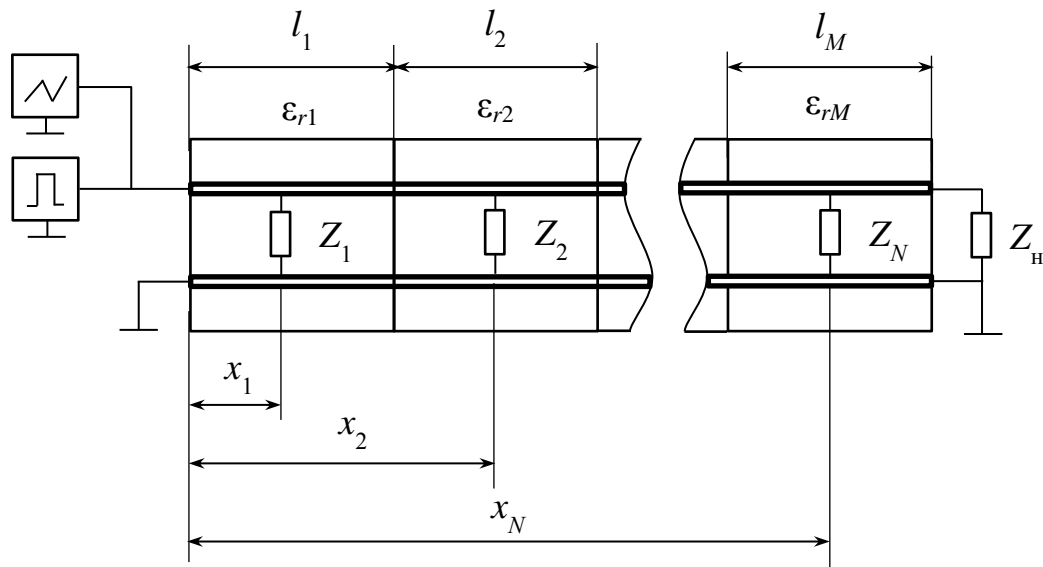


Рисунок 3.6 – Структурная схема установки

Установка содержит генератор тестового сигнала и приёмник, выходы которых соединены с входом ступенчато-нерегулярной линии передачи, разделенной на отрезки длинами l_1, l_2, \dots, l_M , каждый из которых располагается в среде с диэлектрическим заполнением $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_M$, соответственно. Выход линии передачи подключен к сопротивлению

нагрузки Z_n . Управляемые нагрузки $Z_1, Z_2 \dots Z_N$ расположены в каждом из регулярных отрезков линий передачи на расстояниях $x_1 \dots x_N$ от входа линии.

Управление электрическими параметрами нагрузок $Z_1, Z_2 \dots Z_N$ может выполняться как путем задания специальной формы сигнала генератора, так и внешним управляющим сигналом. Воздействие тестовым сигналом и регистрация рефлектометрического отклика на такое воздействие могут быть выполнены несколько раз и каждое из таких воздействий может соответствовать различным электрическим параметрам управляемых неоднородностей.

3.4.1 Описание разработанного алгоритма

На основании представленной структурной схемы (см. рис. 3.6) разработана обобщенная схема алгоритма измерения длин и параметров слоев многослойной среды, представленная на рисунке 3.7.

Алгоритм, представленный на рисунке 3.7, включает в себя следующие основные шаги.

Шаг 1. Измерение временной диаграммы $U(t)_0$, соответствующей состоянию линии передачи, при котором все входящие в ее состав управляющие неоднородности "отключены", либо их влияние сведено к минимуму, т.е. их сопротивление максимально.

Шаг 2. Последовательное изменение состояний неоднородностей и измерение рефлектограмм линии передачи $U(t)_1 - U(t)_K$, где K – количество возможных комбинаций состояний неоднородностей, достаточное для проведения измерения.

В случае управления неоднородностями путем задания формы тестового сигнала $K = 1$, результатом измерения является рефлектограмма $U(t)_1$.

В случае управления неоднородностями управления по отдельным линиям $K = N$, где N – количество неоднородностей в измерительном зонде, результатом измерений будут являться рефлектограммы $U(t)_2 - U(t)_N$.

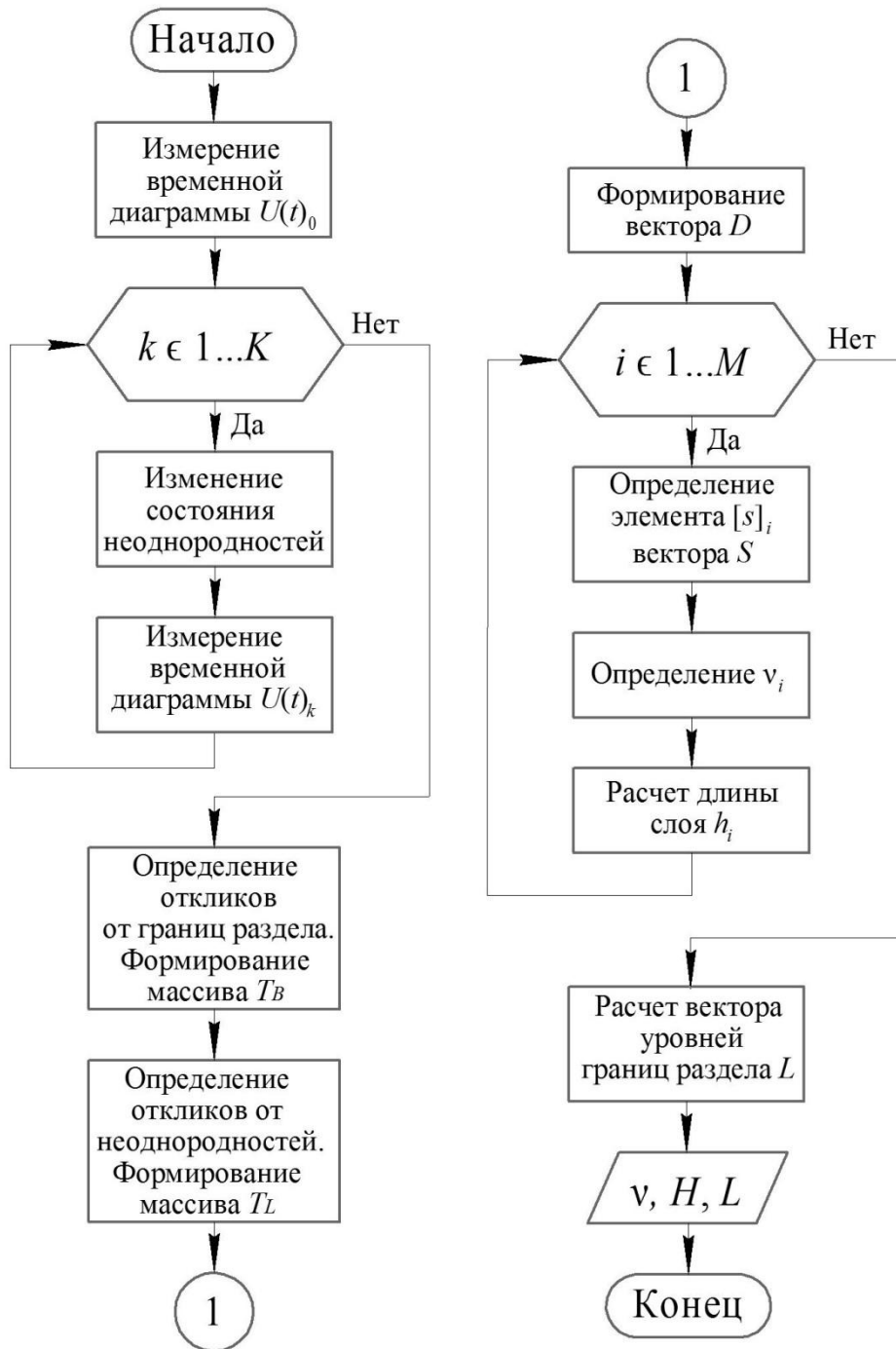


Рисунок 3.7 – Алгоритм измерения длин и параметров слоев многослойной среды

Шаг 3. Анализ измеренных рефлектограмм с целью формирования двух векторов временных координат:

T_B – вектор, содержащий временные координаты t_0, t_1, t_2 откликов, отраженных от границ раздела сред;

T_L – вектор, содержащий временные координаты t_1', t_2', t_3' откликов, отраженных от неоднородностей.

Для определения временных координат t_1' , t_2' , t_3' и формирования вектора T_L удобно предварительно рассчитать функции разности рефлектограмм $\Delta U_k(t)$ по формуле:

$$\Delta U_k(t) = U_k(t) - U_0(t). \quad (3.39)$$

Положение первых максимумов функций $\Delta U_k(t)$ позволит определить временные координаты t_k' и амплитуды A_k' неоднородностей k .

Шаг 4. Нормирование векторов временных координат T_B и T_L путем вычитания временной координаты тестового сигнала t_0 . Нормированные вектора T_B^N и T_L^N будут иметь вид:

$$T_B^N = \begin{pmatrix} 0 \\ t_1 - t_0 \\ t_2 - t_0 \\ \dots \\ t_M - t_0 \end{pmatrix}, \quad (3.40)$$

$$T_L^N = \begin{pmatrix} t_1' - t_0 \\ t_2' - t_0 \\ \dots \\ t_N' - t_0 \end{pmatrix}, \quad (3.41)$$

где M – количество слоев многослойной среды;

N – количество неоднородностей в линии передачи.

Элементы нормированных векторов T_B^N и T_L^N имеют физический смысл задержек сигналов, отраженных от границ раздела сред и неоднородностей измерительного зонда относительно тестового сигнала.

Шаг 5. Формирование вектора задержек D , предназначенного для установления соответствия задержек сигналов, отраженных от неоднородностей измерительного зонда, конкретным слоям измеряемой среды, в которых эти неоднородности находятся.

Вектор задержек D состоит из M элементов (по числу слоев многослойной среды), каждый из которых представляет собой транспонированный вектор $[d]_i$ из N_i элементов (по числу неоднородностей в слое с индексом i):

$$D = \begin{bmatrix} [d_1 & d_2 & \dots & d_{N_i}]_1 \\ [d_1 & d_2 & \dots & d_{N_i}]_2 \\ \dots \\ [d_1 & d_2 & \dots & d_{N_i}]_M \end{bmatrix}, \quad (3.42)$$

где i – номер слоя ($1 \dots M$);

M – количество слоев многослойной среды;

j – номер неоднородности в слое i ($1 \dots N_i$);

N_i – количество неоднородностей в слое i .

Элементы d_j векторов $[d]_1, [d]_2, \dots, [d]_M$, входящих в состав вектора D , содержат информацию о задержке отклика от неоднородности j , расположенной в слое i , относительно отклика от начала слоя i . При этом на каждый слой среды может приходиться одна или несколько неоднородностей.

Формирование вектора задержек D выполняется путем поэлементного сравнения задержек нормированных векторов T_B^N и T_L^N . При этом считается, что неоднородность с номером j находится в слое измеряемой среды с номером i , если выполняется условие:

$$(T_B^N)_i < (T_L^N)_j \leq (T_B^N)_{i+1}. \quad (3.43)$$

Вектор расстояний S имеет структуру, аналогичную структуре вектора задержек D с тем лишь отличием, что элементы s_j транспонированных векторов $[s]_1, [s]_2, \dots, [s]_M$, входящих в состав вектора S , содержат информацию о расстоянии от неоднородности j , расположенной в слое i , до начала слоя i .

Обобщенная запись вектора расстояний S имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} [s_1 & s_2 & \dots & s_{N_i}]_1 \\ [s_1 & s_2 & \dots & s_{N_i}]_2 \\ \dots \\ [s_1 & s_2 & \dots & s_{N_i}]_M \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

Для определения параметров последующих слоев анализируемой среды должны быть известны параметры предыдущих слоев. Заполнение элементов вектора $[s]_i$, определение скоростей распространения v_i электромагнитных сигналов в слоях многослойной среды и длин каждого из таких слоев h_i выполняется последовательно от начала измерительного зонда к его концу по следующему алгоритму (рисунок 3.7):

1) определение расстояний до неоднородностей s_j (вектора $[s]_i$), для слоя среды с номером i . Расстояние до неоднородностей определяется конструкцией измерительной линии и суммой длин предшествующих слоев измеряемой среды.

2) вычисление среднего значения скорости распространения сигнала v_i в среде с номером i выполняется по формуле:

$$v_i = \frac{1}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \frac{2 \cdot (S_i)_j}{(D_i)_j}. \quad (3.45)$$

3) расчет длины слоя (рисунок 3.7) с номером i многослойной среды выполняется по формуле:

$$l_i = \frac{v_i \cdot (T_{B_{i+1}}^N - T_{B_i}^N)}{2} \quad (3.46)$$

Результатами расчета по приведенному алгоритму являются:

– вектор скоростей распространения сигнала в слоях исследуемой среды v , состоящий из элементов v_1, v_2, \dots, v_M ;

– вектор длин слоев исследуемой среды, состоящий из элементов l_1, l_2, \dots, l_M .

Предложенный способ описан в заявке на изобретение №2019109440/28(018133), а также в публикациях [52, 58, 59].

3.4.2 Апробация разработанного алгоритма

Для апробации разработанного алгоритма используем модель ступенчато-нерегулярной линии передачи, описанной в разделе 2.3,

состоящей из трёх сегментов ($M = 3$) с параметрами, представленными в таблице 3.2. Расстояния от входа линии передачи до сосредоточенных неоднородностей, следующие: $x_1 = 0,25$ м; $x_2 = 0,5$ м; $x_3 = 0,75$ м.

Таблица 3.2 – Параметры сегментов структуры

№ сегмента	Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ	α , дБ/м	Длина, м	Волновое сопротивление Z_0 , Ом
1	1	0,5	0,4	50,8
2	3	1	0,3	29,4
3	10	2	0,3	16,1

В качестве управляемых сосредоточенных неоднородностей использованы диоды Шоттки HSMS-8202, эквивалентная схема диода показана на рисунке 3.8. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода показана на рисунке 3.9.

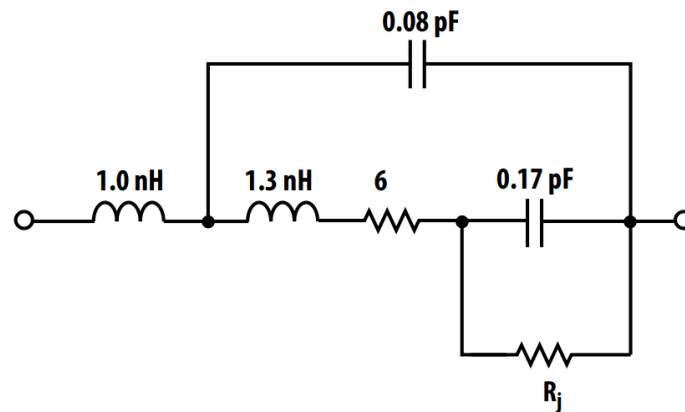


Рисунок 3.8 – Эквивалентная схема диода Шоттки HSMS-8202

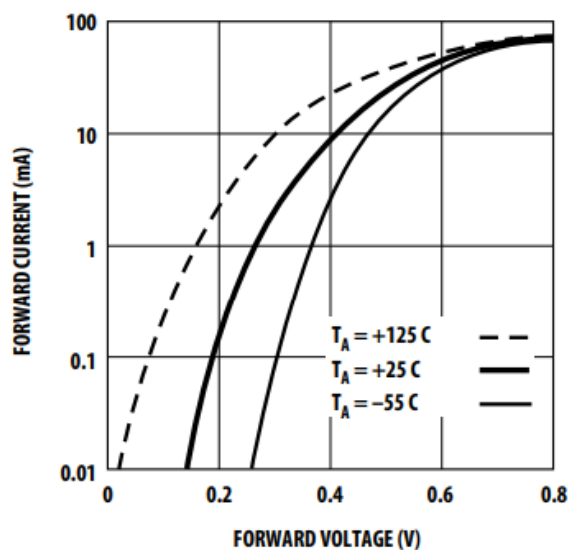


Рисунок 3.9 – ВАХ диода Шоттки HSMS-8202

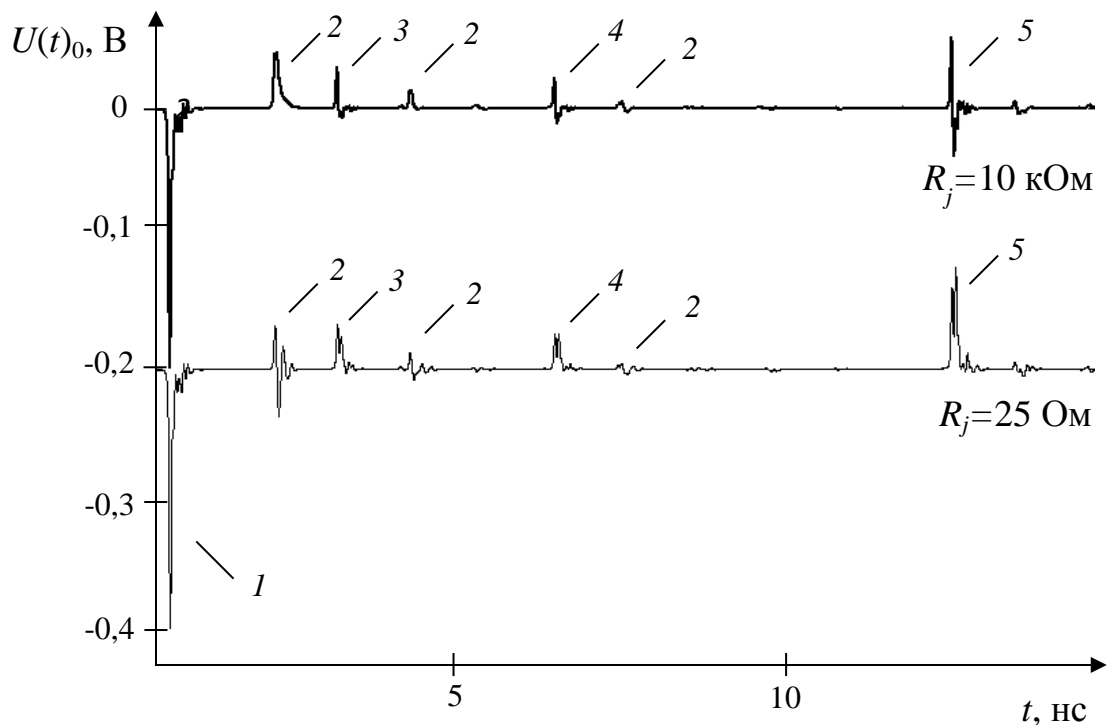
Согласно ВАХ (рисунок 3.9), сопротивление диода находится в пределах от 15 кОм при приложенном напряжении 0,15 В до 1 Ом при приложенном напряжении 0,8 В. Эквивалентное сопротивление диода определяется выражением:

$$Z(\omega) = Z_{L1}(\omega) + \frac{\left(Z_{L2}(\omega) + Z_R + \frac{Z_{C2}(\omega) \cdot Z_{Rj}}{Z_{C2}(\omega) + Z_{Rj}} \right) \cdot Z_{C1}(\omega)}{Z_{L2}(\omega) + Z_R + \frac{Z_{C2}(\omega) \cdot Z_{Rj}}{Z_{C2}(\omega) + Z_{Rj}} + Z_{C1}(\omega)}$$

Выберем два крайних состояния диода, соответствующих сопротивлениям $R_j = 25 \text{ Ом}$, и $R_j = 10 \text{ кОм}$.

Для апробации разработанного алгоритма выполнен расчет рефлектограммы модели при различных состояниях управляемых неоднородностей.

На рисунке 3.10 приведены рефлектограммы $U(t)_0$ модели, соответствующие состояниям управляемых неоднородностей.



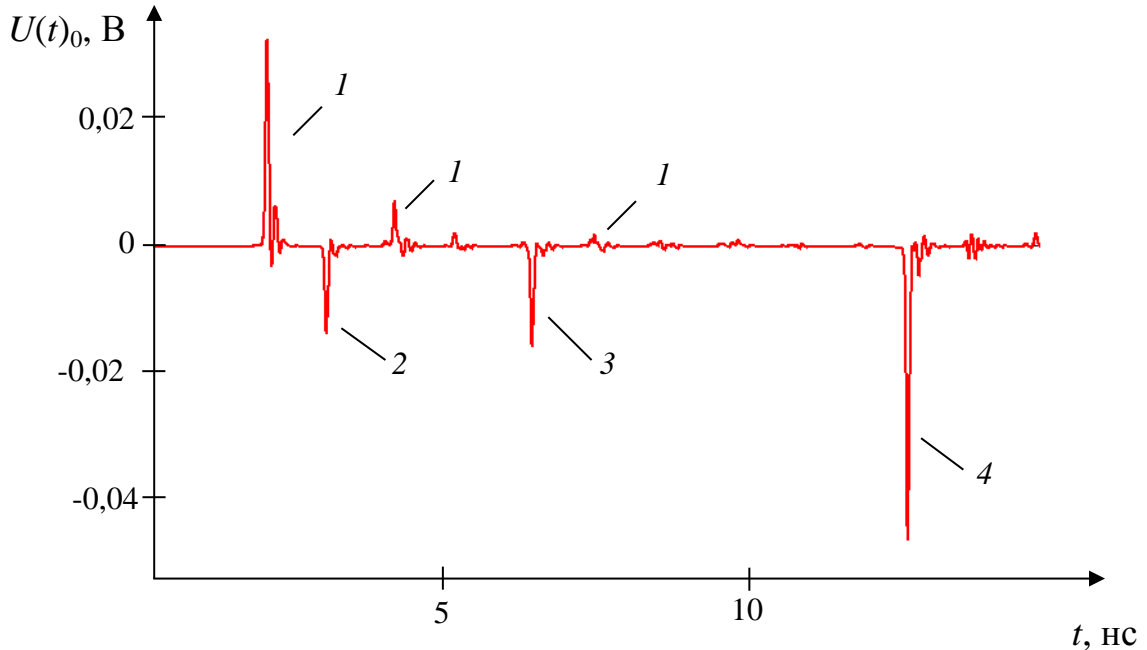
1 – тестовый импульс; 2 – отклики от управляемых неоднородностей; 3, 4 – отклики от границы раздела между сегментами; 5 – отклик от конца линии.

Рисунок 3.10 – Рефлектограмма структуры

Для определения временных координат откликов от границ раздела сред (T_B) и управляемых неоднородностей (T_L) вычислим функцию разности рефлектограмм $\Delta U_1(t)$ по формуле:

$$\Delta U_1(t) = U_1(t) - U_0(t).$$

Результат расчета приведен на рисунке 3.11.



1 – отклики от сосредоточенных неоднородностей; 2, 3 – отклики от границы раздела между сегментами; 4 – отклик от конца линии.

Рисунок 3.11 – Разностная рефлектограмма структуры

На разностной рефлектограмме (рисунок 3.11) явным образом прослеживается уменьшение амплитуд откликов, отраженных от границ раздела, при этом отклики, отраженные от управляемых неоднородностей, возрастают.

С использованием описанного в подразделе 3.3 алгоритма селекции сигналов сформируем вектор T_B временных координат откликов первого порядка, отраженных от границ раздела:

$$T_B = \begin{pmatrix} t_0 \\ t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2,4 \cdot 10^{-10} \\ 2,9 \cdot 10^{-9} \\ 6,37 \cdot 10^{-9} \\ 1,26 \cdot 10^{-8} \end{pmatrix}.$$

Аналогично определим вектор T_L временных координат откликов, отраженных от сосредоточенных неоднородностей:

$$T_L = \begin{pmatrix} t'_0 \\ t'_1 \\ t'_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,9 \cdot 10^{-9} \\ 4,1 \cdot 10^{-9} \\ 7,42 \cdot 10^{-9} \end{pmatrix}.$$

Выполним нормирование относительно векторов временных координат T_B и T_L . Для рассматриваемого варианта конкретной реализации нормированные вектора T_B^N и T_L^N будут иметь вид:

$$T_B^N = \begin{pmatrix} 0 \\ t_1 - t_0 \\ t_2 - t_0 \\ t_3 - t_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 2,67 \cdot 10^{-9} \\ 6,1 \cdot 10^{-9} \\ 1,25 \cdot 10^{-8} \end{pmatrix},$$

$$T_L^N = \begin{pmatrix} t'_0 - t_0 \\ t'_1 - t_0 \\ t'_2 - t_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,67 \cdot 10^{-9} \\ 3,8 \cdot 10^{-9} \\ 6,1 \cdot 10^{-9} \end{pmatrix}.$$

Рассчитаем значение вектора D , устанавливающего соответствие задержек сигналов, отраженных от неоднородностей измерительного зонда, конкретным слоям измеряемой среды, в которых эти неоднородности находятся:

$$D = \begin{pmatrix} (T_L^N)_1 - (T_B^N)_1 \\ (T_L^N)_2 - (T_B^N)_2 \\ (T_L^N)_3 - (T_B^N)_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t'_1 - t_0 \\ t'_2 - t_1 \\ t'_3 - t_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,67 \cdot 10^{-9} \\ 1,2 \cdot 10^{-9} \\ 1,05 \cdot 10^{-9} \end{pmatrix}.$$

Формирование вектора расстояний S , расчет векторов скоростей распространения сигнала в слоях и длин слоёв выполняется в следующей последовательности.

1) Рассчитывается $s_1 = x_1 = 0,25$.

2) Определяется скорость распространения сигнала в первом слое по формуле (3.53):

$$v_1 = \frac{2 (S_1)_1}{N_1 (D_1)_1} = \frac{1}{1} \cdot \frac{2 \cdot 0,25}{1,67 \cdot 10^{-9}} = 2,99 \cdot 10^8$$

3) Определяется длина первого слоя:

$$l_1 = \frac{v_1 \cdot (T_{B_2}^N - T_{B_1}^N)}{2} = \frac{2,99 \cdot 10^8 \cdot (2,67 \cdot 10^{-9} - 0)}{2} = 0,4$$

Аналогичным образом рассчитываются значения скоростей распространения электромагнитных волн и длины для последующих слоёв:

$$s_2 = x_2 - l_1 = 0,5 - 0,4 = 0,1$$

$$v_2 = \frac{2}{N_2} \frac{(S_2)_1}{(D_2)_1} = \frac{2}{1} \cdot \left(\frac{0,1}{1,2 \cdot 10^{-9}} \right) = 1,67 \cdot 10^8$$

$$l_2 = \frac{v_2 \cdot (T_{B_3}^N - T_{B_2}^N)}{2} = \frac{1,67 \cdot 10^8 \cdot (6,1 \cdot 10^{-9} - 2,67 \cdot 10^{-9})}{2} = 0,3$$

$$s_3 = x_3 - (l_1 + l_2) = 0,75 - (0,4 + 0,3) = 0,05$$

$$v_3 = \frac{2}{N_3} \frac{(S_3)_1}{(D_3)_1} = \frac{2}{1} \cdot \left(\frac{0,05}{1,05 \cdot 10^{-9}} \right) = 9,52 \cdot 10^7$$

$$l_3 = \frac{v_3 \cdot (T_{B_4}^N - T_{B_3}^N)}{2} = \frac{9,52 \cdot 10^7 \cdot (1,25 \cdot 10^{-8} - 6,1 \cdot 10^{-9})}{2} = 0,3$$

В результате апробации предложенного алгоритма показано, что для приведенного частного случая трехслойной среды с параметрами, указанными в таблице 3.2, и управляемыми неоднородностями, установленными в каждом из регулярных отрезков исследуемой среды, описанным на базе модели диода Шоттки HSMS-8202, достигается восстановление длин слоев исследуемой среды, а также определение скоростей распространения сигналов в таких слоях по результатам обработки рефлектограмм. Для определения описанных параметров слоёв достаточно двух состояний управляемых неоднородностей.

На основе полученных результатов можно говорить о модификации метода импульсной рефлектометрии, заключающейся в внедрении в измерительную линии передачи или измерительный зонд управляемых неоднородностей, позволяющих определять скорость распространения сигнала в каждом из слоёв, на основании которой возможно определить длины слоёв и их эффективную диэлектрическую проницаемость.

Определение всех необходимых параметров возможно при условии наличия управляемых неоднородностей в каждом из слоёв исследуемой структуры.

3.5 Выводы по разделу

В настоящем разделе получены следующие результаты:

1) Показана природа и дана классификация откликов при рефлектометрическом анализе ступенчато-нерегулярных линий передачи. На основании анализа закономерностей распространения откликов предложен алгоритм селекции сигналов, позволяющий определить отклики нулевого порядка, единожды отраженные от границ раздела и неоднородностей, на фоне откликов высшего порядка, являющихся результатом множественных переотражений сигнала в ступенчато-нерегулярных линиях передачи.

2) Предложена модификация метода импульсной рефлектометрии, основанная на использовании управляемых неоднородностей в линии передачи, позволяющая, в отличие от известных TDR-методов [31, 108], определять скорости распространения электромагнитных волн вдоль волноведущей структуры, тем самым обеспечить определение расстояния до интересующей точек локального рассогласования при отсутствии априорной информации о параметрах среды распространения сигнала.

3) На основании предложенной модификации метода импульсной рефлектометрии предложен алгоритм определения длин и параметров ступенчато-нерегулярных сред, заключающийся в измерении и обработке серии рефлектограмм объекта при различных состояниях управляемых неоднородностей, и выполнена его апробация.

4 Экспериментальные исследования

Настоящий раздел посвящен экспериментальным исследованиям и практической реализации способа измерения, предложенного в третьей главе, основанного на использовании в линии передачи управляемых сосредоточенных неоднородностей.

Материалы раздела опубликованы в работах [43, 44, 60].

4.1 Анализ вариантов реализации управляемых сосредоточенных неоднородностей

В третьем разделе было предложено два способа управления параметрами сосредоточенных неоднородностей:

- 1) управление каждой сосредоточенной неоднородностью отдельно;
- 2) одновременное управление сосредоточенными неоднородностями, используя ту же линию передачи, предназначенную для передачи тестового сигнала.

Преимуществом первого способа является отсутствие влияния управляемого компонента в линии на все предшествующие неоднородности. В результате изменения на рефлектограмме произойдут только начиная с точки включения неоднородности, управление которой выполняется в данный момент. В результате отклик от управляемой в данный момент времени неоднородности может быть однозначно определен. Недостатком первого способа управления является необходимость использования дополнительных линий для управления неоднородностью, что во множестве случаев невозможно при практической реализации.

Сложностью второго способа управления является невозможность индивидуального управления сосредоточенными неоднородностями в связи с единым управляющим сигналом. Также сложностью является ограниченность способов управления неоднородностями.

Кроме того, одним из требований управляемых сосредоточенных неоднородностей является минимизация их влияния на прохождение

тестового сигнала в одном из состояний. Соответственно компоненты должны обладать минимальными паразитными свойствами.

Учитывая все описанные ограничения, формируется ограниченная компонентная база возможных для применения в качестве управляемых неоднородностей компонентов.

В результате анализа возможных вариантов исполнения, был сделан вывод о возможности использования таких высокочастотных полупроводниковых компонентов, как СВЧ-диоды, СВЧ-транзисторы и варикапы.

СВЧ-диоды, а также варикапы могут быть использованы в качестве управляемых сосредоточенных неоднородностей в варианте исполнения, не предусматривающего использования дополнительных линий. В качестве управляющего сигнала для них может быть применено постоянное напряжение смещения, приложение которого не влияет на подаваемый в линию импульсный сигнал.

Среди существующих компонентов в качестве варикапов могут быть использованы компоненты [109], имеющие малую начальную ёмкость и высокий коэффициент перекрытия по ёмкости. В качестве СВЧ-диодов могут быть использованы диоды Шоттки с малыми значениями паразитной индуктивности и ёмкости [110].

СВЧ-транзисторы могут быть применены для варианта исполнения, использующего дополнительные линии управления. В качестве транзисторов может быть применен следующий полупроводниковый компонент [111].

4.2 Экспериментальное исследование возможности применения СВЧ-диодов

Для проверки возможности использования СВЧ-диодов в качестве управляемых сосредоточенных неоднородностей был изготовлен макет, представляющий собой линию передачи, содержащий неоднородности. В

качестве управляющего сигнала было использовано постоянное напряжение смещения, изменение которого приводит к изменению состояния СВЧ-диода.

На рисунке 4.1 представлена схема экспериментальной установки, которая включает в себя:

- генератор импульсов;
- стробоскопический осциллограф;
- разветвитель;
- втулку питания;
- линию передачи с управляемыми неоднородностями.

Для получения тестового сигнала использовался опорный генератор Geozondas GZ1105DLP2, формирователь импульса GZ1117DN-35 и аттенюаторы, обеспечивающие амплитуду выходного сигнала не более 1В с длительность около 40 пс. Сформированный сигнал через разветвитель Picosecond 5372 поступал на стробоскопический осциллограф DSA 8300 и объект исследования, подключенный через втулку питания Picosecond 5545, необходимую для формирования напряжения смещения.

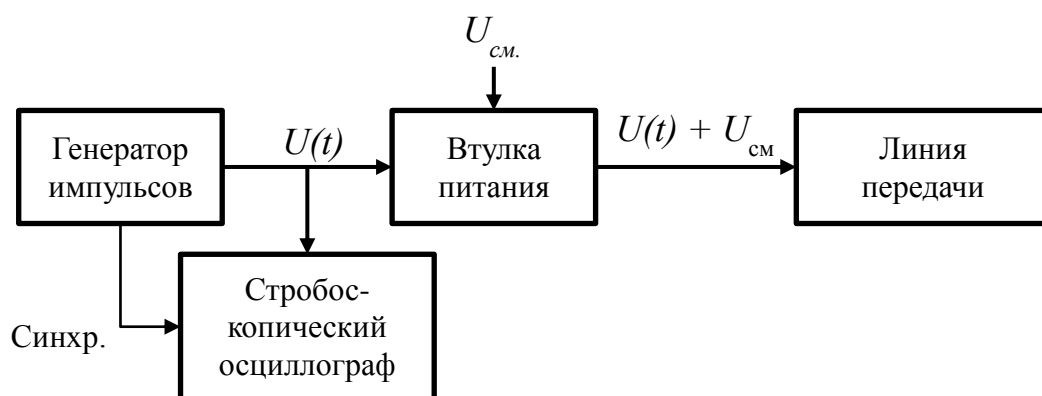


Рисунок 4.1 – Структурная схема экспериментальной установки

На рисунке 4.2 представлена фотография экспериментальной установки.

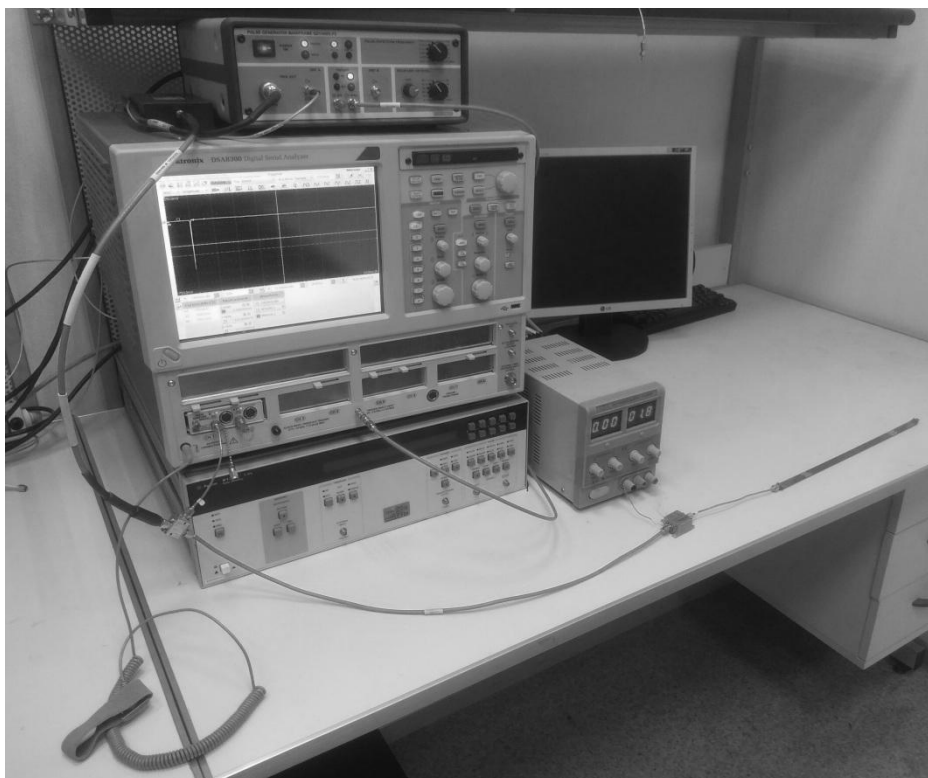


Рисунок 4.2 – Фотография экспериментальной установки

Для анализа режимов управления импульсными характеристиками был изготовлен фрагмент измерительного зонда, представляющий собой отрезок компланарной линии передачи с включенным в него СВЧ диодом HSMS-8202. Катод диода подключался к сигнальному проводнику, а анод – к проводнику земли. На вход макета подавался импульсный сигнал отрицательной полярности с различными напряжениями смещения, равными 0, 1 и 2 В.

На рисунке 4.3 представлены отклики диода при различных режимах возбуждения.

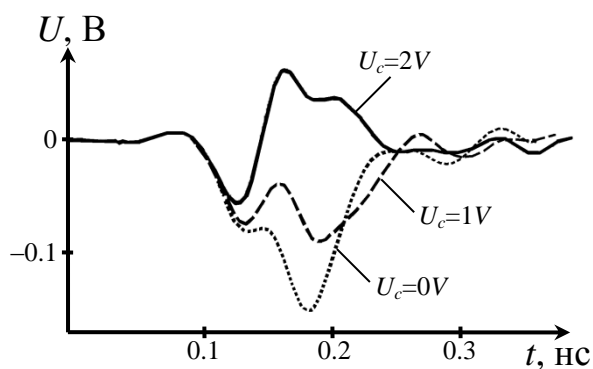


Рисунок 4.3 – Отклик от СВЧ-диода при различных напряжениях смещения

В случае воздействия отрицательного импульса при отсутствии напряжения смещения ($U_c = 0$ В) диод переходит в открытое состояние, что приводит к формированию отклика амплитудой около 0,15 В. При наличии небольшого положительного смещения ($U_c = 1$ В) диод переходит в открытое состояние лишь частично, при дальнейшем увеличении напряжения ($U_c = 2$ В) сохраняется закрытое состояние. Отклик в закрытом состоянии обусловлен собственными паразитными параметрами СВЧ-диода.

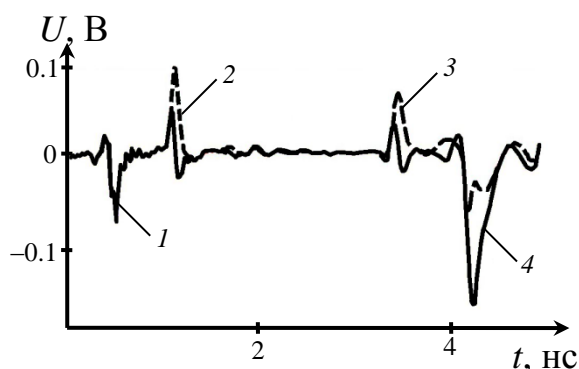
На рисунке 4.4 приведена фотография макета измерительной линии, содержащей две управляемых неоднородности в виде СВЧ-диодов, расположенных на расстоянии 60 мм и 290 мм от начала линии. Общая длина линии составляла 350 мм.



Рисунок 4.4 – Фото линии передачи с двумя управляемыми включениями

На рисунке 4.5 приведена рефлектограмма зонда, измеренная в воздушной среде при отсутствии напряжения смещения (штриховая линия) и напряжении смещения, равном 2 В (сплошная линия).

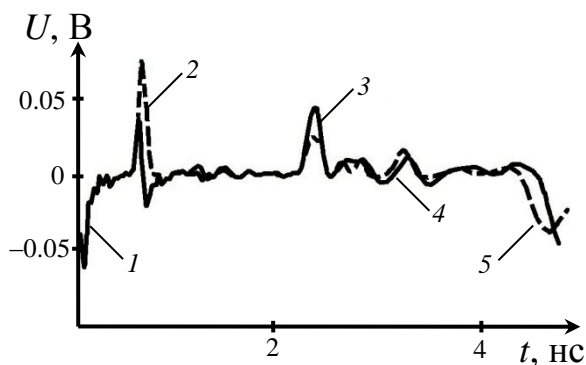
На рефлектограмме можно выделить следующие сигналы: отклик от входа макета измерительной линии (поз. 1); отклики от первой (поз. 2) и второй (поз. 3) управляемых неоднородностей; отклик от разомкнутого выхода измерительной линии (поз. 4).



1 – отклик от входа измерительной линии; 2, 3 – отклики от первого и второго диода; 4 – отклик от конца измерительной линии.

Рисунок 4.5 – Рефлектограмма линии передачи с двумя управляемыми неоднородностями

На рисунке 4.6 приведены рефлектограммы макета управляемого TDR зонда, частично погруженного в жидкость. Таким образом было реализовано наличие в линии двух сегментов. Расстояние от начала линии передачи до границы раздела воздух-жидкость составляла около 225 мм. Штриховая линия соответствует режиму без смещения, сплошная – напряжению смещения равному 2 В.



1 – отклик от входа измерительной линии; 2, 4 – отклики от первого и второго диода; 3 – отклик от границы раздела воздух-вода; 5 – отклик от конца измерительной линии.

Рисунок 4.6 – Рефлектограмма линии передачи с двумя управляемыми неоднородностями

Из рисунка 4.6 видно, что повышение напряжения смещения приводит к уменьшению амплитуды отклика от управляемых неоднородностей, что

приводит к увеличению амплитуды откликов от границы раздела воздух-вода и конца измерительного зонда. Этот факт экспериментально подтвердил полученные ранее выводы об разнополярном изменении напряжений откликов от управляемых неоднородностей и границ раздела сред. Также стоит отметить, что высокий коэффициент отражения от границы раздела воздух-жидкость приводит к тому, что амплитуда отклика от второго диода значительно уменьшается.

4.2.1 Расчет параметров слоёв по экспериментальным характеристикам

Используя полученные экспериментальные характеристики, был проведен расчет параметров по предложенному в подразделе 3.4.3 алгоритму. Алгоритм применялся для экспериментальных данных, полученных для описанной в предыдущем подразделе линии передачи, частично погруженной в трансформаторное масло. Расстояние от входа линии до границы раздела составляла 225 мм. На рисунке 4.7 представлен фрагмент рефлектограммы для двух состояний управляемых неоднородностей.

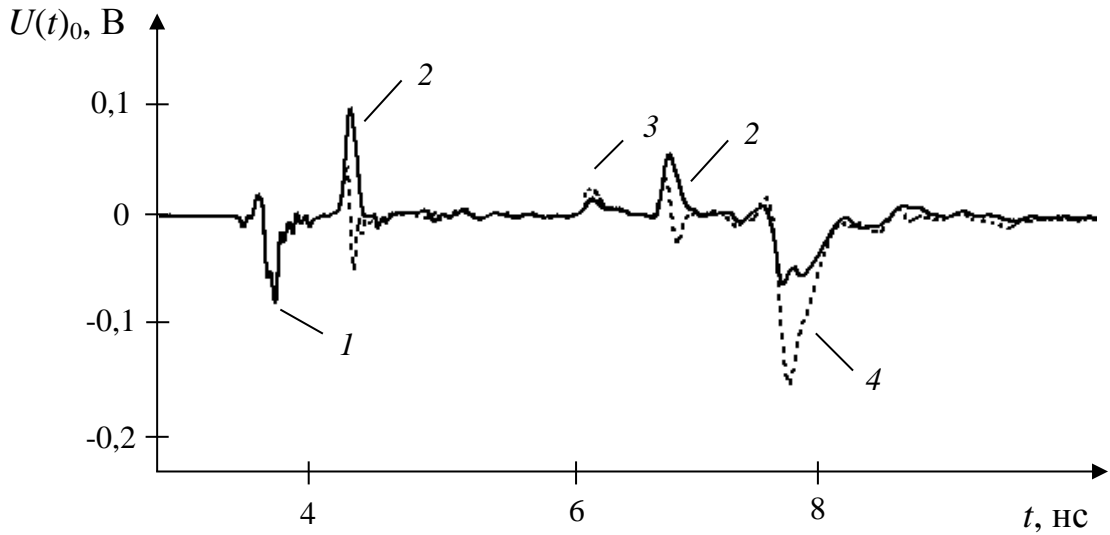
Предварительно была определена эффективная диэлектрическая проницаемость линии по откликам от входа и конца измерительной линии:

$$\varepsilon_{r\text{эфф}} = \left(\frac{c \cdot (t_n - t_в)}{2 \cdot l} \right)^2 = 2,457$$

где $l = 350$ мм – длина линии;

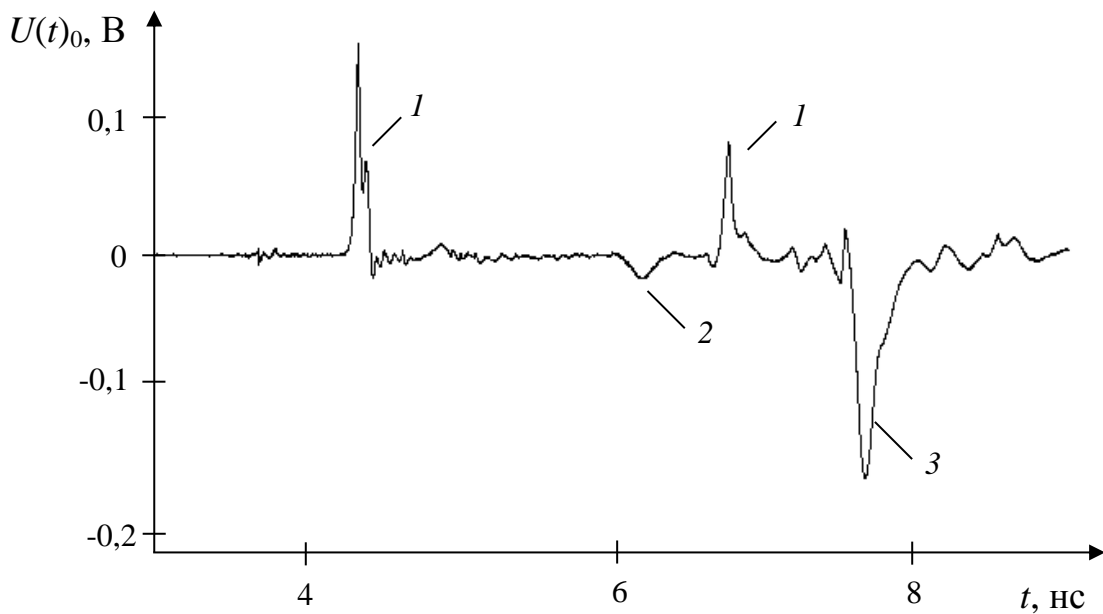
t_n – временная координата отклика от конца измерительной линии;

$t_в$ – временная координата отклика от входа измерительной линии.



1 – отклик от входа линии; *2* – отклики от первого и второго диода; *3* – отклик от границы раздела; *4* – отклик от конца измерительной линии.
Рисунок 4.7 – Рефлектограмма линии передачи с двумя управляемыми неоднородностями.

Разностная рефлектограмма ΔU имеет вид (рисунок 4.8):



1 – отклики от первого и второго диода; *2* – отклик от границы раздела; *3* – отклик от конца измерительной линии.

Рисунок 4.8 – Разностная рефлектограмма линии передачи с двумя управляемыми неоднородностями

Результаты вычислений с использованием разработанного алгоритма:

$$v_1 = 2,0 \cdot 10^8,$$

$$l_1 = 0,244,$$

$$v_2 = 1,529 \cdot 10^8,$$

$$l_2 = 0,058.$$

Полученные скорости распространения соответствуют следующим значениям эффективной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_{r1 \text{эфф}} = \left(\frac{3 \cdot 10^8}{1,59 \cdot 10^8} \right)^2 = 2,196,$$

$$\varepsilon_{r2 \text{эфф}} = \left(\frac{3 \cdot 10^8}{0,98 \cdot 10^8} \right)^2 = 4,192.$$

Полученные погрешности относительной диэлектрической проницаемости (%):

$$\delta\varepsilon_{r1 \text{эфф}} = \frac{|2,242 - 2,457|}{2,457} = 8,77,$$

$$\delta\varepsilon_{r2 \text{эфф}} = \frac{|3,849 - 3,574|}{3,574} = 7,68.$$

Полученные относительные погрешности расчета длин слоёв (%):

$$\delta l_1 = \frac{0,244 - 0,225}{0,225} = 8,42.$$

$$\delta l_2 = \frac{|0,107 - 0,125|}{0,125} = 14,5.$$

Высокая погрешность расчета для второго слоя связана с малым расстоянием между второй сосредоточенной неоднородностью и границей раздела сред, что приводит к значительной погрешности расчета значения скорости распространения. Вторым источником погрешности является алгоритм определения временной координаты импульса, основанный на определении временной координаты экстремума отклика.

Уменьшение погрешности может быть достигнуто использованием большего числа управляемых неоднородностей в линии, в результате чего повышенная погрешность от малого расстояния между границей раздела и неоднородностью может быть нивелирована за счет использования в расчете неоднородности с большим расстоянием до границы. Уменьшение погрешности определения отклика может быть достигнуто за счет использования других алгоритмов обработки рефлектограммы [93].

4.3 Варианты исполнения

Реализация конструкции для микрополосковых линий передачи не представляет сложности. Наиболее часто для практических областей, например, для измерения уровней жидких веществ, применяются коаксиальные и двухпроводные линии передачи. В данном разделе представлены варианты исполнения линии передачи с управляемыми неоднородностями для коаксиального и двухпроводного представления.

4.3.1 Двухпроводная линия передачи

На рисунке 4.9 представлен вариант исполнения отрезка измерительного зонда в виде двухпроводной линии передачи, состоящей из проводников (поз. 1), между которыми закреплены управляемые неоднородности (поз. 4). Управляемые неоднородности выполнены в виде печатного узла, содержащего управляемый элемент (поз. 3). Каждый из контактов управляемого элемента электрически соединен через проводники на печатной плате с одним из проводников двухпроводной линии.

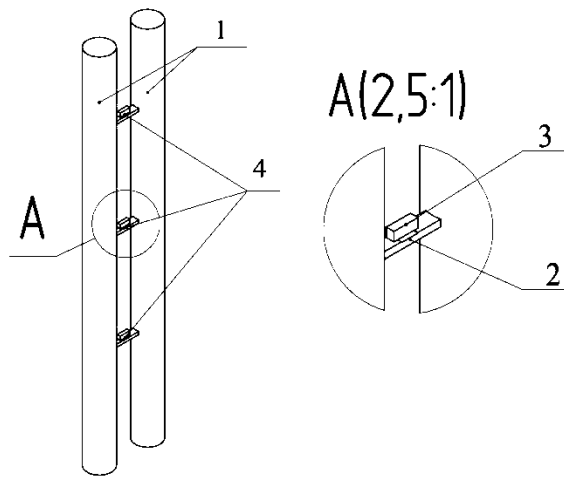
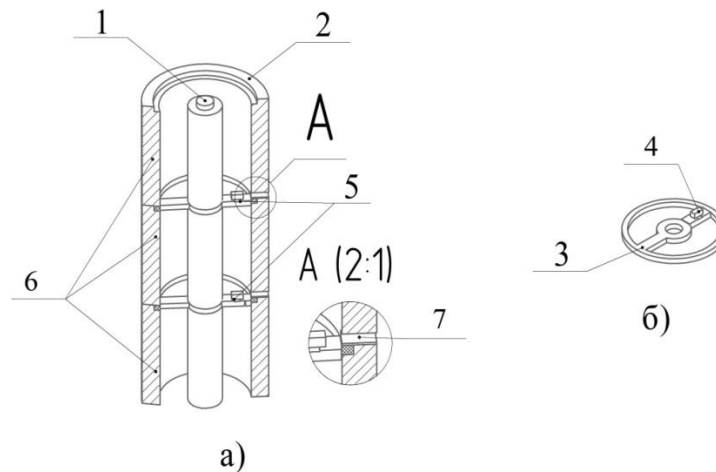


Рисунок 4.9 – Вариант исполнения отрезка измерительного зонда в виде двухпроводной линии передачи

В качестве управляемого элемента могут быть использованы диоды, аноды которых через проводники на печатной плате соединены с первым проводником двухпроводной линии передачи, а катоды – со вторым проводником. При этом первый проводник подключается к выводу высокого потенциала генератора, а второй проводник – к выводу низкого потенциала генератора таким образом, что обеспечивается прямое включение диодов по отношению к тестовому сигналу.

4.3.2 Коаксиальная линия передачи

На рисунке 4.10 представлен вариант исполнения отрезка измерительной линии передачи в виде коаксиальной линии передачи, состоящей из внутреннего проводника (поз. 1) и внешнего проводника (поз. 2). При этом внутренний и внешний проводники разделены на сегменты (поз. 6), между которыми располагаются управляемые неоднородности (поз. 5), выполненные в виде печатного узла, содержащего управляемый элемент (поз. 4). Сегменты (поз. 6) закреплены между собой с помощью сварного или резьбового соединения.



а) вариант исполнения отрезка измерительной линии в виде коаксиальной линии передачи; б) управляемая неоднородность, выполненная в виде печатного узла

Рисунок 4.10 – Вариант исполнения отрезка измерительного зонда в виде двухпроводной линии передачи

Управление электрическими параметрами неоднородностей при коаксиальном исполнении измерительного зонда может быть осуществлено аналогично способу, описанному для двухпроводной линии передачи. В качестве управляемых элементов также могут быть использованы диоды, катоды которых через проводник на печатной плате электрически соединены с внутренним сигнальным проводником коаксиальной линии, а аноды – с внешним проводником коаксиальной линии.

Кроме того, управление электрическими параметрами неоднородностей 5 может быть осуществлено с помощью дополнительных линий. Для этого в качестве управляемых элементов могут быть использованы, транзисторы, например BFR92AW [111], управление которыми выполняется путем подачи управляющих сигналов на базу/затвор транзисторов. Линии связи базы/затвора транзисторов, выполняющих функцию управляемых элементов, могут быть соединены с управляющим устройством через отверстия (поз. 7).

Приведенные примеры конкретной реализации устройства позволяют осуществлять управление электрическими параметрами неоднородностей,

входящих в состав измерительного зонда, как путем задания определенной формы тестового электрического сигнала (установка отрицательного смещения), так и с использованием внешнего управляющего воздействия по отдельным линиям. Как было сказано ранее, во втором варианте реализации становится возможным независимое управление параметрами каждой из неоднородностей.

4.3.3 Оценка паразитного влияния управляемой неоднородности

Оценка влияния управляемой неоднородности на распространение сигнала в коаксиальной линии передачи выполнялась в программе для электромагнитного моделирования CST Studio [112]. Целью моделирования являлось определение степени влияния печатной платы без управляемого компонента на прохождение сигнала.

Моделируемый объект (рисунок 4.11) состоял из трёх фрагментов: два крайних объекта представляли собой коаксиальные линии передачи с воздушным заполнением со следующими характеристиками:

- длина: 50 мм;
- диаметр внутреннего проводника: 9 мм;
- диаметр внешнего проводника: 21 мм.

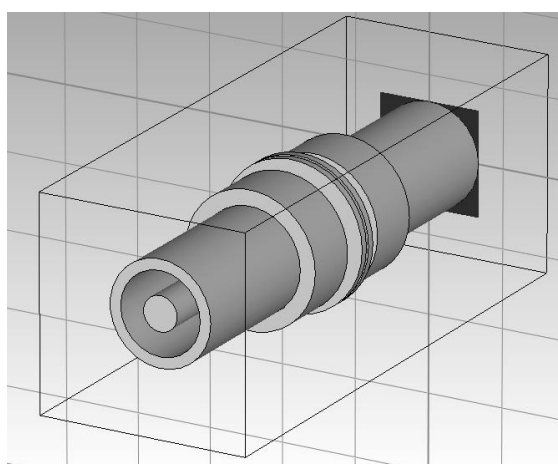
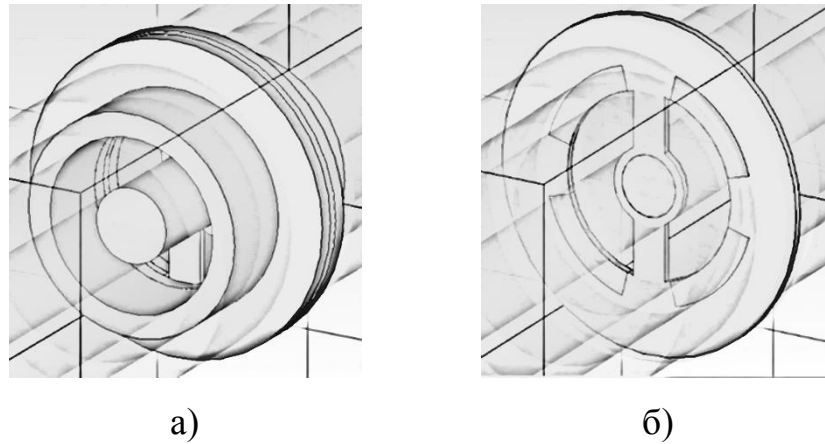


Рисунок 4.11 – Фрагмент коаксиальной линии передачи с управляемой неоднородностью

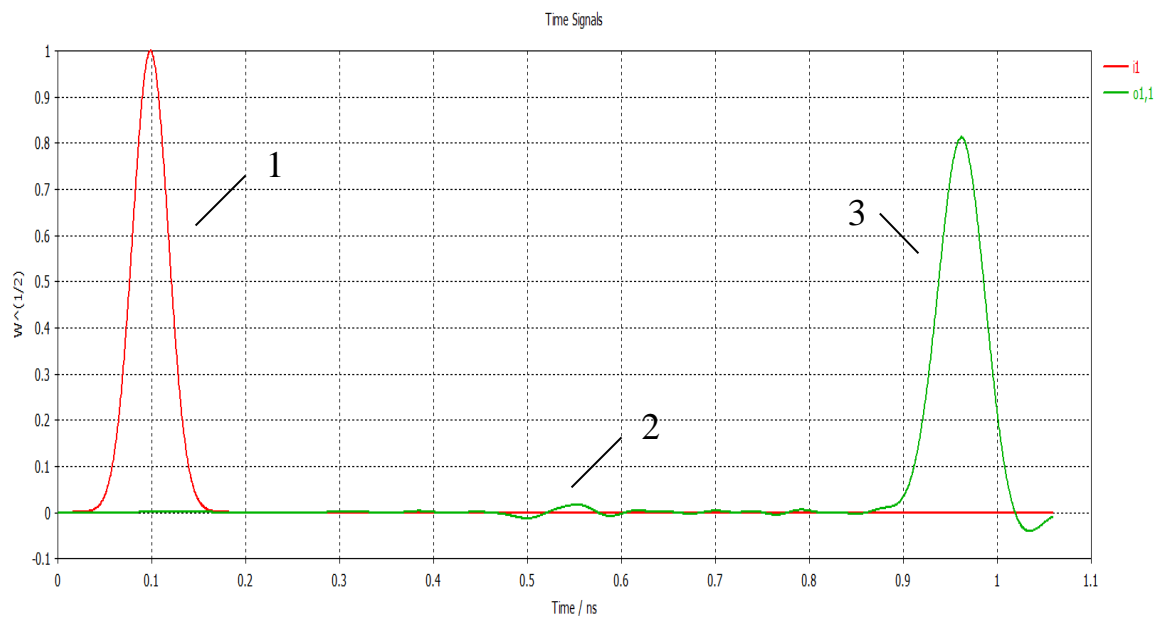
Центральный фрагмент представлял собой держатель для печатной платы (рисунок 4.12, а), фиксирующий сосредоточенную неоднородность в виде печатной платы, представленной на рисунке 4.12, б.



а) центральный фрагмент моделируемого объекта; б) сосредоточенная неоднородность в виде печатной платы

Рисунок 4.12 – Центральный фрагмент

Материал печатной платы фольгированный стеклотекстолит FR-4. Центральный и внешний проводник соединены между собой мостом шириной 6 мм. Результат моделирования представлен на рисунке 4.13.



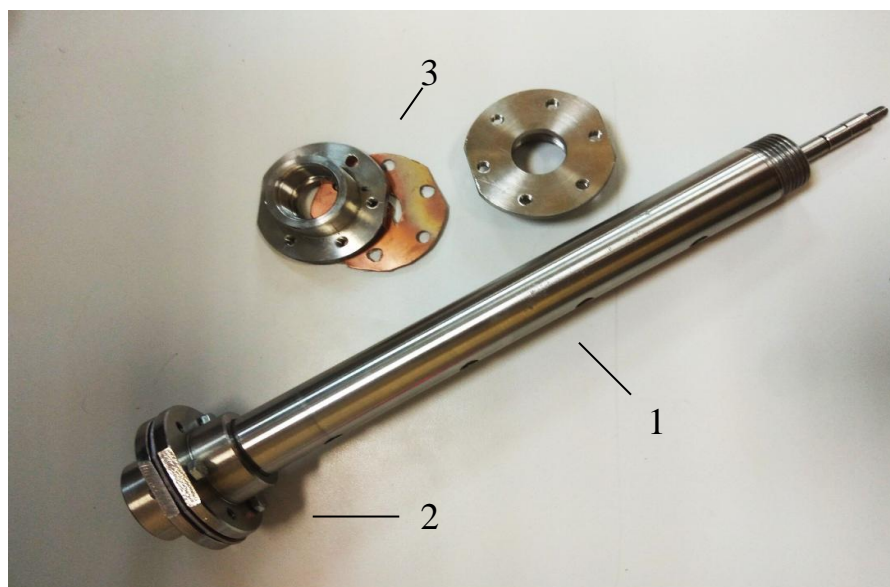
1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от неоднородности; 3 – отклик от конца линии передачи.

Рисунок 4.13 – Рефлектограмма моделируемого объекта

На рисунке 4.13 представлена рефлектограмма объекта, содержащая два сигнала: тестовый сигнал, отмеченный красным цветом, и имеющий характеристики: амплитуда 1 В; длительность по уровню 50 %: ~55 пс; а также отраженный сигнал, показанный зелёным цветом. Согласно рефлектограмме объекта, отклик, отраженный от неоднородности (поз. 2), имеет малую амплитуду (менее 20 мВ), что говорит о малом влиянии печатной платы на распространяющийся сигнал.

4.3.4 Разработка макета коаксиальной измерительной линии с управляемыми неоднородностями

В подразделе 4.3.2 был предложен вариант реализации линии передачи в коаксиальном исполнении. Согласно предложенному варианту, линия передачи была разделена на сегменты, разделяемые управляемыми неоднородностями. На основе предложенной конструкции был разработан макет измерительной линии передачи в коаксиальном исполнении (измерительный зонд). На рисунке 4.14 представлен фрагмент изготовленного измерительного зонда.



1 – сегмент линии передачи; 2 – держатель для управляемой неоднородности;
3 – печатная плата управляемой неоднородности.

Рисунок 4.14 – Фотография фрагмента измерительного зонда

Сегменты линии передачи (рисунок 4.14, поз. 1) соединяются между собой через держатель управляемой неоднородности (поз. 2) и закрепляются с помощью резьбового соединения. Держатель состоит из двух фрагментов (фланцев), между которыми фиксируется печатная плата (поз. 3) с установленным на ней управляемым компонентом.

Для соединения с измерительной установкой изготовлен соединитель, представляющий собой плавный переход, внешний проводник которого соединяется с линией передачи посредством резьбового соединения, внутренний проводник фиксируется и центрируется держателем. На входе переходника расположен разъем типа N , который с помощью ВЧ-переходников может быть адаптирован к линии измерительной установки. На рисунке 4.15 приведена фотография изготовленного переходника с выходом sma.



Рисунок 4.15 – Фотография переходника sma– N -разъем–линия передачи.

Для оценки предложенной конструкции, а также влияния сосредоточенных неоднородностей, представляющих собой печатную плату без управляемого компонента, было выполнено рефлектометрическое измерение изготовленного измерительного зонда. Структурная схема измерительной установки представлена на рисунке 4.16.

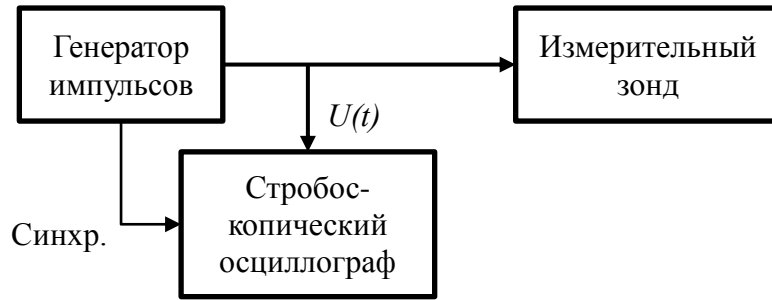


Рисунок 4.16 – Структурная схема измерительной установки

Измерительная установка включает в себя генератор импульсов Geozondas GZ1105DLP2 с формирователем импульса GZ1117DN-35; стробоскопический осциллограф DSA 8300; разветвитель Picosecond 5372, через который сигнал поступает на стробоскопический осциллограф и измерительный зонд; измерительный зонд.

Измерительный зонд состоит из двух сегментов, разделенных держателем. В составе держателя в качестве сосредоточенной неоднородности использовалась печатная плата, представленная на рисунке 4.17.

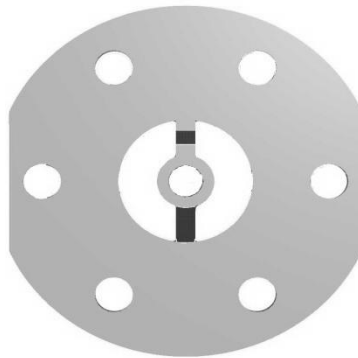


Рисунок 4.17 – Фотография экспериментальной установки

На конце линии также использовался держатель с неоднородность в виде печатной платы с закороченным внутренним и внешним проводником.

Фотография измерительной установки показана на рисунке 4.18.

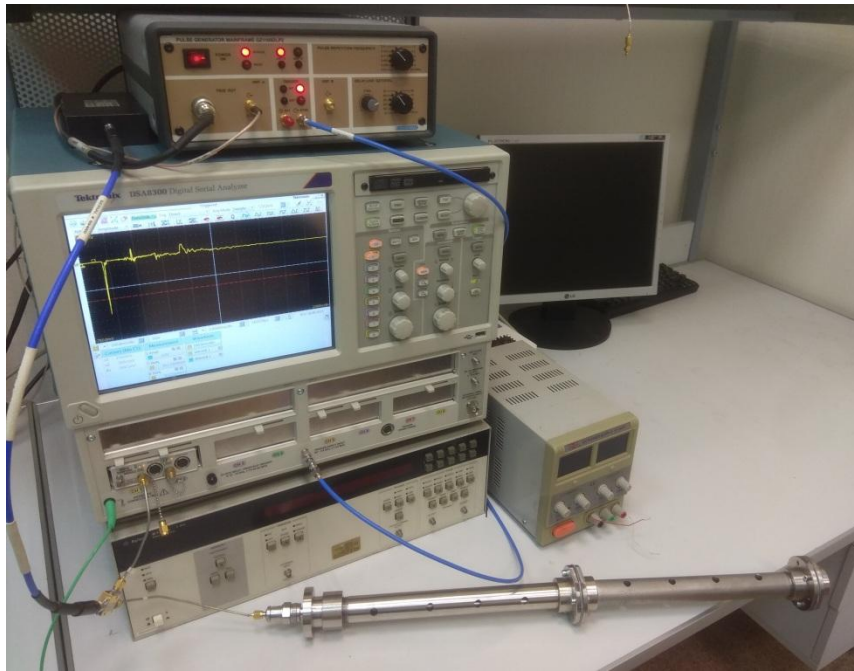
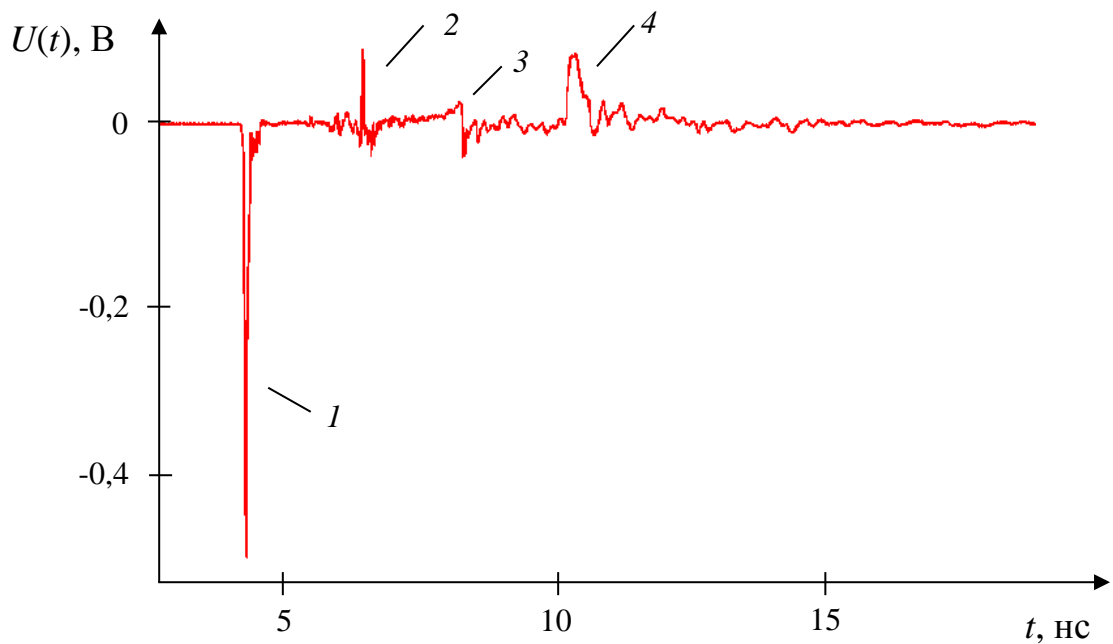


Рисунок 4.18 – Фотография экспериментальной установки

Полученная рефлектограмма измерительного зонда представлена на рисунке 4.19.



1 – тестовый сигнал; 2 – отклик от входа линии; 3 – отклик от первой неоднородности; 4 – отклик от конца измерительной линии (второй неоднородности).

Рисунок 4.19 – Рефлектограмма измерительного зонда

На рефлектограмме 4.19 наблюдается значительный отклик от входа измерительного зонда. Высокая амплитуда отклика связана с низким качеством изготовления перехода. Отклик от первой сосредоточенной неоднородности (см. рисунок 4.19, поз. 3) имеет малую амплитуду (менее 30 мВ), что говорит о малых вносимых искажениях печатной платы на распространяющийся сигнал. Дополнительные искажения вносит зазор между сопрягаемыми элементами, локально увеличивающий волновое сопротивление.

Предложенная конструкция подходит для решения задачи измерения уровней и параметров жидких веществ, и может быть легко адаптирована для практического применения в резервуарах различной длины за счет возможности изменения длин сегментов. Количество управляемых включений также может быть адаптировано под решаемую задачу. Влияние перехода и сосредоточенных неоднородностей может быть уменьшено за счет совершенствования конструкции и точности изготовления.

4.4 Выводы по разделу

- 1) Выполнен анализ возможных вариантов реализации управляемых сосредоточенных неоднородностей;
- 2) Выполнено экспериментальное исследование возможности использования в качестве управляемых неоднородностей диодов Шоттки HSMS-8202 с использованием управляющего сигнала в виде постоянного напряжения смещения;
- 3) Проведена апробация предложенного в подразделе 3.4 алгоритма определения структуры и параметров ступенчато-нерегулярных сред на полученных экспериментальных данных;
- 4) Предложены варианты исполнения измерительной линии с управляемыми неоднородностями в виде двухпроводной и коаксиальной линии передачи;

5) Разработан и изготовлен макет в виде коаксиального измерительного зонда с управляемыми неоднородностями и проведено его экспериментальное исследование.

Заключение

В рамках выполнения диссертационной работы решены поставленные задачи исследований и получены следующие научные результаты:

- предложена модель, а также алгоритмы расчета частотных и импульсных характеристик, измерительного зонда, погруженного в многослойную среду на основе комбинированной структуры, представляющей собой ступенчато-нерегулярную линию передачи с установленными в ней сосредоточенными управляемыми неоднородностями.

- показана природа и дана классификация откликов при рефлектометрическом анализе ступенчато-нерегулярных линий передачи, а также предложен алгоритм селекции сигналов, позволяющий определить отклики нулевого порядка, единожды отраженные от границ раздела и неоднородностей, на фоне откликов высшего порядка, являющихся результатом множественных переотражений сигнала в ступенчато-нерегулярных линиях передачи.

- разработан способ определения длин и параметров ступенчато-нерегулярных сред, основанный на использовании управляемых неоднородностей в линии передачи (зонде). Предложенный способ позволяет на основе обработки серии рефлектограмм, полученных при различных параметрах управляемых неоднородностей, определять скорости распространения сигнала в слоях ступенчато-нерегулярной среды, что позволяет без наличия априорной информации определять длины слоёв измеряемой структуры. Выполнена экспериментальная апробация разработанного способа.

Разработаны конструкции измерительного зонда в двухпроводном и коаксиальном исполнении.

Рекомендации при практическом внедрении полученных результатов:

- использование алгоритма селекции сигналов рекомендуется при малой длительности импульсных тестовых сигналов для уменьшения

вероятности интерференции откликов, в связи с возможностью неверной интерпретации отклика как «паразитного»;

– для обеспечения минимального затухания сигнала к концу измерительной линии ступенчато-нерегулярной структуры следует минимизировать влияние управляемых неоднородностей в одном из состояний;

– для обеспечения минимизации влияния управляемых включений следует использовать компоненты с малым значением паразитных параметров. Не рекомендуется использовать компоненты с паразитной ёмкостью более 0,5 пФ.

Дальнейшее развитие работы:

– внедрение устройств измерения, использующих предложенный способ, основанный на использовании зонда с управляемыми неоднородностями;

– введение в алгоритм селекции сигналов критерия, основанного на анализе амплитуд откликов;

– применение и разработка управляемых неоднородностей с минимальным значением паразитных параметров и высокой вариацией управляемых параметров.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Jones S.B. Time domain reflectometry measurement principles and applications / Jones S.B., Wraith J.M., Or D. // Hydrological Processes. – 2002.
2. Persico R. Time-domain reflectometry: Current uses and new possibilities Elsevier. – 2019. – 59–96с.
3. Piuzzi E. A comparative assessment of microwave-based methods for moisture content characterization in stone materials / Piuzzi E., Cannazza G., Cataldo A., Benedetto E. De, Giorgi L. De, Frezza F., Leucci G., Pisa S., Pittella E., Prontera S., Timpani F. // Measurement. – 2018. – Т. 114 – С.493–500.
4. Cataldo A. Dielectric permittivity diagnostics as a tool for cultural heritage preservation: Application on degradable globigerina limestone / Cataldo A., Benedetto E. De, Cannazza G., D'Amico S., Farrugia L., Mifsud G., Dimech E., Sammut C. V., Persico R., Leucci G., Giorgi L. De // Measurement. – 2018. – Т. 123 – С.270–274.
5. Cataldo A. TDR-Based Measurements of Water Content in Construction Materials for In-the-Field Use and Calibration / Cataldo A., Benedetto E. De, Cannazza G., Piuzzi E., Pittella E. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2018. – Т. 67 – № 5 – С.1230–1237.
6. Cataldo A. TDR-based monitoring of rising damp through the embedding of wire-like sensing elements in building structures / Cataldo A., Benedetto E. De, Cannazza G., Monti G., Piuzzi E. // Measurement. – 2017. – Т. 98 – С.355–360.
7. Valeri P. T. Extracting HEMT Model Parameters Using TDR Approach / Valeri P. T., Alexander I. K., Denis V. R. // Nanoindustry Russia. – 2018. – С.481–481.
8. Тимошенко В.П. Исследование параметров транзисторов, изготовленных по технологии кмоп кнп, рефлектометрическим методом / Тимошенко В.П., Хлыбов А.И., Родионов Д.В., Шелепин Н.А., Селецкий А.В. // Электронная техника. Серия 3: микроэлектроника. – 2019. – № 2(174) – С.30–35.
9. Тимошенко В.П. Методика исследования параметров hemt

транзистора в динамическом режиме. – 2017. – 17–27с.

10. Timoshenkov V. TDR method for determine IC's parameters / под ред. V.F. Lukichev, K. V. Rudenko. // 2016. – 6 с.

11. Timoshenkov V.P. Research of HEMT Transistor Parameters in the GHz Band / Timoshenkov V.P., Khlybov A.I., Rodionov D.V. // Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika – 2017. – Т. 19 – № 10 – С.632–640.

12. Тимошенко В.П. методика определения емкости и индуктивности выводов имс рефлектометрическим методом. – 2019. – 188–195с.

13. Cataldo A. Enhancement of leak detection in pipelines through time-domain reflectometry/ground penetrating radar measurements / Cataldo A., Benedetto E. De, Cannazza G., Leucci G., Giorgi L. De, Demitri C. // IET Science, Measurement & Technology. – 2017. – Т. 11, № 6 – С.696–702.

14. Cataldo A. Recent advances in the TDR-based leak detection system for pipeline inspection / Cataldo A., Benedetto E. De, Cannazza G., Masciullo A., Giaquinto N., D'Aucelli G.M., Costantino N., Leo A. De, Miraglia M. // Measurement. – 2017. – Т. 98 – С.347–354.

15. Talware R.B. Dielectric behaviour of aqueous CsCl solutions / Talware R.B., Surywanshi D.B., Kumbharkhane A.C., Mehrotra S.C. // Indian Journal of Physics. – 2011. – Т. 85 – № 2 – С.301–310.

16. Joshi Y.S. The dielectric relaxation study of 2(2-alkoxyethoxy)ethanol–water mixtures using time domain reflectometry / Joshi Y.S., Hudge P.G., Kumbharkhane A.C., Mehrotra S.C. // Journal of Molecular Liquids. – 2011. – Т. 163 – № 2 – С.70–76.

17. Nicolson A.M. Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques / Nicolson A.M., Ross G.F. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1970. – Т. 19 – № 4 – С.377–382.

18. Kumbharkhane A.C. Dielectric relaxation studies of aqueous N,N-dimethylformamide using a picosecond time domain technique / Kumbharkhane A.C., Puranik S.M., Mehrotra S.C. // Journal of Solution Chemistry. – 1993. – Т. 22 – № 3 – С.219–229.

19. Kumbharkhane A.C. Study of hydrogen bonding and thermodynamic behavior in water–1,4-dioxane mixture using time domain reflectometry / Kumbharkhane A.C., Joshi Y.S., Mehrotra S.C., Yagihara S., Sudo S. // *Physica B: Condensed Matter*. – 2013. – Т. 421 – С.1–7.

20. Undre P.B. Temperature-dependent dielectric characterisation and molecular interaction behaviour in binary mixtures of dimethylacetamide with ethylene glycol and dimethylsulphoxide / Undre P.B., Khirade P.W., Rajenimbalkar V.S., Helambe S.N., Mehrotra S.C. // *Physics and Chemistry of Liquids*. – 2012. – Т. 50 – № 5 – С.637–651.

21. Anderson D. Non-contact Radar vs. Guided Radar: Which one to use and when? / Anderson D. // *Measurement and Control*. – 2011.

22. Cataldo A. Experimental characterization and performance evaluation of flexible two-wire probes for TDR monitoring of liquid level / Cataldo A., Piuzzi E., Benedetto E. De, Cannazza G. // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 2014. – Т. 63 – № 12 – С.2779–2788.

23. Cataldo A. An evaluation of performance limits in continuous TDR monitoring of permittivity and levels of liquid materials / Cataldo A., Vallone M., Tarricone L., Attivissimo F. // *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*. – 2008.

24. Жданкин В.К. Измерение уровня посредством направленного электромагнитного излучения / Жданкин В.К. // *Современные технологии автоматизации*. – 2004. – № 4 – С.6–14.

25. Piuzzi E. Enhanced reflectometry measurements of permittivities and levels in layered petrochemical liquids using an «in-situ» coaxial probe / Piuzzi E., Cataldo A., Catarinucci L. // *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*. – 2009. – Т. 42 – № 5 – С.685–696.

26. Trenkal E.I. Method for Increasing the Precision of TDR Analysis of Multiphase / Trenkal E.I., Loschilov A.G. // *Электронные средства и системы управления: материалы докладов XII Международной научно-практической конференции (16–18 ноября 2016 г.)*. – 2016. – № 2 – С.213–217.

27. Harney W. Electromagnetic Level Indicating (EMLI) System Using Time Domain Reflectometry IEEE. – 1983. – 233–236с.

28. Nemarich C.P. Time domain reflectometry liquid level sensors / Nemarich C.P. // IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. – 2001. – Т. 4 – № 4 – С.40–44.

29. Тренкаль Е.И. Измерение уровней жидкости методом TDR / Тренкаль Е.И., Лоцилов А.Г. // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения: Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC–2016». – 2016. – № 3 – С.210–215.

30. Weiss M. Novel methods of measuring impurity levels in liquid tanks , 2002.

31. Gerding M. Precision level measurement based on time-domain reflection (TDR) measurements / Gerding M., Musch T., Schiek B. // Advances in Radio Science. – 2003. – Т. 1 – С.27–31.

32. Cataldo A. A combined TD-FD method for enhanced reflectometry measurements in liquid quality monitoring / Cataldo A., Catarinucci L., Tarricone L., Attivissimo F., Piuze E. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2009. – Т. 58 – № 10 – С.3534–3543.

33. Petrick J.R. System for sensing levels and electrical characteristics of fluent materials / Petrick J.R. – 1969.

34. Тренкаль Е.И. Алгоритм селекции первичных сигналов в задаче TDR- анализа многофазных жидкостей / Тренкаль Е.И., Лоцилов А.Г. // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2016: материалы XIII международной научно-технической конференции. – 2016. – Т. 6 – С.113–116.

35. Slocomb H.W. Liquid metal level measurement (sodium): NAA-SR-Memo-12582 / H. W. Slocomb. – 1968.– 34с.

36. Cataldo A. An assessment on the accuracy of time-domain reflectometry for measuring level and permittivity of liquids / Cataldo A., Tarricone L., Vallone M., Attivissimo F., Trotta A. // Conference Record - IEEE Instrumentation and

Measurement Technology Conference. – 2006. – № April – С.2332–2337.

37. Cataldo A. Remote sensing of liquid characteristics using time domain reflectometry / под ред. W.L. Barnes. , 2002. – 465с.

38. Trenkal E.I. Method for improving measurement accuracy of multilayer environment levels using time domain reflectometry / Trenkal E.I., Loshchilov A.G. // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2017 - Proceedings. – 2017.

39. Yahya S.I. A multi-level gauging system for crude oil settling mass tanks using a one-port time-domain technique. – 2012. – 255–266с.

40. Cataldo A. Uncertainty estimation in simultaneous measurements of levels and permittivities of liquids using TDR technique / Cataldo A., Tarricone L., Vallone M., Attivissimo F., Trotta A. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2008. – Т. 57 – № 3 – С.454–466.

41. Cataldo A. An accuracy evaluation procedure for TDR qualitative and quantitative characterization of liquids / Cataldo A., Tarricone L., Vallone M., Attivissimo F., Trotta A. // 18th IMEKO World Congress 2006: Metrology for a Sustainable Development. – 2006. – Т. 1 – № 3 – С.514–518.

42. Тренкаль Е.И. Способ и устройство измерения уровней многослойных сред / Материалы 29-й Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". – 2019 (в печати).

43. Trenkal E.I. A breadboard model of the measuring probe of a new type for the measurement of multiphase environments levels / Trenkal E.I., Loshchilov A.G. // Proceedings of TUSUR University – 2017. – Т. 20 – № 4 – С.30–32.

44. Пат. Способ измерения уровней многослойных сред и устройство для его осуществления / Лоцилов А.Г., Тренкаль Е.И. – №2019109440/28; Заяв. 29.03.2019.

45. Trenkal E.I. Measurement of liquid levels using time-domain reflectometry method / Trenkal E.I., Loschilov A.G. // Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics – 2016. – Т. 19 – № 4 – С.67–

73.

46. Лошилов А.Г. Модель измерительной системы для рефлектометрического анализа параметров многофазной жидкости / Лошилов А.Г., Тренкаль Е.И. // Материалы 25-й Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". – 2015. – 888–889с.

47. Yahya S.I. A Multi-Level Storage Tank Gauging And Monitoring System Using A Nanosecond Pulse / Yahya S.I. // International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT). – 2013. – Т. 5 – № 1 – С.17–24.

48. Cataldo A. Simultaneous measurement of dielectric properties and levels of liquids using a TDR method / Cataldo A., Tarricone L., Attivissimo F., Trotta A. // Measurement: Journal of the International Measurement Confederation – 2008. – Т. 41 – № 3 – С.307–319.

49. Gerding M. A novel approach for a high precision multi target level measurement system based on time-domain-reflectometry / Gerding M., Musch T., Schiek B. // 2005 European Microwave Conference – 2005. – Т. 2.

50. Gerding M. A novel approach for a high-precision multitarget-level measurement system based on time-domain reflectometry / Gerding M., Musch T., Schiek B. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 2006. – Т. 54 – № 6 – С.2768–2773.

51. Kayser D.S. Radar , Contact Level Sensors (TDR , GWR , PDS) / Kayser D.S. // Media – 2003. – № 1982 – С.508–513.

52. Trenkal E.I. New approach for increasing the precision of TDR analysis of multilayer environments / Trenkal E.I., Loshchilov A.G. // Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics – 2016. – Т. 19 – № 4 – С.5–9.

53. Trenkal E.I. Макет измерительного зонда нового типа для измерения уровней многослойных сред / Trenkal E.I., Loshchilov A.G. // Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics – 2017. – Т. 20 – № 4 – С.30–32.

54. Тренкаль Е.И. Экспериментальная установка для рефлектометрических исследований параметров многофазных жидкостей / Тренкаль Е.И., Лоцилов А.Г. – 2015. – С.59–62.

55. Trenkal E.I. The algorithm of primary responses selection for TDR analysis of multilayer liquids / Trenkal E.I., Loschilov A.G. // 2016 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE 2016 - Proceedings – 2016. – Т. 1 – С.473–475.

56. Тренкаль Е.И. Алгоритм селекции полезных сигналов в задаче TDR-измерения уровней многофазных жидкостей, 2015. – 58с.

57. Тренкаль Е.И. Способ измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ / Тренкаль Е.И., Смолькова Е.А. // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР: по материалам международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых – 2018. – № 2 – С.62–65.

58. Тренкаль Е.И. Способ повышения точности измерения уровней многофазных жидкостей / Тренкаль Е.И., Лоцилов А.Г. // Перспективы развития фундаментальных наук: сборник научных трудов XIV международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых – 2017. – Т. 7 – С.114–116.

59. Тренкаль Е.И. Новый подход к рефлектометрическому анализу многофазных жидкостей / Тренкаль Е.И., Лоцилов А.Г. // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций «РТ-2016»: материалы 12-ой международной научно-технической конференции – 2016. – С.146.

60. Тренкаль Е.И. Макет измерительного зонда нового типа для измерения уровней многослойных сред / Тренкаль Е.И., Лоцилов А.Г. // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XIII Международной научно-практической конференции – 2017. – № 1 – С.175–178.

61. Тренкаль Е.И. Алгоритм селекции полезных сигналов в задаче TDR-измерения уровней многофазных жидкостей / Тренкаль Е.И., Лоцилов

А.Г. // Электроника и микроэлектроника СВЧ: сборник трудов всероссийской научно-технической конференции – 2016. – Т. 1 – С.222–226.

62. Cataldo A. Extending industrial applicability of TDR liquid level monitoring through flexible probes / Cataldo A., Cannazza G., Benedetto E. De, Piuzzi E. // Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference – 2013. – С.850–854.

63. Законов М.А. Уровнемер / Законов М.А., Загидуллин М.З., Мезиков А.К., Ваняшин В.А., Хабибуллин Р.А. – 2012.

64. Kellner E. Calibration of Time Domain Reflectometry for Water Content in Peat Soil / Kellner E., Lundin L.-C. // Hydrology Research – 2001. – Т. 32 – № 4–5 – С.315–332.

65. Chudinova S.M. The effect of soil texture on the time domain reflectometry calibration for soil water content measurement / Chudinova S.M., Ponizovsky A.A. // Eurasian soil science – 1998. – Т. 31 – № 1 – С.17–24.

66. Vassilikou-Dova A. Dielectric Analysis (DEA) Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc. – 497–613с.

67. Salimgareeva O.A. The evaluation of spatial variation in the soil water content with time domain reflectometry / Salimgareeva O.A., Ponizovsky A.A., Chudinova S.M., Mironenko E.V., Ermolaev A.M. // EURASIAN SOIL SCIENCE – 1998. – Т. 31 – № 12 – С.1303–1313.

68. Brocca L. Soil moisture spatial variability in experimental areas of central Italy / Brocca L., Morbidelli R., Melone F., Moramarco T. // Journal of Hydrology – 2007. – Т. 333 – № 2–4 – С.356–373.

69. Timlin D.J. Comparison of Three Methods to Obtain the Apparent Dielectric Constant from Time Domain Reflectometry Wave Traces / Timlin D.J., Pachepsky Y.A. // Soil Science Society of America Journal – 1996. – Т. 60 – № 4 – С.970.

70. Robinson D.A. A Review of Advances in Dielectric and Electrical Conductivity Measurement in Soils Using Time Domain Reflectometry / Robinson D.A., Jones S.B., Wraith J.M., Or D., Friedman S.P. // Vadose Zone Journal –

2003. – Т. 2 – № 4 – С.444.

71. Ponizovsky A.A. Performance of TDR calibration models as affected by soil texture / Ponizovsky A.A., Chudinova S.M., Pachepsky Y.A. // Journal of Hydrology – 1999. – Т. 218 – № 1–2 – С.35–43.

72. Ponizovsky A.A. Estimating soil water potential from TDR measurements / Ponizovsky A.A., Salimgaryeyeva O.A. // Communications in Soil Science and Plant Analysis – 2001. – Т. 32 – № 11–12 – С.1829–1839.

73. Western A.W. Geostatistical characterisation of soil moisture patterns in the Tarrawarra catchment / Western A.W., Blöschl G., Grayson R.B. // Journal of Hydrology – 1998. – Т. 205 – № 1–2 – С.20–37.

74. Zakri T. Theoretical evidence for 'Lichtenecker's mixture formulae' based on the effective medium theory / Zakri T., Laurent J.-P., Vauclin M. // Journal of Physics D: Applied Physics – 1998. – Т. 31 – № 13 – С.1589–1594.

75. Чудинова С.М. Применение метода рефлектометрии во временной области для определения влажности почв / Чудинова С.М., Понизовский А.А., Щербаков Р.А. // Почвоведение – 1996. – № 10 – С.1263–1270.

76. Dobriyal P. A review of the methods available for estimating soil moisture and its implications for water resource management / Dobriyal P., Qureshi A., Badola R., Hussain S.A. // Journal of Hydrology – 2012. – Т. 458–459 – С.110–117.

77. Roth K. Calibration of time domain reflectometry for water content measurement using a composite dielectric approach / Roth K., Schulin R., Flühler H., Attinger W. // Water Resources Research – 1990. – Т. 26 – № 10 – С.2267–2273.

78. Cataldo A. Controlling the irrigation process in agriculture through elongated TDR-sensing cables IEEE, 2017. – 1–6с.

79. Cataldo A. TDR application for moisture content estimation in agri-food materials / Cataldo A., Benedetto E. De, Huebner C., Trebbels D. // IEEE Instrumentation & Measurement Magazine – 2017. – Т. 20 – № 3 – С.26–31.

80. Артищев С.А. Оценка расстояния обнаружения повреждений в

линии передачи с помощью термо-нелинейной рефлектометрии / Артищев С.А., Лоцилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения* – 2015. – Т. 15 – № 5 – С.56–59.

81. Артищев С.А. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной видеоимпульсной рефлектометрии с учетом термоэлектрических эффектов / Артищев С.А., Семенов Э.В. // *Известия высших учебных заведений. Физика* – 2013. – Т. 56 – № 9 – С.60–65.

82. Лоцилов А.Г. Разработка устройств обработки сверхширокополосных импульсных сигналов для исследования нелинейных свойств объектов методом нелинейной рефлектометрии / Лоцилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Мисюнас А.О., Ильин А.А. // *Доклады ТУСУР* – 2010. – Т. 2 (22) – № 1 – С.166–170.

83. Артищев С.А. Влияние нестабильности амплитуды выходного сигнала генератора тестовых импульсов при проведении измерений методом нелинейной рефлектометрии / Артищев С.А., Семенов Э.В. // *Научная сессия ТУСУР – 2013 : материалы Всеросс. науч.-техн. конф. Томск – 2013.* – № 1 – С.191–194.

84. Семенов Э.В. Нелинейная рефлектометрия с применением видеоимпульсных тестовых сигналов / Семенов Э.В. // *Известия томского политехнического университета* – 2006. – Т. 309 – № 3 – С.153–155.

85. Артищев С.А. Оценка расстояния обнаружения последовательных низкоомных повреждений в линии передачи с помощью термо-нелинейной рефлектометрии / Артищев С.А., Лоцилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2015) : материалы 25-й Международной Крымской конференции* – 2015. – С.855–856.

86. Артищев С.А. Нелинейная модель электрического контакта для термонелинейного рефлектометра / Артищев С.А., Семенов Э.В. // *Известия высших учебных заведений. Физика* – 2013. – Т. 56 – № 8–3. – С.72–74.

87. Лоцилов А.Г. Экспериментальная установка для исследования характеристик нелинейности свч-цепей в режиме сверхширокополосного импульсного воздействия / Лоцилов А.Г., Семенов Э.В. // Доклады томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники – 2010. – № 22 – С.161–165.

88. Глебович Г.В. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Г. В. Глебович, А. В. Андриянов, Ю. В. Введенский, Др. / под ред. Г.В. Глебович. – М. : Радио и связь, 1984.– 255с.

89. Лоцилов А.Г. Цифровой измерительный комплекс для измерения частотных и импульсных характеристик четырехполюсников / Лоцилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. // Известия томского политехнического университета: Изд-во ТПУ – 2006. – Т. 309, № 8 – С.37–42.

90. Dozer B.E. Self-calibrating liquid level measuring device / Dozer B.E. – 1968.

91. Lehmkuhl G.D. Time domain reflectometry for liquid level measurement. / G. D. Lehmkuhl. – 1972.– 13с.

92. Giaquinto N. Criteria for Automated Estimation of Time of Flight in TDR Analysis / Giaquinto N., D'Aucelli G.M., Benedetto E. De, Cannazza G., Cataldo A., PiuZZi E., Masciullo A. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2016. – Т. 65, № 5 – С.1215–1224.

93. Giaquinto N. Accuracy analysis in the estimation of ToF of TDR signals / Giaquinto N., D'Aucelli G.M., Benedetto E. De, Cannazza G., Cataldo A., PiuZZi E., Masciullo A. // Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. – 2015. – Т. 2015. – С.187–192.

94. Castiglione P.S. The effect of ohmic cable losses on time-domain reflectometry measurements of electrical conductivity / Castiglione P.S. // Soil Science Society of America Journal. – 2003.

95. Cataldo A. A frequency-domain method for extending TDR performance in quality determination of fluids / Cataldo A., Catarinucci L., Tarricone L., Attivissimo F., Trotta A. // Measurement Science and Technology. – 2007. – Т. 18,

№ 3 – С.675–688.

96. Лоцилов А.Г. Основы проектирования ВЧ- и СВЧ-устройств на нерегулярных связанных линиях передачи / А. Г. Лоцилов, Н. Д. Малютин – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2018. – 136с.

97. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско – М.: Радио и Связь, 1990. – 288с.

98. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич – М.: Сов. радио, 1972. – 388с.

99. Z-Matched Pickoff Tee. Model 5372. Product Specification [Электронный ресурс]. URL: http://woojoohitech.com/pages/pdf/5372_SPEC-4040128.pdf.

100. Erli Chen Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: modeling and experiments / Erli Chen, Chou S.Y. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 1997. – Т. 45, № 6 – С.939–945.

101. Schollhorn C. Attenuation mechanisms of aluminum millimeter-wave coplanar waveguides on silicon / Schollhorn C., Weiwei Zhao, Morschbach M., Kasper E. // IEEE Transactions on Electron Devices – 2003. – Т. 50, № 3 – С.740–746.

102. Дробахин О.О. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ / О. О. Дробахин, С. В. Плаксин, В. Д. Рябчий, Д. Ю. Салтыков – Севастополь: Вебер, 2013. – 322с.

103. Pascal's triangle [Электронный ресурс]. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Pascal%27s_triangle (дата обращения: 01.10.2019).

104. Фигурные числа [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Фигурные_числа (дата обращения: 01.10.2019).

105. Cannazza G. An innovative method for TDR measurement of static electrical conductivity in granular materials / Cannazza G., Cataldo A., Benedetto E. De, Piuzzi E. // 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, I2MTC 2009 – 2009. – № May – С.197–200.

106. Courtney C.C. Time-domain measurement of the electromagnetic properties of materials / Courtney C.C. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 1998. – Т. 46 – № 5 – С.517–522.

107. Courtney C.C. One-port time-domain measurement of the approximate permittivity and permeability of materials / Courtney C.C., Motil W. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 1999. – Т. 47 – № 5 – С.551–555.

108. Cataldo A. A TDR method for real-time monitoring of liquids / Cataldo A., Tarricone L., Attivissimo F., Trotta A. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement – 2007. – Т. 56 – № 5 – С.1616–1625.

109. SMV2019 [Электронный ресурс]. URL: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SMV2019_to_SMV2023_Series_200074Q.pdf (дата обращения: 01.10.2019).

110. HSMS-8202 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.farnell.com/datasheets/461118.pdf> (дата обращения: 01.10.2019)

111. BFR92AW [Электронный ресурс]. URL: https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BFR92AW_N.pdf (дата обращения: 01.10.2019).

112. CST Stuido [Электронный ресурс]. URL: http://eurointech.ru/eda/microwave_design/cst/CST-STUDIO-SUITE.phtml. (дата обращения: 01.10.2019).

Приложение А

(справочное)

Программа расчета отклика на импульсное воздействие систем, содержащих многослойные среды и локальные неоднородности

Функция добавления шума к сигналу

Входные параметры:

signal^{<0>} – вектор временных координат;
signal^{<1>} – вектор значений напряжения;
noise – вектор случайных величин шума.

Выходные параметры:

signal^{<0>} – вектор временных координат;
signal^{<1>} – вектор значений напряжения.

$$\text{add_noise}(\text{signal}, \text{noise}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{rows}(\text{signal}) - 1 \\ \quad \text{signal}_{i,1} \leftarrow \text{signal}_{i,1} + \text{noise}_i \\ \text{signal} \end{array} \right.$$

Функция добавления шума с нормальным распределением к сигналу

Входные параметры:

signal^{<0>} – вектор временных координат;
signal^{<1>} – вектор значений напряжения;
p_amp – амплитуда сигнала;
noise_db – шум генератора, дБ.

Выходные параметры:

signal^{<0>} – вектор временных координат;
signal^{<1>} – вектор значений напряжения.

$$\text{add_Gauss_noise}(\text{signal}, \text{p_amp}, \text{noise_db}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{noise_V} \leftarrow \frac{\text{p_amp}}{10^{\frac{\text{noise_db}}{20}}} \\ \text{noise} \leftarrow \text{mom}(\text{rows}(\text{signal}), 0, \text{noise_V}) \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(\text{signal}) - 1 \\ \quad \text{signal}_{i,1} \leftarrow \text{signal}_{i,1} + \text{noise}_i \\ \text{signal} \end{array} \right.$$

Функция определения спектра сигнала

Входные параметры:

signal^{<0>} – вектор временных координат;
signal^{<1>} – вектор значений напряжения;
dt – временной шаг.

Выходные параметры:

spectrum^{<0>} – вектор частотных координат;
spectrum^{<1>} – модуль спектра сигнала;
spectrum^{<2>} – спектр сигнала.

$$\text{get_spectrum}(\text{signal}, \text{dt}) := \left\{ \begin{array}{l} E \leftarrow \overline{\text{fft}(\text{signal}^{\langle 1 \rangle})} \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(E) - 1 \\ \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{spectrum}_{i,0} \leftarrow \frac{i}{2 \cdot \text{rows}(E)} \cdot \frac{1}{\text{dt}} \\ \text{spectrum}_{i,1} \leftarrow |E_i| \\ \text{spectrum}_{i,2} \leftarrow E_i \end{array} \right. \\ \text{spectrum} \end{array} \right.$$

Функция формирования прямоугольного импульса*Входные параметры:*

amp – амплитуда;
 pos – смещение центра импульса относительно нуля;
 dur – длительность импульса;
 dt – временной шаг;
 size – размер временного окна.

Выходные параметры:

pulse^{<0>} – вектор временных координат;
 pulse^{<1>} – вектор значений напряжения.

$$\text{pulse_square}(\text{amp}, \text{pos}, \text{dur}, \text{dt}, \text{size}) := \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{size} - 1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} \text{pulse}_{i,0} \leftarrow i \cdot \text{dt} \\ \text{pulse}_{i,1} \leftarrow \text{amp} \text{ if } \text{pos} - \frac{\text{dur}}{2} \leq i \cdot \text{dt} \leq \text{pos} + \frac{\text{dur}}{2} \\ \text{pulse}_{i,1} \leftarrow 0 \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \text{pulse} \end{array}$$
Функция формирования ступенчатого воздействия*Входные параметры:*

amp – амплитуда;
 pos – смещение центра ступеньки относительно нуля;
 dur – длительность переходного состояния;
 dt – временной шаг;
 size – размер временного окна.

Выходные параметры:

pulse^{<0>} – вектор временных координат;
 pulse^{<1>} – вектор значений напряжения.

$$\text{pulse_step}(\text{amp}, \text{pos}, \text{dur}, \text{dt}, \text{size}) := \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{size} - 1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} \text{pulse}_{i,0} \leftarrow i \cdot \text{dt} \\ \text{pulse}_{i,1} \leftarrow 0 \text{ if } i \cdot \text{dt} < \text{pos} - \frac{\text{dur}}{2} \\ \text{if } \text{pos} - \frac{\text{dur}}{2} \leq i \cdot \text{dt} \leq \text{pos} + \frac{\text{dur}}{2} \\ \quad \left| \begin{array}{l} \text{t_begin} \leftarrow \text{pos} - \frac{\text{dur}}{2} \\ \text{t_end} \leftarrow \text{pos} + \frac{\text{dur}}{2} \\ \text{pulse}_{i,1} \leftarrow \frac{i \cdot \text{dt} - \text{t_begin}}{\text{t_end} - \text{t_begin}} \cdot \text{amp} \end{array} \right. \\ \text{pulse}_{i,1} \leftarrow \text{amp} \text{ if } i \cdot \text{dt} > \text{pos} + \frac{\text{dur}}{2} \end{array} \right. \\ \text{pulse} \end{array} \quad +$$

Функция формирования колоколообразного импульса*Входные параметры:*

amp – амплитуда;
 pos – смещение центра импульса относительно нуля;
 dur – длительность импульса по уровню $e^{-1/2}$;
 dt – временной шаг;
 size – размер временного окна.

Выходные параметры:

pulse^{<0>} – вектор временных координат;
 pulse^{<1>} – вектор значений напряжения.

```
pulse_gauss(amp, pos, dur, dt, size) :=
  for i ∈ 0.. size - 1
  | pulsei,0 ← i·dt
  | pulsei,1 ← amp·e- $\frac{(i·dt-pos)^2}{0.5·dur^2}$ 
  | pulse
```

Функция формирования трапецеидального импульса*Входные параметры:*

amp – амплитуда;
 pos – смещение центра импульса относительно нуля;
 dur – длительность импульса;
 lead_dur – длительность переднего фронта;
 trail_dur – длительность заднего фронта;
 dt – временной шаг;
 size – размер временного окна.

Выходные параметры:

pulse^{<0>} – вектор временных координат;
 pulse^{<1>} – вектор значений напряжения.

```
pulse_trapeze(amp, pos, dur, lead_dur, trail_dur, dt, size) :=
  for i ∈ 0.. size - 1
  | pulsei,0 ← i·dt
  | pulsei,1 ← 0
  | pulsei,1 ← amp if pos -  $\frac{dur}{2}$  ≤ i·dt ≤ pos +  $\frac{dur}{2}$ 
  | if pos -  $\frac{dur}{2}$  - lead_dur ≤ i·dt < pos -  $\frac{dur}{2}$ 
  |   | t_begin ← pos -  $\frac{dur}{2}$  - lead_dur
  |   | t_end ← pos -  $\frac{dur}{2}$ 
  |   | pulsei,1 ←  $\frac{i·dt - t\_begin}{t\_end - t\_begin} · amp$ 
  |   | if pos +  $\frac{dur}{2}$  < i·dt ≤ pos +  $\frac{dur}{2}$  + trail_dur
  |   |   | t_begin ← pos +  $\frac{dur}{2}$ 
  |   |   | t_end ← pos +  $\frac{dur}{2}$  + trail_dur
  |   |   | pulsei,1 ← amp -  $\left(\frac{i·dt - t\_begin}{t\_end - t\_begin} · amp\right)$ 
  | pulse
```

Определение амплитуды импульсного сигнала*Входные параметры:*data^{<0>} – вектор временных координат;data^{<1>} – вектор значений напряжения.
$$\text{find_pulse_amp}(\text{data}) := \left\{ \begin{array}{l} \max \leftarrow 0 \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(\text{data}) - 1 \\ \quad \max \leftarrow \left| \text{data}_{i,1} \right| \text{ if } \max < \left| \text{data}_{i,1} \right| \\ \max \end{array} \right.$$
Изменение амплитуды импульсного сигнала*Входные параметры:*data^{<0>} – вектор временных координат;data^{<1>} – вектор значений напряжения;

amp – устанавливаемая амплитуда.

$$\text{set_pulse_amp}(\text{data}, \text{amp}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{cur_amp} \leftarrow \text{find_pulse_amp}(\text{data}) \\ \text{ratio} \leftarrow \frac{\text{amp}}{\text{cur_amp}} \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(\text{data}) - 1 \\ \quad \text{data}_{i,1} \leftarrow \text{data}_{i,1} \cdot \text{ratio} \\ \text{data} \end{array} \right.$$
Функция формирования импульсного сигнала по заданным значениям*Входные параметры:*data^{<0>} – вектор временных координат;data^{<1>} – вектор значений напряжения.

dt – временной шаг;

size – размер временного окна.

$$\text{pulse_load}(\text{data}, \text{dt}, \text{size}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{if } \text{rows}(\text{data}) < \text{size} \\ \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{pulse} \leftarrow \text{submatrix}(\text{data}, 0, \text{rows}(\text{data}) - 1, 0, 1) \\ \text{for } i \in \text{rows}(\text{data}).. \text{size} - 1 \\ \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{pulse}_{i,0} \leftarrow i \cdot \text{dt} \\ \text{pulse}_{i,1} \leftarrow 0 \end{array} \right. \\ \text{pulse} \leftarrow \text{submatrix}(\text{data}, 0, \text{size} - 1, 0, 1) \text{ otherwise} \\ \text{pulse} \end{array} \right.$$
Выходные параметры:

max – амплитуда импульсного сигнала.

*Выходные параметры:*pulse^{<0>} – вектор временных координат;pulse^{<1>} – вектор значений напряжения.*Выходные параметры:*pulse^{<0>} – вектор временных координат;pulse^{<1>} – вектор значений напряжения.

Функция расчета погонных параметров коаксиальной линии передачи*Входные параметры:*

ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика;
 μ_r – относительная магнитная проницаемость диэлектрика;
 P_param – геометрические параметры коаксиальной линии передачи.

Выходные параметры:

$line_param_0$ – погонная ёмкость линии;
 $line_param_1$ – погонная индуктивность линии;
 $line_param_2$ – волновое сопротивление линии.

$$\begin{array}{l}
 \text{get_coax_line_param}(\epsilon_r, \mu_r, P_param) := \left\{ \begin{array}{l}
 \epsilon_0 \leftarrow 8.854 \times 10^{-12} \quad \text{– электрическая постоянная} \\
 \epsilon \leftarrow \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad \text{– абсолютная диэлектрическая} \\
 \mu_0 \leftarrow 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \text{– магнитная постоянная} \\
 \mu \leftarrow \mu_0 \cdot \mu_r \quad \text{– абсолютная магнитная} \\
 a \leftarrow P_param_0 \quad \text{– радиус внутреннего проводника} \\
 b \leftarrow P_param_1 \quad \text{– радиус внешнего проводника} \\
 line_param_0 \leftarrow \left(C \leftarrow \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \right) \quad \text{– погонная ёмкость} \\
 line_param_1 \leftarrow \left(L \leftarrow \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \right) \quad \text{– погонная индуктивность} \\
 line_param_2 \leftarrow \left(\rho \leftarrow \sqrt{\frac{line_param_1}{line_param_0}} \right) \quad \text{– волновое сопротивление} \\
 line_param \quad \text{– массив параметров}
 \end{array} \right.
 \end{array}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Get_complwg_line_param}(\varepsilon_r, \varepsilon_e, P_param) := & \left\{ \begin{array}{l}
 \varepsilon_0 \leftarrow 8.854 \times 10^{-12} \\
 W \leftarrow P_param_0 \\
 s \leftarrow P_param_1 \\
 h \leftarrow P_param_3 \\
 k1 \leftarrow \frac{W}{W + 2 \cdot s} \\
 k2 \leftarrow \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot W}{4 \cdot h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi \cdot (W + 2 \cdot s)}{4 \cdot h}\right]} \\
 Cd \leftarrow 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \text{Get_complwg_Krat}(k1) \\
 Ca \leftarrow 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_e \cdot \text{Get_complwg_Krat}(k1) \\
 \text{line_param}_0 \leftarrow (C \leftarrow Ca + Cd) \\
 \varepsilon_{re} \leftarrow \frac{C}{Ca} \\
 \varepsilon_{re} \leftarrow \varepsilon_e + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \text{Get_complwg_Krat}(k2) \cdot \frac{1}{\text{Get_complwg_Krat}(k1)} \\
 \text{line_param}_2 \leftarrow \left(\rho \leftarrow \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \frac{1}{\text{Get_complwg_Krat}(k2)} \right) \\
 \text{line_param}_1 \leftarrow [L \leftarrow (\text{line_param}_2)^2 \cdot \text{line_param}_0] \\
 \text{line_param}_3 \leftarrow \varepsilon_{re} \\
 \text{line_param}
 \end{array} \right.
 \end{aligned}$$

Функция расчета отношения эллиптических интегралов первого рода (K/K') для компланарного волновода

Входные параметры:
 k – входной коэффициент.

Выходные параметры:
 Krat – отношение эллиптических интегралов

$$\begin{aligned}
 \text{Get_complwg_Krat}(k) := & \left\{ \begin{array}{l}
 ks \leftarrow \sqrt{1 - k^2} \\
 \text{Krat} \leftarrow \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{ks}}{1 - \sqrt{ks}}\right)} \quad \text{if } 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 \text{Krat} \leftarrow \frac{\ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}}\right)}{\pi} \quad \text{if } \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1 \\
 \text{Krat}
 \end{array} \right.
 \end{aligned}$$

$\text{Krat}(k) = K(k)/K'(k)$

Функция расчета дистанций от начала измерительного зонда до управляемых включений при условии равенства расстояний между ними

Входные параметры:

CL_count – количество управляемых включений;
P_len – длина измерительного зонда.

Выходные параметры:

CL_dist – вектор расстояний до управляемых включений.

$$\text{Set_CL_equal_dist}(\text{CL_count}, \text{P_len}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{CL_dist} \leftarrow 0 \text{ if } \text{CL_count} < 0 \\ \text{for } n \in 0.. \text{CL_count} - 1 \\ \quad \text{CL_dist}_n \leftarrow \frac{\text{P_len} \cdot (n + 1)}{\text{CL_count} + 1} \\ \text{CL_dist} \end{array} \right.$$

Функция установки дистанций от начала измерительного зонда до управляемых включений (с проверкой на ошибки)

Входные параметры:

CL_dist – вектор дистанций до управляемых включений;
CL_count – количество управляемых включений;
P_len – длина измерительного зонда.

Выходные параметры:

CL_dist – вектор дистанций до управляемых включений.

$$\text{Error_list} := \left(\begin{array}{l} \text{"Количество элементов массива не совпадает с количеством включений;" } \\ \text{"Дистанции до включений должны быть упорядочены по возрастанию"} \\ \text{"Дистанция до включения больше длины линии"} \end{array} \right)$$

$$\text{Set_CL_dist}(\text{CL_dist}, \text{CL_count}, \text{P_param}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{error}(\text{Error_list}_0) \text{ if } \text{rows}(\text{CL_dist}) \neq \text{CL_count} \\ \text{for } i \in 1.. \text{CL_count} - 1 \\ \quad \text{error}(\text{Error_list}_1) \text{ if } \text{CL_dist}_i \leq \text{CL_dist}_{i-1} \\ \text{error}(\text{Error_list}_2) \text{ if } \text{P_param}_2 \leq \text{CL_dist}_{\text{CL_count}-1} \\ \text{for } i \in 0.. \text{CL_count} - 1 \\ \quad \text{CL_dist}_i \leftarrow \text{CL_dist}_i \\ \text{CL_dist} \end{array} \right.$$

Функция установки волнового сопротивления управляемых включений для каждого состояния (с проверкой на ошибки)

Входные параметры:

CL_states_Z – вектор импедансов управляемых включений для каждого состояния;
CL_states_count – количество состояний управляемых включений.

Выходные параметры:

CL_states – вектор импедансов управляемых включений для каждого состояния;

Error_list := ("Количество элементов массива не совпадает с количеством состояний включений")

$$\text{Set_CL_states}(\text{CL_states_Z}, \text{CL_states_count}) := \left\{ \begin{array}{l} \text{error}(\text{Error_list}_0) \text{ if } \text{rows}(\text{CL_states_Z}) \neq \text{CL_states_count} \\ \text{CL_states_Z} \end{array} \right.$$

Tank_len := P_param₂

Высота резервуара равна длине зонда

Ls_count := 3

Количество слоев в резервуаре (включая воздух)

Функция установки параметров слоя*Входные параметры:*

L_len – длина слоя, м;
 L_dconst – диэлектрическая постоянная слоя;
 L_loss – коэффициент потерь, дБ.

Выходные параметры:

layer_param – вектор параметров слоя.

$$\text{Set_L_param}(L_len, L_dconst, L_loss) := \begin{cases} \text{layer_param}_0 \leftarrow L_len \\ \text{layer_param}_1 \leftarrow L_dconst \\ \text{layer_param}_2 \leftarrow L_loss \\ \text{layer_param} \end{cases}$$
Входные параметры:

Ls_param – вектор параметров слоёв;
 Ls_count – количество слоёв;
 Tank_len – длина резервуара.

Выходные параметры:

layers_param – массив параметров слоёв.

$$\text{Error_list} := \left(\begin{array}{l} \text{"Длина слоёв не равна высоте резервуара"} \\ \text{"Количество слоёв меньше количества входных параметров"} \end{array} \right)$$

$$\text{Set_Ls_param}(Ls_param, Ls_count, Tank_len) := \begin{cases} \text{Len} \leftarrow 0 \\ \text{for } i \in 0..Ls_count - 1 \\ \quad \text{Len} \leftarrow \text{Len} + (Ls_param_i)_0 \\ (Ls_param_0)_0 \leftarrow \text{Tank_len} - \text{Len} \text{ if } (Ls_param_0)_0 = 0 \\ \text{error}(\text{Error_list}_0) \text{ otherwise} \\ \text{error}(\text{Error_list}_1) \text{ if } Ls_count > \text{rows}(Ls_param) \\ \text{for } i \in 0..Ls_count - 1 \\ \quad \begin{cases} \text{layers_param}_{i,0} \leftarrow (Ls_param_i)_0 \\ \text{layers_param}_{i,1} \leftarrow (Ls_param_i)_1 \\ \text{layers_param}_{i,2} \leftarrow (Ls_param_i)_2 \end{cases} \\ \text{layers_param} \end{cases}$$
Функция расчета коэффициента распространения для заданной частоты*Входные параметры:*

f – расчетная частота, Гц;
 α – коэффициент потерь, Нп
 ε – диэлектрическая проницаемость среды.

Выходные параметры:

γ – коэффициент распространения сигнала заданной частоты в среде.

$$\text{Get_}\gamma(f, \alpha, \varepsilon_r) := \begin{cases} c \leftarrow 3 \cdot 10^8 \\ v \leftarrow \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \\ \beta \leftarrow \frac{2 \cdot \pi f}{v} \\ \gamma \leftarrow \alpha + i \cdot \beta \\ \gamma \end{cases}$$

Функция расчета матрицы передачи управляемого включения*Входные параметры:*

Z – импеданс управляемого включения.

Выходные параметры:

A – матрица передачи управляемого включения.

$$\text{Get_CL_state_A}(Z) := \left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{rows}(Z) - 1 \\ A_i \leftarrow \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_i} & 1 \end{bmatrix} \\ A \end{array} \right.$$

Функция расчета матриц передачи для всех состояний управляемых включений*Входные параметры:*

CL_states – вектор импедансов управляемых включений;

CL_states_count – количество управляемых включений.

Выходные параметры:

CL_states_A – вектор матриц передачи управляемых включений.

$$\text{Get_CL_states_A}(\text{CL_states}, \text{CL_states_count}) := \left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{CL_states_count} - 1 \\ \left| \begin{array}{l} \text{for } j \in 0.. \text{rows}(\text{CL_states}_i) - 1 \\ A_j \leftarrow \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{(\text{CL_states}_i)_j} & 1 \end{bmatrix} \\ \text{CL_states_A}_i \leftarrow A \end{array} \right. \\ \text{CL_states_A} \end{array} \right.$$

Функция расчета матрицы передачи слоя*Входные параметры:*

f_arr – вектор расчетных частот;

L_param – параметры слоя;

P_param – параметры зонда.

Выходные параметры:

A – матрица передачи слоя.

$$\text{Get_L_A}(f_arr, L_param, P_param) := \left| \begin{array}{l} len \leftarrow L_param_0 \\ \varepsilon \leftarrow L_param_1 \\ \alpha \leftarrow L_param_2 \\ \mu \leftarrow 1 \\ \rho \leftarrow \text{get_coax_line_param}(\varepsilon, \mu, P_param)_2 \\ \varepsilon \leftarrow \text{get_coax_line_param}(\varepsilon, \mu, P_param)_3 \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(f_arr) - 1 \\ \left| \begin{array}{l} \gamma_i \leftarrow \text{Get_}\gamma\left(f_arr_i, \frac{\alpha}{8.686}, \varepsilon\right) \\ A_i \leftarrow \begin{pmatrix} \cosh(\gamma_i \cdot len) & \rho \cdot \sinh(\gamma_i \cdot len) \\ \frac{1}{\rho} \cdot \sinh(\gamma_i \cdot len) & \cosh(\gamma_i \cdot len) \end{pmatrix} \end{array} \right. \\ A \end{array} \right.$$
Функция перемножения матриц передачи*Входные параметры:*

A_arr – вектор матриц передачи.

Выходные параметры:

A – результирующая матрица передачи.

$$\text{Mult_A}(A_arr) := \left| \begin{array}{l} A \leftarrow A_arr_0 \\ \text{for } i \in 1.. \text{rows}(A_arr) - 1 \\ \quad \text{for } j \in 0.. \text{rows}(A_arr_i) - 1 \\ \quad \quad A_j \leftarrow A_j \cdot (A_arr_i)_j \\ A \end{array} \right.$$
Функция расчета эквивалентной матрицы передачи слоев*Входные параметры:*

f_arr – вектор расчетных частот;

Ls_param – параметры слоя;

Ls_count – количество слоёв;

P_param – параметры зонда.

Выходные параметры:

A – эквивалентная матрица передачи.

$$\text{Get_Ls_A}(f_arr, Ls_param, Ls_count, P_param) := \left| \begin{array}{l} A \leftarrow \text{Get_L_A}(f_arr, Ls_param_0, P_param) \\ \text{for } i \in 1.. Ls_count - 1 \\ A \leftarrow \text{Mult_A} \left(\left(\begin{array}{c} A \\ \text{Get_L_A}(f_arr, Ls_param_i, P_param) \end{array} \right) \right) \end{array} \right.$$

Функция определения принадлежности управляемых включений*Входные параметры:*

Ls_param – параметры слоёв;
 Ls_count – количество слоёв;
 CL_dist – вектор дистанций до управляемых включений;
 CL_count – количество управляемых включений.

Выходные параметры:

CL_belong – послыйный вектор, содержащий расстояния до управляемых включений для каждого слоя. При отсутствии управляемых включений в слое записывается 0.

```

Get_CLs_belong(Ls_param, Ls_count, CL_dist, CL_count) :=
  n0 ← 0
  S ← 0
  for l ∈ 0..Ls_count - 1
    for n ∈ n0..CL_count - 1
      if CL_distn ≥ S + (Ls_paraml)0
        n0 ← n
        break
      inEnv ← S < CL_distn ≤ S + (Ls_paraml)0
      L_belongn-n0 ← CL_distn - S if inEnv
    CL_belongl ← L_belong
  L_belong ← 0
  S ← S + (Ls_paraml)0
  CL_belong
  
```

Функция установки состояний управляемых включений для одного режима. Режим определяется набором параметров всех управляемых включений линии в момент времени одного измерения.

Входные параметры:

CLs_states_mode – вектор номеров состояний для каждого управляемого включения;
 CL_belong – вектор принадлежности управляемых включений;
 CL_count – количество управляемых включений;
 CL_states_count – количество состояний управляемых включений.

Выходные параметры:

CLs_states_mode^{<i>} – послыйный вектор, содержащий состояний управляемых включений для каждого слоя. При отсутствии управляемых включений в слое записывается 0.

Error_list := ("Количество элементов массива не совпадает с количеством включений"
 "Неверное состояние управляемого включения")

```

set_CLs_states_OneMode(CLs_states_mode, CLs_belong, CL_count, CL_states_count) :=
:= | error(Error_list0) if rows(CLs_states_mode) ≠ CL_count
    k ← 0
    for i ∈ 0..rows(CLs_belong) - 1
        | CLs_states_modei ← 0 if CLs_belongi = 0
        | for j ∈ 0..rows(CLs_belongi) - 1 otherwise
            | error(Error_list1) if CLs_states_modek > CL_states_count - 1
            | error(Error_list1) if CLs_states_modek < 0
            | (CLs_states_modei,j) ← CLs_states_modek
            | k ← k + 1
    | CLs_states_mode

```

Функция установки состояний управляемых включений для всех режимов. Каждый режим определяется набором параметров всех управляемых включений линии в момент времени одного измерения.

Входные параметры:

CLs_states_all_mode – матрица состояний для каждого управляемого включения, где
 CLs_states_all_mode^{<i>} – вектор номеров состояний для каждого управляемого включения;
 CL_belong – вектор принадлежности управляемых включений;
 CL_count – количество управляемых включений;
 CL_states_count.

Выходные параметры:

CLs_states_mode – набор послыных векторов, содержащих состояния управляемых включений для каждого слоя.

```

set_CLs_states_AllModes(CLs_states_all_mode, CLs_belong, CL_count, CL_states_count) :=

```

```

:= | for i ∈ 0..cols(CLs_states_all_mode) - 1
    | CLs_statesi ← set_CLs_states_OneMode(CLs_states_all_mode<i>, CLs_belong, CL_count, CL_states_count)
    | CLs_states

```

Функция расчета эквивалентной матрицы передачи для одного слоя, содержащего управляемые включения

Входные параметры:

f_arg – вектор расчетных частот;
 L_param – параметры слоя;
 CLs_belong – вектор принадлежности управляемых включений для одного слоя;
 CLs_states_A – вектор матриц передачи управляемых включений.
 CLs_states – набор состояний управляемых включений для одного режима;
 P_param – параметры зонда.

Выходные параметры:

A – матрица передачи для одного слоя.

get_L_CLs_A(f_arr, L_param, CLs_belong, CL_states_A, CLs_states, P_param) :=

```

:= | A ← Get_L_A(f_arr, L_param, P_param) if CLs_belong = 0
   | otherwise
   | len ← CLs_belong0
   | ε ← L_param1
   | α ← L_param2
   | A ← Get_L_A [ f_arr, ( len )
                  | ε
                  | α ]
   | for i ∈ 0..rows(CLs_belong) - 1
   | len ← L_param0 - CLs_belongi if i = rows(CLs_belong) - 1
   | len ← CLs_belongi+1 - CLs_belongi otherwise
   | A ← Mult_A [ [ A
                  | CL_states_A(CLs_statesi)
                  | Get_L_A [ f_arr, ( len )
                  | ε
                  | α ] ] ]
   | A

```

Функция расчета эквивалентной матрицы передачи для всех слоёв, содержащих управляемые включения

Входные параметры:

f_arr – вектор расчетных частот;
 Ls_param – параметры слоёв;
 CLs_belong – вектор принадлежности управляемых включений;
 CLs_states_A – вектор матриц передачи управляемых включений;
 CLs_states – набор состояний управляемых включений для одного режима;
 P_param – параметры зонда.

Выходные параметры:

A – матрица передачи для всех слоёв.

get_Ls_CLs_A(f_arr, Ls_param, CLs_belong, CL_states_A, CLs_states, P_param) :=

```

:= | A ← get_L_CLs_A(f_arr, Ls_param0, CLs_belong0, CL_states_A, CLs_states0, P_param)
   | for i ∈ 1..rows(Ls_param) - 1
   | A ← Mult_A [ [ A
                  | get_L_CLs_A(f_arr, Ls_parami, CLs_belongi, CL_states_A, CLs_statesi, P_param) ] ]
   | A

```


Функция расчета эквивалентной матрицы передачи для всех режимов работы управляемых включений

Входные параметры:

f_arr – вектор расчетных частот;
 Ls_param – параметры слоёв;
 CLs_belong – вектор принадлежности управляемых включений;
 CL_states_A – вектор матриц передачи управляемых включений;
 CLs_all_states – набор состояний управляемых включений для всех режимов;
 P_param – параметры зонда.

Выходные параметры:

A – набор матриц передачи для каждого режима.

get_full_A(f_arr, Ls_param, CLs_belong, CL_states_A, CLs_all_states, P_param) :=

$$:= \left| \begin{array}{l} \text{for mode} \in 0.. \text{rows}(\text{CLs_all_states}) - 1 \\ A_{\text{mode}} \leftarrow \text{get_Ls_CLs_A}(f_arr, Ls_param, CLs_belong, CL_states_A, CLs_all_states_{\text{mode}}, P_param) \\ A \end{array} \right.$$

Функция расчета частотной зависимости сопротивления на входе линии передачи

Входные параметры:

A – эквивалентная матрица передачи линии;
 Zn – сопротивление нагрузки линии.

Выходные параметры:

Zin – частотная зависимость сопротивления на входе линии.

$$\text{Get_Zin}(A, Z_n) := \left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{rows}(A) - 1 \\ Z_{in_i} \leftarrow \frac{(A_i)_{0,0} \cdot Z_n + (A_i)_{0,1}}{(A_i)_{1,0} \cdot Z_n + (A_i)_{1,1}} \\ Z_{in} \end{array} \right.$$

Функция расчета частотной зависимости тока на входе линии передачи

Входные параметры:

Zin – частотная зависимость сопротивления на входе линии;
 Zg – сопротивление генератора;
 spect – спектр воздействия.

Выходные параметры:

Iin – частотная зависимость тока на входе линии.

$$\text{Get_Iin}(Z_{in}, Z_g, \text{spect}) := \left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{rows}(Z_{in}) - 1 \\ \text{Ret}_i \leftarrow \frac{\text{spect}_i}{Z_g + Z_{in_i}} \\ \text{Ret} \end{array} \right.$$

Функция расчета частотной зависимости напряжения на входе линии передачи

Входные параметры:

Iin – частотная зависимость тока на входе линии;
 Zin – частотная зависимость сопротивления на входе линии.

Выходные параметры:

Uin – частотная зависимость напряжения на входе линии.

$$\text{Get_Uin}(I_{in}, Z_{in}) := \left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0.. \text{rows}(Z_{in}) - 1 \\ U_{in_i} \leftarrow I_{in_i} \cdot Z_{in_i} \\ U_{in} \end{array} \right.$$

Функция расчета рефлектограммы линии передачи*Входные параметры:*

A – эквивалентная матрица передачи линии;
 time – временной массив;
 spect – спектр воздействия;
 Zn – сопротивление нагрузки линии;
 Zg – сопротивление генератора.

Выходные параметры:

Reflectogram – рефлектограмма линии передачи.

```

Get_Reflectogram(A, time, spect, Zn, Zg) :=
  Zin ← Get_Zin(A, Zn)
  Iin ← Get_Iin(Zin, Zg, spect)
  Uin ← Get_Uin(Iin, Zin)
  U ← ifft(Uin)
  for i ∈ 0..rows(time) - 1
    Reflectogrami,0 ← timei
    Reflectogrami,1 ← Ui
  Reflectogram
  
```

$\underline{dt} := 1 \cdot 10^{-12}$

– временной шаг, с

WindowSize := 1024·128

– размер расчетного окна

Параметры генератора

$Z_g := 50$

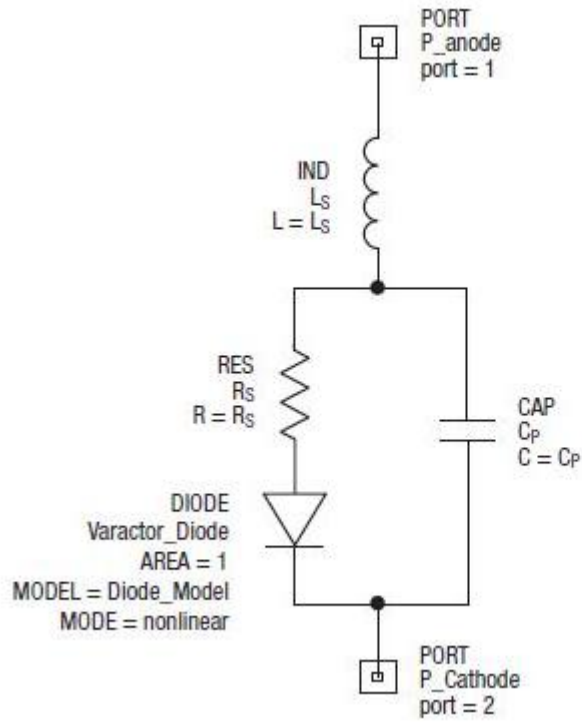
– сопротивления генератора

Управляемые локальные неоднородности

CL_count := 3

– количество локальных включений

$CL_dist := Set_CL_dist \left[\begin{pmatrix} 0.1 \\ 0.4 \\ 0.6 \end{pmatrix}, CL_count, P_param \right] = \begin{pmatrix} 0.1 \\ 0.4 \\ 0.6 \end{pmatrix}$



DIODEM	$F_C = 0.5$
Diode_Model	$B_V = 0$
$I_S = 1.00e-14$	$I_{BV} = 1e-3$
$R_S = 0$	$I_{SR} = 0$
$N = 1$	$N_R = 2$
$T_T = 0$	$k_F = 0$
$C_{J0} = C_{J0}$	$N_{BV} = 1$
$M = M$	$I_{BVL} = 0$
$V_J = V_J$	$N_{BVL} = 1$
$E_G = 1.11$	$T_{BV1} = 0$
$X_{T1} = 3$	$T_{NOM} = 27$
$K_F = 0$	$F_{FE} = 1$
$A_F = 1$	

Table 4. Capacitance vs Reverse Voltage

$$C_T := \begin{pmatrix} 0 & 2.22 \\ 0.5 & 1.77 \\ 1 & 1.51 \\ 1.5 & 1.33 \\ 2 & 1.20 \\ 2.5 & 1.08 \\ 3 & 0.98 \\ 3.5 & 0.89 \\ 4 & 0.81 \\ 5 & 0.66 \\ 6 & 0.55 \\ 7 & 0.48 \\ 8 & 0.44 \\ 9 & 0.40 \\ 10 & 0.38 \\ 11 & 0.37 \\ 12 & 0.35 \\ 13 & 0.34 \\ 14 & 0.33 \\ 15 & 0.32 \\ 16 & 0.32 \\ 17 & 0.31 \\ 18 & 0.31 \\ 19 & 0.30 \\ 20 & 0.30 \end{pmatrix}$$

VR (V)	CT (pF)
	SMV2019
0	2.22
0.5	1.77
1.0	1.51
1.5	1.33
2.0	1.20
2.5	1.08
3.0	0.98
3.5	0.89
4.0	0.81
5.0	0.66
6.0	0.55
7.0	0.48
8.0	0.44
9.0	0.40
10.0	0.38
11.0	0.37
12.0	0.35
13.0	0.34
14.0	0.33
15.0	0.32
16.0	0.32
17.0	0.31
18.0	0.31
19.0	0.30
20.0	0.30

Функция определения емкости варикапа в зависимости от напряжения

Входные параметры:

V – приложенное постоянное напряжение.

Выходные параметры:

C – ёмкость варикапа.

$$\text{Calc_SMV2019_C}(V) := \begin{cases} C \leftarrow C_{T_{\text{rows}(C_T)-1,1}} \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(C_T) - 1 \\ \text{return } C \leftarrow C_{T_{i,1}} \cdot 10^{-12} \text{ if } C_{T_{i,0}} \geq V \\ C \end{cases}$$

Функция определения волнового сопротивления варикапов зависимости от приложенного напряжения

Входные параметры:

f_arr – вектор частот;

V – приложенное постоянное напряжение.

Выходные параметры:

Z – волновое сопротивление варикапа.

$$\text{Calc_SMV2019_Z}(f_arr, V) := \left. \begin{array}{l} L \leftarrow 0.7 \cdot 10^{-9} \\ C_p \leftarrow 0.07 \cdot 10^{-12} \\ R \leftarrow 4.8 \\ \text{for } i \in 0.. \text{rows}(f_arr) - 1 \\ \quad \omega_i \leftarrow 2 \cdot \pi \cdot f_arr_i \\ \quad ZL_i \leftarrow i \cdot \omega_i \cdot L \\ \quad ZCp_i \leftarrow \frac{-i}{\omega_i \cdot C_p} \\ \quad ZCd_i \leftarrow \frac{-i}{\omega_i \cdot \text{Calc_SMV2019_C}(V)} \\ \quad ZR_i \leftarrow R \\ \quad Z_i \leftarrow ZL_i + \frac{(ZR_i + ZCd_i) \cdot ZCp_i}{ZR_i + ZCd_i + ZCp_i} \end{array} \right| Z$$

Состояния управляемых включений

$CL_states_count := 2$ – количество состояний управляемых включений

$$CL_states_Z := \text{Set_CL_states_Z} \left[\left(\begin{array}{c} \text{Calc_SMV2019_Z}(f_arr, 0) \\ \text{Calc_SMV2019_Z}(f_arr, 20) \end{array} \right), CL_states_count \right]$$

Параметры резервуара и многослойной среды

$Tank_len := P_param_2$ – высота резервуара равна длине зонда

$Ls_count := 3$ – количество слоев в резервуаре (включая воздушную среду)

$$Ls_param := \text{Set_Ls_param} \left[\left(\begin{array}{c} \text{Set_L_param}(0, 1, 0.5) \\ \text{Set_L_param}(0.3, 3, 1) \\ \text{Set_L_param}(0.5, 80, 2) \end{array} \right), Ls_count, Tank_len \right] = \left(\begin{array}{c} \{3, 1\} \\ \{3, 1\} \\ \{3, 1\} \end{array} \right)$$

Расчет эквивалентной матрицы передачи для всех состояний

$$CLs_belong := \text{Get_CLs_belong}(Ls_param, Ls_count, CL_dist, CL_count) = \begin{pmatrix} \{1,1\} \\ \{1,1\} \\ \{1,1\} \end{pmatrix}$$

$$CLs_states := \text{set_CLs_states_AllModes} \left[\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, CLs_belong, CL_count, CL_states_count \right] = \begin{pmatrix} \{3,1\} \\ \{3,1\} \end{pmatrix}$$

$$CL_states_A := \text{Get_CL_states_A}(CL_states_Z, CL_states_count)$$

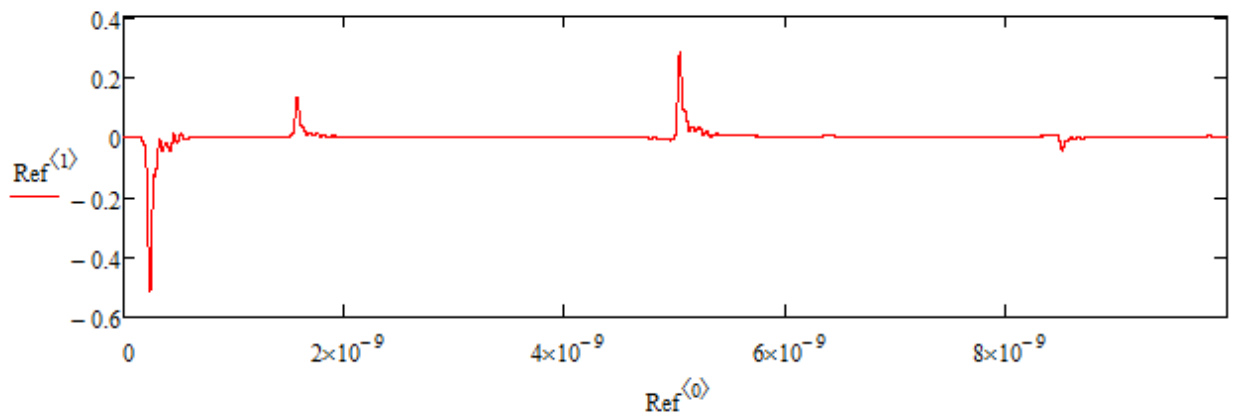
$$A := \text{Get_Ls_A}(f_arr, Ls_param, Ls_count, P_param)$$

$$Ref := \text{Get_Reflectogram}(A, inc_signal^{(0)}, inc_signal_spectrum^{(2)}, Zn, Zg)$$

Расчет для зонда без управляемых включений

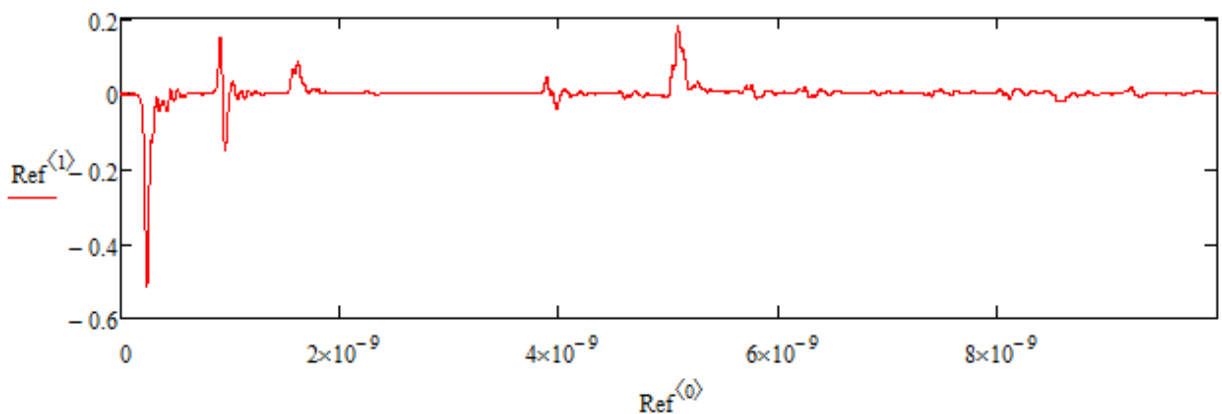
$$A := \text{Get_Ls_A}(f_arr, Ls_param, Ls_count, P_param)$$

$$Ref := \text{Get_Reflectogram}(A, inc_signal^{(0)}, inc_signal_spectrum^{(2)}, Zn, Zg)$$



$$A := \text{get_full_A}(f_arr, Ls_param, CLs_belong, CL_states_A, CLs_states, P_param)$$

$$Ref := \text{Get_Reflectogram}(A_1, inc_signal^{(0)}, inc_signal_spectrum^{(2)}, Zn, Zg)$$



Приложение Б

(справочное)

Структурная схема алгоритма селекции сигналов

