

На правах рукописи

Семенов Эдуард Валерьевич

**ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ**

Специальность

05.12.04 – радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

Томск – 2012

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР).

НАУЧНЫЙ КОНСУЛЬТАНТ:

доктор технических наук, профессор
Малютин Николай Дмитриевич

ОФИЦИАЛЬНЫЕ ОППОНЕНТЫ:

Беляев Борис Афанасьевич,
доктор технических наук, профессор,
Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, г. Красноярск,
заведующий лабораторией электродинамики и СВЧ электроники

Носков Владислав Яковлевич,
доктор технических наук, профессор,
ООО «ОКО-научно-производственный центр», г. Екатеринбург,
главный конструктор радиоустройств

Якубов Владимир Петрович,
доктор физико-математических наук, профессор,
Национальный исследовательский Томский государственный университет,
заведующий кафедрой радиофизики

ВЕДУЩАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ:

ФГУП «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт
им. академика А.И. Берга», г. Москва

Защита состоится 29 мая 2012 г. в 9 часов на заседании диссертационного совета Д 212.268.01 ТУСУР по адресу: г. Томск, пр. Ленина, 40, ауд. 201.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ТУСУР по адресу: г. Томск, ул. Вершинина, 74.

Автореферат разослан «__» _____ 2012 г.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, подписанные составителем и заверенные гербовой печатью организации, просим направлять по адресу: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР, ученому секретарю диссертационного совета Д 212.268.01 Филатову А.В.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.268.01
доктор технических наук, профессор

А.В. Филатов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. Сверхширокополосные (СШП) сигналы находят применение в системах связи, для исследования характеристик цепей и систем, в рефлектометрии, в радиолокации и т.д. Для СШП-систем вопрос о нелинейных искажениях, вносимых узлами и устройствами, более значим, чем для узкополосных, поскольку в одном диапазоне частот могут одновременно передаваться несколько СШП-сигналов, а сами СШП-сигналы гораздо более многообразны по форме, чем близкие к гармоническим узкополосные сигналы (нелинейные свойства объектов проявляются по-разному при воздействии на них разных сигналов).

Исследование нелинейных искажений сигналов, включающих одну или несколько гармонических составляющих, широко развито в работах Н.С. Вернигорова, А.А. Горбачева, Г.П. Жигальского, В.Б. Штейншлейгера, Б.М. Богдановича, С.В. Мелихова, Дж. Буссганга, С.А. Мааса, А.Г. Жаркого, В.И. Туева и др. При этом решаются задачи: анализа нелинейных цепей, нелинейной локации, контроля качества электро- и радиоэлементов, диагностики контактов. При использовании X -параметров, продвигаемых в последнее время компанией Agilent Technologies в измерительных приборах серии PNA-X, характеристики объекта полагаются зависящими только от первой гармоники воздействующего на объект сигнала и постоянного смещения. Поэтому X -параметры адекватны только случая воздействия на объект узкополосными сигналами. При анализе амплитудно-фазовой конверсии, рассмотренном, в частности, в работах В.П. Пушкарева, вносимый объектом фазовый сдвиг как функция амплитуды тестового сигнала может быть определен лишь для сигналов, включающих максимум две-три гармонических составляющих.

Проблема исследования нелинейных искажений СШП-сигналов связана с тем, что такие сигналы, как правило, имеют сплошной спектр и наблюдение комбинационных спектральных составляющих и гармоник в отклике объекта не представляется возможным. Методы, которые позволяют использовать СШП-сигналы в качестве тестовых, существуют, однако им свойственен ряд недостатков. Так, для рассмотренного И.Ф. Ивановым и В.С. Трофимовым метода, включающего нахождение разности отклика объекта и тестового сигнала, требуется, чтобы спектр тестового сигнала не выходил за пределы горизонтальной части амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) исследуемого объекта. С.А. Лабутиним предложен метод оценивания искажений сигналов системой, сводящийся к построению такой ее математической модели, которая позволяет по известному входному сигналу рассчитать сигнал искажений. Недостатком данного метода является то, что построение модели осуществляется только по отношению к заранее заданной модели входного сигнала и с учетом специфики искажений сигналов в конкретных преобразователях. Известен также метод, рассмотренный в работах М. Соби и его коллег, позволяющий по результатам воздействия на объект изменяющегося по амплитуде импульсного сигнала идентифицировать параметры нелинейной модели объекта. Такая модель, однако, включает рекурсивный (либо нерекурсивный) фильтр заданного порядка и поэтому не подходит для случаев, когда сложность передаточной функции объекта заранее не ограничивается.

Одним из возможных подходов к определению нелинейных искажений является отыскание ядер Вольтерра, начиная со второго порядка. Однако без значительных трудностей ряд Вольтерра может использоваться только для слабонелинейного режима. Кроме того, чтобы определить больше ядер Вольтерра, необходимо воздействие на объект большим количеством тестовых сигналов, а чем больше проводится тестовых воздействий, тем больше погрешность при обработке результатов экспериментов.

Методы исследований. Рассмотренный в настоящей работе метод исследования нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов основан на использовании их фазовой обработки. Это обусловлено следующим соображением. Для узкополосных сигналов одним из главных информативных параметров является частота, поэтому задача исследования нелинейных искажений таких сигналов решается с использованием частотно-селективных устройств. Так, например, измерение коэффициента гармоник методом подавления основной частоты включает режекцию первой гармоники линейным заграждающим фильтром. Устройства селекции нелинейных искажений сигналов со сплошным спектром не могут основываться на частотной селекции гармоник или комбинационных спектральных составляющих. В этом случае основное значение приобретает фазовая обработка сигналов, т.е. такая обработка, при которой преобразование сигнала осуществляется главным образом или исключительно за счет фазочастотной характеристики (ФЧХ) устройства обработки.

Решение проблемы исследования нелинейных искажений СШП-сигналов с применением фазовой обработки связано с необходимостью создания научно обоснованных технических решений, которые позволят осуществлять такую обработку. Средства фазовой обработки должны вносить минимальные нелинейные искажения в сигнал и допускать простую реализацию при длительностях обрабатываемых сигналов 0.1...10 нс. Поэтому во многих случаях средства фазовой обработки целесообразно выполнять аналоговыми.

Основным средством фазовой обработки являются цепи, имеющие равномерную АЧХ и нелинейную ФЧХ (фазовые корректоры). Основы синтеза аналоговых фазовых корректоров (ФК) на сосредоточенных элементах заложены в работах Г.Б. Давыдова, К.А. Сильвинской, З.И. Гольшко, И.И. Трифонова, В.Л. Авраменко. Однако применение известных ФК на элементах с сосредоточенными параметрами на ультравысоких и сверхвысоких частотах затруднительно из технологических соображений. В этих диапазонах предпочтительны ФК на основе связанных линий (СЛ) без использования элементов с сосредоточенными параметрами.

В развитие техники фазовой обработки сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами значительный вклад внесли Б.М. Шифман, В.П. Мещанов, Б.А. Беляев. В работах П.А. Воробьева, Н.Д. Малютина, И.М. Вершинина рассматриваются управляемые фазовые корректоры на основе связанных линий. Однако существенным недостатком известных ФК без использования элементов с сосредоточенными параметрами является то, что с их помощью нельзя реализовать характеристику группового времени запаздывания (ГВЗ) с максимумом на нулевой частоте. Это существенно ограничивает возмож-

ности по формированию и обработке сигналов в рамках рассмотренного метода исследования нелинейных искажений СШП-сигналов.

Кроме того, при использовании аналоговых ФК большое значение имеет согласование импедансов как на входе корректора, так и на выходе. Для решения задачи согласования широко используются лестничные цепи элементов с сосредоточенными параметрами. Вопросам их синтеза посвящены работы Р.М. Фано, Д. Юлы, Г. Карлина, Вай Кайчэня, В.А. Малышева и коллектива, возглавляемого Л.И. Бабаком. Согласующие цепи на элементах с распределенными параметрами рассмотрены в работах А.Л. Фельдштейна, Л.Р. Явича, А.А. Яшина, Л.И. Бабака. В работах Н.Д. Малютина и А.А. Головкина рассмотрены методы согласования импедансов в диапазоне дискретных значений частот. Не имеет удовлетворительного решения задача уменьшения рассогласования импедансов в окрестности заданной частоты без существенного ухудшения согласования во всем остальном диапазоне частот. Для решения данной задачи предлагалось использование согласующей цепи, содержащей только трансформатор. При этом улучшение согласования в заданной области частот сопровождается значительным ухудшением согласования в остальной области частот.

Таким образом, исследование нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов на фоне их сплошного спектра является актуальной научной проблемой.

Целью работы является создание и внедрение новых методов и средств исследования нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов с применением фазовой обработки.

Основные задачи исследования. Резюмируя изложенное, с учетом поставленной цели перечислим основные задачи исследования.

1. Создание методов селекции нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов объектом с применением фазовой обработки.

2. Расширение возможностей фазовой обработки сигналов длительностью 0.1...10 нс путем создания фазовых корректоров без использования элементов с сосредоточенными параметрами с максимумом группового времени запаздывания на нулевой частоте.

3. Решение ряда вопросов, связанных с практическим использованием новых фазовых корректоров, а именно: получение аналитических записей АЧХ, ФЧХ и ГВЗ, исследование особенностей импульсных характеристик фазовых корректоров.

4. Изучение вопроса о специфике функционирования фазовых корректоров в режиме рассогласования по одной или обоим парам полюсов и решение актуальных задач по уменьшению рассогласования импедансов в СШП-системах.

5. Экспериментальные исследования особенностей созданных методов и средств с их последующим внедрением в различные устройства, приборы и системы.

Достоверность теоретических исследований подтверждена экспериментально. Дополнительно достоверность основных результатов работы аргументируется их апробацией на конференциях и симпозиумах, публикациями в рецензируемых журналах и успешным прохождением экспертизы по существу в процессе патентования изобретений автора настоящей работы.

Научная новизна работы состоит в следующем.

1. Установлена возможность наблюдения продуктов нелинейного преобразования сверхширокополосного сигнала на фоне его сплошного спектра при отсутствии априорных сведений о свойствах объекта, преобразующего сигналы, и наперед не заданной форме тестовых сигналов.

2. Показана реализуемость исследования нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов, при котором характеристика нелинейности отражает только собственные нелинейные искажения сигналов приемником, а нелинейные искажения сигналов генератором являются допустимыми.

3. Показано, что возможности по формированию и обработке сигналов для предложенного метода исследования нелинейности преобразования сигналов расширяются с применением фазовых корректоров с максимумом группового времени запаздывания на нулевой частоте. Продемонстрировано, что такие корректоры реализуемы без использования элементов с сосредоточенными параметрами, а входы и выходы этих корректоров могут быть как симметричными, так и несимметричными.

4. Продемонстрировано, что рассогласование импедансов для фазового корректора является допустимым, но только по одной из пар полюсов (входу или выходу). Показано, что уменьшение рассогласования импедансов в окрестности заданной частоты без существенного ухудшения согласования в остальной области частот обеспечивается цепями второго порядка только неминимально-фазового типа. Установлено, что такие цепи уменьшают и общую мощность сигнала, которая отражается от нагрузки во всем рассматриваемом диапазоне частот, в то время как известная согласующая цепь в виде трансформатора даже увеличивает общую отраженную от нагрузки мощность.

5. Экспериментально установлено, что нелинейность преобразования сверхширокополосных сигналов, как правило, в несколько раз превышает нелинейность преобразования двухчастотного сигнала при сходной интерпретации соответствующих характеристик нелинейности. Продемонстрировано, что при наличии в исследуемом объекте нескольких неоднородностей использование предложенной характеристики нелинейности позволяет локализовать нелинейные неоднородности.

Практическая значимость работы.

1. С использованием предложенного способа исследования нелинейности преобразования сигналов объектом могут быть созданы приборы для получения адекватных характеристик нелинейности сверхширокополосных цепей, а также средства для дистанционного зондирования нелинейных объектов, такие как:

- рефлектометры, позволяющие помимо дальности до неоднородности и характера ее импеданса определить нелинейность преобразования ею зондирующих сигналов с выводами о качестве контакта в данной точке и наличии в ней полупроводниковых элементов;

- подповерхностные радиолокаторы, в которых дополнительно отображается характеристика нелинейности преобразования сигналов объектами;

- металлоискатели с возможностью селекции объектов по нелинейности преобразования ими сигналов.

2. Предложенная характеристика нелинейности может быть использована для коррекции нелинейных искажений сигналов. При этом не требуется задавать наперед модель входного сигнала и модель вносящего искажения объекта.

3. Синтезированные фазовые корректоры с максимумом группового времени запаздывания на нулевой частоте позволяют решать ряд задач по формированию и обработке сверхширокополосных сигналов, например, корректировать ГВЗ фильтров, используемых в цифровых высокоскоростных системах связи.

4. Применение разработанного подхода к синтезу согласующих неминимально-фазовых цепей позволяет существенно понизить коэффициент стоячей волны в сверхширокополосных трактах.

Реализация результатов работы.

1. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом с применением фазовой обработки реализован в векторном импульсном измерителе характеристик цепей Р4-И-01. Прибор позволяет осуществлять нелинейную рефлектометрию с применением видеоимпульсных тестовых сигналов. В этом отношении аналоги прибора на мировом рынке не известны. Мелкосерийное производство прибора налажено ООО «НПФ Сибтроника» (г. Томск). С этой фирмой, а также с ООО «Компания промышленная электроника» (г. Томск) заключены лицензионные договоры (неисключительные лицензии) о предоставлении права использования соответствующих патентов. Предложение к продаже и продажа прибора осуществляются также ООО «Призм» (г. Красноярск).

Работы по созданию прибора поддерживались в рамках следующих грантов и договоров: гранта Президента РФ № МК-1702.2004.8; государственного контракта № 102 от 20 сентября 2005 г. между Администрацией Томской области и ТУСУР; договора № 257 от 27 июня 2006 г. о предоставлении субсидии победителю конкурсного отбора образовательных учреждений высшего профессионального образования, внедряющих инновационные образовательные программы.

Прибор используется в научных исследованиях и учебном процессе в нескольких российских вузах: Оренбургском государственном университете, Сибирском федеральном университете (г. Красноярск), Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники; отмечен дипломами Международного конгресса-выставки «Global education – образование без границ» (г. Москва, 2007 г.) и конкурса «Сибирские Афины» 11 Межрегиональной специализированной выставки-ярмарки «Средства и системы безопасности. Антитеррор».

2. Упомянутый способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом используется также при подготовке к производству ООО «НПФ Сибтроника» нелинейного импульсного анализатора цепей. Данная работа поддерживалась Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «Старт» (государственный контракт № 6750р/9492 от 10 апреля 2009 г.).

3. Предложенный способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом используется в проводимой в настоящее время опытно-конструкторской работе (ОКР) по созданию автоматизированной системы контро-

ля информационных магистралей и их компонентов для систем управления и электропитания космических аппаратов (договор № 13.G25.31.0017 от 7.09.2010 между ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (г. Железногорск) и Минобрнауки России). Работа проводится в порядке реализации постановления Правительства РФ № 218. С применением получаемой характеристики нелинейности планируется обнаруживать некачественные контакты, проявляющие нелинейные свойства.

Необходимые для такой работы сведения о достижимой дальности обнаружения нелинейных неоднородностей в линиях передачи и требуемых параметрах зондирующих сигналов получены при выполнении государственного контракта № П453 от 31.07.2009 по федеральной целевой программе «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

4. Созданные по результатам настоящей работы прибор Р4-И-01 с функциями нелинейного рефлектометра и виртуальный нелинейный импульсный измеритель характеристик цепей использованы при выполнении проекта РФФИ № 09-08-99041.

5. Способ уменьшения локального рассогласования импедансов с помощью неминимально-фазовых цепей использован в научно-исследовательской работе (НИР) Государственного межотраслевого научно-технологического центра (ГМНТЦ) «Наука» (генеральный заказчик – войсковая часть 52686 Минобороны России). Исследования в этом направлении поддерживались также по программе «Развитие научного потенциала высшей школы» (2005 г.).

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Исследование нелинейности преобразования сигналов со сплошным спектром реализуемо посредством воздействия на исследуемый объект первым тестовым сигналом и вторым тестовым сигналом, являющимся линейным преобразованием первого, при этом в качестве характеристики нелинейности регистрируется разность отклика объекта на первый тестовый сигнал и линейно преобразованного отклика на второй тестовый сигнал, причем второй тестовый сигнал предпочтительно формировать посредством фазовой обработки первого.

2. Если зарегистрировать реально воздействующие на объект первый и второй тестовые сигналы и использовать их при определении характеристики нелинейности, описанной в первом защищаемом положении, то оказываются допустимыми нелинейные искажения тестовых сигналов генератором. При этом возможно применение тестовых сигналов с наперед не заданной формой.

3. Если на фазовый корректор осуществить воздействие двумя тестовыми сигналами разной формы и/или амплитуды, зарегистрировать воздействующие сигналы, а также сигналы-отклики фазового корректора, и эти четыре зарегистрированных сигнала использовать для определения характеристики нелинейности, описанной в первом защищаемом положении, то она будет отражать нелинейность преобразования сигналов только регистрирующим устройством (приемником).

4. Фазовые корректоры с максимумом группового времени запаздывания на нулевой частоте без использования элементов с сосредоточенными параметрами расширяют возможности по формированию и обработке сигналов для метода, описанного в первом защищаемом положении. Такие корректоры реализуемы как для

трактов с симметричными входами и выходами устройств, так и с несимметричными.

5. Для уменьшения локального рассогласования импедансов в окрестности заданной частоты без существенного ухудшения согласования в остальной области частот предпочтительны цепи минимально достаточного порядка, а именно второго порядка. При этом коэффициент пропускания цепи должен иметь нуль в правой полуплоскости комплексной частоты, что соответствует цепям неминимально-фазового типа.

6. Нелинейность преобразования сверхширокополосных сигналов, как правило, в несколько раз превышает нелинейность преобразования одно- или двухчастотного сигнала при сходной интерпретации соответствующих характеристик нелинейности, одной из причин чего является то, что в характеристику нелинейности в виде совокупности комбинационных составляющих или гармоник не включаются спектральные составляющие отклика объекта с частотами, совпадающими с частотами тестового сигнала.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы представлялись на следующих конференциях и симпозиумах: XXIII Всероссийском симпозиуме «Радиолокационное исследование природных сред», г. Санкт-Петербург, 2005 г.; Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике», г. Муром, 2003 г.; II научно-технической конференции «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных РЭС», г. Омск, 2008 г.; X международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2004 г.; 19, 20 и 21 Международных конференциях «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, Украина, 2009 г., 2010 г., 2011 г.; 112 и 113 съездах AES, Германия, г. Мюнхен, США, г. Лос-Анджелес, 2002 г.; 2 Всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «Авионика-2003», г. Томск, 2003 г.; Международных научно-практических конференциях «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2004 г., 2005 г., 2007 г.; Международных конференциях «Актуальные проблемы электронного приборостроения», г. Новосибирск, 1998 г., 2000 г.; Всероссийской научно-практической конференции, посвященная 40-летию ТУСУР «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления», г. Томск, 2002 г.; Юбилейной научно-технической конференции по радиоэлектронике, посвященной 50-летию радиотехнического факультета ТУСУР, г. Томск, 2000 г.; 6 Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 2004 г.; Международном конгрессе-выставке «Global education – образование без границ», г. Москва, 2007 г.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 42 печатных работы, в том числе: 1 монография, 1 глава в книге (на английском языке), 15 статей в журналах из перечня изданий, в которых должны быть опубликованы результаты диссертации на соискание ученой степени доктора наук, 19 работ, опубликованных в материалах всероссийских и международных конференций и симпозиумов, 5 описаний патентов на изобретения и полезные модели. Кроме того, результаты работы отражены в 25 отчетах о НИР и ОКР.

Личный вклад автора. Все результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну работы, получены автором лично и опубликованы в ряде работ без соавторов. Когда приводятся результаты, полученные в соавторстве, роль соавторов оговаривается отдельно. Работы, посвященные приложениям полученных автором результатов, выполнялись большим коллективом коллег автора, аспирантов и студентов. Среди них следует отметить Н.Д. Малютину, А.В. Семенова, А.Г. Ложилова.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, семи разделов, заключения, списка использованных источников, включающего 225 наименований, и приложения. Объем текста работы с приложением составляет 248 страниц, включая 82 рисунка и 1 таблицу.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность работы, указаны применяемые методы исследований, сформулированы цель работы, основные задачи исследования, научная новизна и основные положения, выносимые на защиту. Кроме того, аргументирована достоверность исследований, отмечена практическая значимость работы, указано, где реализованы результаты работы, перечислены мероприятия, на которых проводилась апробация работы, приведены статистические сведения по публикациям по теме диссертации, указан личный вклад автора. Приведена, также, структура диссертации.

В первом разделе проведен анализ состояния проблемы исследования нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов.

Проанализированы существующие методы исследования нелинейных искажений сигналов с точки зрения возможности использования СШП-сигналов в качестве тестовых. В частности, такие тестовые сигналы могут быть использованы в рамках методов, подразумевающих формирование нулей в спектре тестового сигнала или удаление некоторой полосы частот из его спектра. Такие подходы рассмотрены в работах В.М. Вольфа, О. Снежко, Т. Вернера, В. Германова и автора настоящей диссертации [21, 26–27, 29]. Однако в таком случае наблюдению доступна только небольшая доля продуктов нелинейного преобразования в окрестностях нулей. На СШП-сигнале, отрывок которого периодически повторяется с разной амплитудой на входе объекта, может быть выполнен и анализ насыщения усилителя или другого объекта. Наиболее существенным недостатком такого подхода является то, что для цепи с распределенными параметрами, в которой присутствуют как линейные, так и нелинейные включения, отклики от которых наблюдаются раздельно, простое наблюдение амплитуды отклика цепи даст результат только в отношении одного из включений.

Особо отмечено, что для методов исследования нелинейности преобразования сигналов объектом, которые основываются на построении модели исследуемого объекта, в общем случае возможна ситуация, когда моделируемый линейный объект может быть ошибочно идентифицирован как нелинейный (погрешности моделирования линейных искажений сигналов объектом могут быть частично компенсированы включением в модель нелинейных элементов).

Далее проанализированы технические решения для фазовой обработки сигналов и их недостатки. Средства для такой обработки должны вносить минимальные нелинейные искажения в сигнал и допускать простую реализацию при длительностях обрабатываемых сигналов $0.1 \dots 10$ нс. Поэтому средства фазовой обработки в ряде случаев целесообразно выполнять аналоговыми. Возможности фазовой обработки сигналов сводятся к возможности получения достаточно произвольной частотной зависимости ГВЗ. Отметим, что на ультравысоких и сверхвысоких частотах из технологических соображений предпочтительны фазовые корректоры на основе связанных линий. Существующие ФК на основе СЛ (*С*-секция, *N*-секция, модифицированная *N*-секция, *P*-секция) либо содержат элементы с сосредоточенными параметрами, либо не могут иметь характеристику ГВЗ с максимумом на нулевой частоте. Это существенно ограничивает возможности по формированию и обработке сигналов в рамках предложенного метода исследования нелинейности преобразования сигналов.

Отмечено влияние согласования импедансов на функционирование аналоговых средств фазовой обработки. Если сопротивления источника ρ_0 и нагрузки ρ_n одинаковые и вещественные, то ФК, будучи включенным между источником и нагрузкой, не вносит ослабления в передаваемый сигнал. Однако устройства, между которыми мог бы быть включен фазовый корректор, в СШП-системах не всегда согласованы друг с другом по импедансу. В связи с этим далее в настоящей работе рассматривается вопрос о том, какие характеристики имеют ФК в отсутствие согласования с импедансом источника и нагрузки.

Из вышесказанного ясна актуальность задачи согласования импедансов в СШП-системах. В таких системах нередко встречается ситуация, когда нежелательное рассогласование наблюдается только на локальных участках используемого частотного диапазона. В этом случае задачу согласования импедансов удобно формулировать как задачу улучшения согласования на локальном участке используемого частотного диапазона при минимальном влиянии на коэффициент стоячей волны (КСВ) за пределами этого участка. В работе Юлы при решении такой задачи преследуется цель получить равномерный КСВ во всем диапазоне частот. Решение задачи согласования в данной постановке приводит к согласующей цепи, содержащей только трансформатор. При этом наряду с уменьшением рассогласования в окрестности максимума КСВ наблюдается существенное ухудшение согласования во всем остальном диапазоне частот. Кроме того, задача получить равномерный КСВ во всем диапазоне частот ставится в работе Вай Кайчэня. Автор также приходит к согласующей цепи, содержащей только трансформатор.

Таким образом, актуальным является синтез таких согласующих цепей, при использовании которых уменьшение рассогласования в заданной области частот (пусть и не предельно возможное) не сопровождается значительным ухудшением согласования в остальной области частот. В настоящей работе показано, что эта задача решается с применением неминимально-фазовых цепей.

Сигнал нелинейных искажений, полученный в результате их исследования, возможно использовать для коррекции этих искажений. Поэтому далее сделан обзор существующих подходов к коррекции нелинейных искажений. Решения для коррекции нелинейных искажений известны главным образом для узкополосных

сигналов. Это, в частности, работы В.А. Яковенко и другие, в которых речь идет о комплексной амплитудной характеристике объекта. Работы, посвященные синтезу корректоров нелинейных искажений СШП-сигналов, существуют, однако известным корректорам присущ ряд недостатков. Рассмотренная в работе Л.В. Данилова и Е.С. Филиппова постановка задачи синтеза цепей, корректирующих нелинейные искажения сигналов объектом, основана на моделировании оператора объекта при помощи полинома Вольтерра-Пикара. Оператор цепи коррекции отыскивается посредством обращения этого полинома. Для этого используются итерации Пикара. Недостаток изложенного подхода состоит, во-первых, в том, что полином Вольтерра-Пикара лишь приближенно описывает подведение реальных объектов (в силу конечного числа слагаемых в полиноме). Во-вторых, входящие в полином операторы должны быть известны. Для того чтобы определить больше слагаемых в полиноме, нужно осуществлять воздействие на объект большим количеством тестовых сигналов. Но, как следует из работ тех же авторов, чем больше проводится тестовых воздействий, тем больше погрешность при обработке результатов экспериментов. В-третьих, на любой итерации Пикара получается лишь некоторое приближение для искомого сигнала со скорректированными нелинейными искажениями. И, наконец, использование полиномов Вольтерра предполагает слабонелинейный режим работы объекта.

Из работ С.А. Лабутина известен также другой подход, включающий отыскание сигнала нелинейных искажений, вносимых объектом, и добавление этого сигнала с отрицательным знаком к выходному сигналу объекта. Однако в этом случае требуется заранее задавать модель входного сигнала и учитывать специфику искажений сигналов в конкретных объектах.

Общим недостатком перечисленных методов коррекции нелинейных искажений является то, что характеристики корректора должны находиться в соответствии с характеристиками устройства, вносящего искажения, а иногда и с параметрами корректируемого сигнала.

Во втором разделе рассматривается метод, позволяющий исследовать нелинейность преобразования сигналов со сплошным спектром, когда наблюдение за гармониками или комбинационными спектральными составляющими не представляется возможным.

Преобразование сигнала объектом линейно, если [1]

$$u(t) = h(t) * x(t), \quad (1)$$

где $x(t)$ – тестовый сигнал, $u(t)$ – отклик объекта на него, $h(t)$ – импульсная характеристика объекта, а знак равенства понимается как тождество относительно $x(t)$.

При сплошном спектре СШП-сигнала принципиально возможно установить невыполнение (1) (т.е. нелинейность преобразования) на основании нескольких тестовых воздействий, когда (1) нарушается в смысле отсутствия тождественности относительно $x(t)$. При этом требуется, по меньшей мере, два различных по форме и/или амплитуде тестовых сигнала: $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Если различаются только амплитуды тестовых сигналов, то отклику исследуемого объекта на тестовый сигнал с меньшей амплитудой будет соответствовать, как правило, худшее отношение сигнал/шум. Кроме того, меньшей амплитуде зондирующего сигнала обычно соответ-

стует меньший относительный уровень продуктов нелинейного преобразования. Различие же форм СШП-сигналов в большой степени связано с различием их фазовых спектров. Таким образом, существует потребность в том, чтобы задавать определенное соотношение фазовых спектров тестовых сигналов:

$$X_2(\omega) = K_1(\omega)X_1(\omega), \quad (2)$$

где $X_{1,2}(\omega)$ – спектры тестовых сигналов, $K_1(\omega)$ – заданная функция, качество которой во многих практических случаях рационально использовать передаточную функцию фазового корректора. Характеристику нелинейности $\varepsilon(t)$ преобразования сигналов объектом определим выражением

$$\varepsilon(t) = u_1(t) - F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t), \quad (3)$$

где $u_1(t)$ и $u_2(t)$ – отклики объекта на тестовые сигналы $x_1(t)$ и $x_2(t)$ соответственно, F^{-1} – обратное преобразование Фурье, $*$ – символ свертки.

В работе показано, что при линейном преобразовании сигналов объектом $\varepsilon(t) \equiv 0$. Если $\varepsilon(t) \neq 0$ хотя бы для некоторых t , то преобразование сигналов объектом нелинейно. Однако обратное утверждение неверно. Например, при $x_1(t) = x_2(t)$ характеристика нелинейности $\varepsilon(t) = 0$ и при нелинейном преобразовании этих сигналов. Поэтому, для того чтобы при нелинейном преобразовании сигналов $\varepsilon(t)$ была отлична от нуля, следует выбирать сигналы $x_1(t)$ и $x_2(t)$ разной формы и/или амплитуды с тем, чтобы они различным образом подвергались изменению при нелинейном преобразовании.

Практическому использованию характеристики нелинейности (3) препятствует то, что она отражает нелинейность преобразования сигналов не собственно исследуемым объектом, а совокупную нелинейность преобразования сигналов генератором, объектом и регистрирующим устройством (приемником). Нелинейные искажения тестовых сигналов генератором оказываются допустимыми, если регистрировать реально воздействующие на объект тестовые сигналы [1]. Полагаем, что приемник является двухканальным, при этом первый (опорный) канал приемника регистрирует тестовые сигналы на выходе генератора, а второй (измерительный) – отклики объекта. В таком случае характеристика нелинейности принимает следующий вид:

$$\varepsilon^*(t) = S_u[u_1(t)] - F^{-1}[F\{S_u[u_2(t)]\}/F\{S_x[x_2(t)]\}] * S_x[x_1(t)], \quad (4)$$

где F – преобразование Фурье. Здесь преобразование сигналов приемником учитывается при помощи нелинейного (в общем случае) оператора измерительного канала S_u , преобразующего временную функцию отклика объекта на входе измерительного канала приемника во временную функцию на его выходе, и нелинейного оператора опорного канала S_x .

В результате оказывается возможным применение тестовых сигналов с наперед не заданной формой. Это позволяет, например, при исследовании нелинейности преобразования сигналов в системах связи применять в качестве $x_1(t)$ и $x_2(t)$ отрывки передаваемых в этих системах реальных сигналов. Тестовые сигналы могут представлять собой реализации случайного процесса.

Охарактеризовать и учесть искажения сигналов приемником возможно, исходя из следующих соображений. Если преобразование сигналов объектом линейно

(выполняется (1)), то (4) отражает нелинейность преобразования сигналов только приемником (так как нелинейные искажения сигналов в генераторе допустимы). Обозначим $\varepsilon^*(t)$ для этого случая как $\varepsilon_n^*(t)$:

$$\varepsilon_n^*(t) = S_u[h(t) * x_1(t)] - F^{-1}[F\{S_u[h(t) * x_2(t)]\}/F\{S_x[x_2(t)]\}] * S_x[x_1(t)]. \quad (5)$$

Для рассмотренного случая приемник должен быть двухканальным: первый (опорный) канал приемника должен регистрировать тестовые сигналы, а второй (измерительный) – отклики объекта. На практике же нередко возникает потребность в исследовании нелинейности преобразования сигналов одноканальным приемником (или отдельно взятым каналом многоканального приемника). Это возможно, если построить измерительную установку как рефлектометр (рисунок 1). При этом одноканальный приемник регистрирует как тестовые сигналы, так и отклики линейного объекта на них. Линия задержки $W2$ обеспечивает последовательную подачу этих сигналов на вход приемника. В таком случае (5) принимает вид:

$$\varepsilon_n^*(t) = S_n[h(t) * x_1(t)] - F^{-1}[F\{S_n[h(t) * x_2(t)]\}/F\{S_n[x_2(t)]\}] * S_n[x_1(t)]. \quad (6)$$

Здесь $S_x = S_u = S_n$, где S_n – оператор исследуемого одноканального приемника.

Сигнал $h(t) * x_1(t)$ должен отличаться по форме или амплитуде от $x_1(t)$ (а сигнал $h(t) * x_2(t)$ от $x_2(t)$). В противном случае $\varepsilon_n^*(t) \equiv 0$ и при нелинейном преобразовании сигналов приемником. Поэтому $h(t)$ не должна являться дельта-функцией. Кроме того, ситуация, при которой различаются только амплитуды указанных сигналов, не является предпочтительной с точки зрения отношения сигнал/шум для зарегистрированных сигналов. Формы, а следовательно, и фазовые спектры сигналов должны различаться. Поэтому в состав линейного объекта, реализующего импульсную характеристику $h(t)$, целесообразно включать фазовый корректор ($A1$ на рисунке 1).

Линия задержки $W1$ позволяет применять генератор с нелинейным внутренним сопротивлением. В случае отсутствия этой линии задержки сопротивление генератора оказалось бы подключенным параллельно входу приемника и вносило бы нелинейные искажения сигналов в дополнение к нелинейным искажениям, вносимым приемником.

Исследование нелинейности преобразования сигналов объектом с учетом нелинейных искажений сигналов приемником выполняется следующим образом. За-

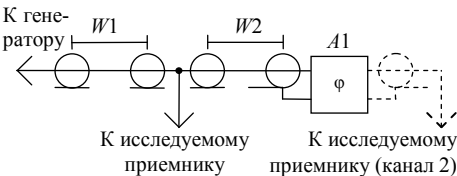


Рисунок 1 – Тракт для измерения собственной нелинейности одно- или двухканальных приемников. $W1$, $W2$ – линии задержки; $A1$ – фазовый корректор

меним исследуемый объект заведомо линейным объектом. Выберем импульсную характеристику $h(t)$ этого линейного объекта так, чтобы он изменял форму и амплитуду одного из тестовых сигналов так же, как изменяет их исследуемый объект:

$$h(t) * x_1(t) = u_1(t) \text{ или } h(t) * x_2(t) = u_2(t), \quad (7)$$

где $u_{1,2}$ – отклики исследуемого объекта. Если $\varepsilon^*(t)$, полученная для исследуемого объекта,

дуемого объекта, хотя бы для некоторых t отличается от $\varepsilon_n^*(t)$, полученной при удовлетворяющей (7) $h(t)$, то преобразование сигналов исследуемым объектом нелинейно. На практике затруднительно подобрать линейный объект с импульсной характеристикой $h(t)$, в точности удовлетворяющей (7). Поэтому допустимо отыскать $\varepsilon_n^*(t)$ для $h(t)$, удовлетворяющей условию $h(t) * x_1(t) \approx u_1(t)$ или $h(t) * x_2(t) \approx u_2(t)$, если при отклонениях формы или амплитуды $h(t) * x_1(t)$ от $u_1(t)$ (или $h(t) * x_2(t)$ от $u_2(t)$) характеристика $\varepsilon_n^*(t)$ изменяется незначительно (т.е. эти изменения не влияют на решение о сходстве или различии $\varepsilon_n^*(t)$ и $\varepsilon(t)$). Здесь под $u_{1,2}$, как и в (7), понимаются отклики исследуемого объекта.

Рассмотренный метод исследования нелинейных искажений сигналов был впервые опубликован автором настоящей работы в апреле 2004 г. в [2]. В опубликованной в 2006 г. работе В.Б. Авдеева, А.В. Бердышева (ГНИИИ ПТЗИ ФСТЭК России) и С.Н. Панычева (Военный институт радиоэлектроники Минобороны России) «Сверхкороткоимпульсная сверхширокополосная нелинейная радиолокация» рассматривается частный случай этого метода, в котором второй тестовый сигнал представляет собой инвертированный первый тестовый сигнал. Такой выбор тестовых сигналов подходит для обнаружения нелинейных объектов, для которых $S[-x(t)] \neq -S[x(t)]$, где S – оператор исследуемого объекта, преобразующий временную функцию тестового сигнала во временную функцию отклика. К таким объектам относятся, например, полупроводниковые элементы. Однако если $S[-x(t)] = -S[x(t)]$, то при указанном выборе тестовых сигналов $\varepsilon(t) \equiv 0$ и при нелинейном преобразовании сигналов объектом. К таким объектам относятся, например, контакты металл-окисел-металл (МОМ-контакты). При селективном обнаружении полупроводниковых объектов это может рассматриваться как преимущество, однако для общего случая такой выбор тестовых сигналов непригоден.

В патенте США № 7230970 (автор: П.Г. Брайант) предложен метод нелинейной рефлектометрии, в котором также используются два тестовых воздействия. Однако этим автором рассматривается только изменение одного или нескольких параметров передаваемого импульса (таких как постоянное смещение и амплитуда). Форма тестового сигнала остается неизменной. В некоторых случаях такое ограничение в выборе тестовых сигналов нецелесообразно. Для некоторых объектов (например, МОМ-контактов) максимальная амплитуда характеристики нелинейности наблюдается обычно при максимальном различии амплитуд тестовых сигналов. Таким образом, предпочтительна малая амплитуда второго тестового сигнала, но без уменьшения энергии этого сигнала. Поэтому форма второго тестового сигнала должна отличаться от формы первого. Кроме того, в рамках этого метода определенное соотношение параметров тестовых сигналов полагается заданным априори, а не отыскивается по фактически полученным на выходе генератора сигналам. В этом случае должна быть обеспечена малая нелинейность генератора.

Для предложенной неклассической характеристики нелинейности важно дать такую интерпретацию, которая позволила бы сравнить полученные результаты с результатами исследования нелинейности преобразования сигналов классическими методами. Сопоставим $\varepsilon^*(t)$ по (4) с характеристиками нелинейности преобразования сигнала объектом, полученными посредством нахождения в отклике объ-

екта комбинационных спектральных составляющих и гармоник. Сумму комбинационных составляющих и гармоник в отклике объекта $u(t)$ на многочастотный тестовый сигнал $x(t)$ можно интерпретировать как невязку $u(t) - h(t) * x(t)$ уравнения (1), в котором $h(t)$ – импульсная характеристика некоторого объекта, для которой $F[h(t)] = U(\omega)/X(\omega)$ для всех ω , на которых $|X(\omega)| > 0$. Здесь $X(\omega)$ и $U(\omega)$ – спектр многочастотного тестового сигнала и спектр отклика объекта на него соответственно. Характеристика нелинейности (4) допускает интерпретацию в виде невязки уравнения

$$S_u[u(t)] = F^{-1} \left[F \{ S_u[u_2(t)] \} / F \{ S_x[x_2(t)] \} \right] * S_x[x(t)], \quad (8)$$

полученной для $u(t) = u_1(t)$ и $x(t) = x_1(t)$. Уравнение (8) идентично (1), если тестовому сигналу $x(t)$ в (1) сопоставить зарегистрированный приемником тестовый сигнал $S_x[x(t)]$, $h(t)$ в (1) сопоставить $F^{-1} \left[F \{ S_u[u_2(t)] \} / F \{ S_x[x_2(t)] \} \right]$ и отклику объекта $u(t)$ в (1) сопоставить зарегистрированный приемником отклик объекта $S_u[u(t)]$. С этой точки зрения характеристика нелинейности (4) отличается от характеристик нелинейности, полученных посредством нахождения комбинационных составляющих и гармоник, только используемыми тестовыми сигналами и правилом выбора линейной аппроксимации нелинейного преобразования, что делает возможным сопоставление этих характеристик.

Для нелинейного двухполюсника в виде параллельного соединения нелинейного безынерционного элемента R_n и емкости $C1$ удастся установить связь предложенной характеристики нелинейности с вольтамперной характеристикой (ВАХ) нелинейного элемента, если нелинейные искажения второго тестового сигнала незначительны. Характеристику нелинейности (3) запишем для протекающих через двухполюсник токов $i_{1,2}(t)$ (обозначив ее $\varepsilon_r(t)$), понимая под тестовыми сигналами напряжения $u_{1,2}(t)$ на нем:

$$\varepsilon_r(t) = i_1(t) - F^{-1} \{ F[u_1(t)] / F[u_2(t)] \} * i_2(t). \quad (9)$$

Данная формула получена с учетом того, что $1/K_1(\omega)$ определяется как отношение спектров первого и второго тестовых сигналов (это следует из (2)). Т.е. в данном случае $1/K_1(\omega) = F[u_1(t)] / F[u_2(t)]$. Токи $i_{1,2}(t)$ через двухполюсник слагаются из токов через нелинейный элемент $i_n[u_{1,2}(t)]$ и токов через емкость $F^{-1} \{ j\omega C1 F[u_{1,2}(t)] \}$:

$$i_{1,2}(t) = i_n[u_{1,2}(t)] + F^{-1} \{ j\omega C1 F[u_{1,2}(t)] \}. \quad (10)$$

Подставив (10) в (9), получим:

$$\varepsilon_r(t) = i_n[u_1(t)] - F^{-1} \{ F[u_1(t)] / F[u_2(t)] \} * i_n[u_2(t)], \quad (11)$$

т.е. ток через емкость не влияет на $\varepsilon_r(t)$. Представим ВАХ нелинейного элемента в виде: $i_n(u) = u/R_0 + f(u)$. Здесь $f(u)$ – слагаемое, отражающее отклонение ВАХ от линейной, R_0 – сопротивление нелинейного элемента для напряжения, при котором слагаемым $f(u)$ можно пренебречь. Токи через нелинейный элемент при воздействии на него тестовыми сигналами $u_{1,2}(t)$ будут иметь вид (в пренебрежении нелинейными искажениями второго тестового сигнала):

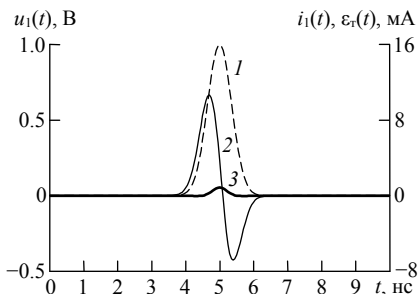


Рисунок 2 – Импульсы напряжения $u_1(t)$ на линейном двухполоснике (кривая 1) и тока $i_1(t)$ через него (кривая 2), а также характеристика нелинейности $\epsilon_r(t)$ (кривая 3), полученная для токов через двухполосник

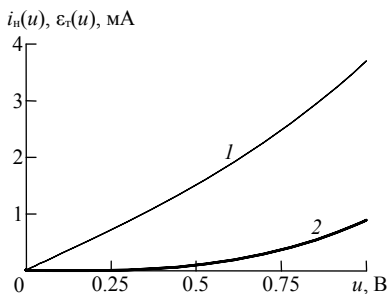


Рисунок 3 – ВАХ $i_n(u)$ нелинейного элемента R_n (кривая 1) и характеристика нелинейности $\epsilon_r(u)$, построенная как функция напряжения на объекте (кривая 2)

$$i_n[u_1(t)] = u_1(t)/R_0 + f[u_1(t)], i_n[u_2(t)] = u_2(t)/R_0. \quad (12)$$

Подставим (12) в (11) и после преобразований получим:

$$\epsilon_r(t) = f[u_1(t)]. \quad (13)$$

Поскольку $f(\cdot)$ – однозначная функция мгновенного значения напряжения, на основании (13) можно получить зависимость характеристики нелинейности от мгновенного значения напряжения на двухполоснике $\epsilon_r(u)$ для всех значений напряжения, которые принимал сигнал $u_1(t)$. Таким образом, если записать характеристику нелинейности для токов, протекающих через параллельное соединение нелинейного безынерционного элемента и емкости, понимая под тестовыми сигналами напряжения на таком двухполоснике, то характеристика нелинейности будет отражать отклонение ВАХ нелинейного элемента от линейной.

На рисунке 2 приведен пример отыскания $\epsilon_r(u)$ (кривая 3) для модели МОМ-контакта, приведенной в работе В.Б. Штейншлейгера ($R_0 = 0.36$ кОм, $f(u) = \beta u^3/R_0$, где $\beta = 0.33$ В⁻² – коэффициент нелинейности ВАХ). График ВАХ приведен на рисунке 3 (кривая 1). Кроме того, выбрано, что $C1 = 5$ пФ. Тестовый сигнал $u_1(t)$ представлял собой импульс Гаусса (кривая 1 на рисунке 2). Тестовый сигнал $u_2(t)$ имел амплитуду 28% от амплитуды $u_1(t)$ и был получен по формуле $u_2(t) = F^{-1}\{F[u_1(t)]\exp(-jd_2\omega|\omega|)\}$, где $d_2 = 0.26 \times 10^{-17}$ с² – коэффициент, определяющий уменьшение амплитуды и увеличение длительности сигнала $u_2(t)$ по сравнению с соответствующими параметрами $u_1(t)$. На рисунке 3 (кривая 2) характеристика нелинейности построена как функция напряжения на объекте.

Рассмотренная характеристика нелинейности может использоваться при уточнении тех параметров нелинейных моделей элементов, которые определяют вольтамперные и вольтфарадные характеристики [9].

Характеристику нелинейности $\epsilon(t)$ можно использовать для коррекции нелинейных искажений, если удастся обосновать предположение о том, что преобразование второго тестового сигнала устройством линейно. При этом, вычитая из от-

клика устройства $u_1(t)$ на первый сигнал характеристику нелинейности $\varepsilon(t)$, будем иметь сигнал $u_1^*(t)$, который получился бы на выходе устройства, если бы преобразование сигналов устройством было линейным (т.е. сигнал со скорректированными нелинейными искажениями). От других методов коррекции данный подход отличается тем, что не требуется задавать наперед модель входного сигнала и модель вносящего искажения объекта.

В третьем разделе рассмотрен синтез ФК без использования элементов с сосредоточенными параметрами с максимумом группового времени запаздывания на нулевой частоте. Такие корректоры синтезированы как с симметричными, так и с несимметричными входами и выходами.

Прототипом для ФК с симметричными входом и выходом стала известная С-секция (отрезок СЛ, начала линий которого являются входом и выходом секции, а концы линий замкнуты между собой), не содержащая элементов с сосредоточенными параметрами. Характеристика ГВЗ этой секции имеет на нулевой частоте минимум. При уменьшении связи линий значение ГВЗ на нулевой частоте $\tau(0)$ увеличивается (частотная характеристика ГВЗ С-секции равномерна, когда связь между линиями отсутствует). Для дальнейшего увеличения $\tau(0)$ (и формирования на нулевой частоте максимума ГВЗ) логично вновь обеспечить связь линий, но придать их индуктивному и емкостному взаимодействию противоположный характер. Поэтому рассмотрим, как в данном корректоре соотносятся токи в связанных линиях и потенциалы линий в окрестности нулевой частоты.

Включение связанных линий в С-секции таково, что токи в линиях текут в разных направлениях. Потенциалы линий по знаку одинаковые. Таким образом, для формирования максимума ГВЗ на нулевой частоте логично обеспечить включение линий, при котором токи в них текут в одном направлении, а потенциалы линий имеют разные знаки. Последнее возможно в цепях с симметричным входом и (или) выходом.

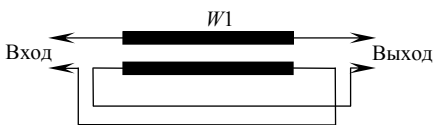


Рисунок 4 – X-секция

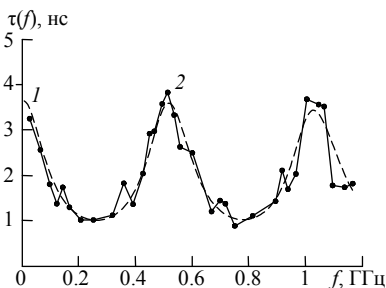


Рисунок 5 – ГВЗ X-секции: кривая 1 – расчет, кривая 2 – эксперимент

На рисунке 4 представлено изображение секции, удовлетворяющей перечисленным требованиям. Топология секции напоминает литеру X, поэтому секция была названа X-секцией.

Секция с такой топологией известна из работы Зелях, Фельдштейна, Явича и Брилона. Однако в их работе рассматривалось исполнение секции только на нерегулярно включенных линиях, т.е. при $k_C \rightarrow 1$ и $k_L < 1$, где k_C и k_L – коэффициенты связи СЛ по емкости и индуктивности соответственно. Применение данной секции в качестве фазового корректора не рассматривалось.

Установлено, что X-секция не вносит ослабления в сигнал при выполнении следующих условий:

$$k_L = k_C = k, L_{11} = L_{22}, C_{11} = C_{22}, \rho/2 = \sqrt{L_{11}/C_{11}}, \quad (14)$$

где L_{11} и L_{22} – собственная погонная индуктивность первой и второй линии соответственно, C_{11} и C_{22} – собственная погонная емкость первой и второй линии соответственно, ρ – волновое сопротивление входной и выходной линий.

Получены матрицы сопротивлений и рассеяния X -секции. Элементы матрицы рассеяния $S^X(\omega)$ равны:

$$S_{11}^X(\omega) \equiv 0, S_{22}^X(\omega) \equiv 0, \quad (15)$$

$$S_{21}^X(\omega) = \frac{\cos\left(2\pi\frac{\omega}{\omega_1}\right) - k}{1 - k \cos\left(2\pi\frac{\omega}{\omega_1}\right)} - j \frac{\sqrt{1 - k^2} \sin\left(2\pi\frac{\omega}{\omega_1}\right)}{1 - k \cos\left(2\pi\frac{\omega}{\omega_1}\right)}. \quad (16)$$

Здесь ω_1 – частота, на которой наблюдается второй максимум периодической характеристики ГВЗ секции (первый максимум расположен на нулевой частоте):

$$\omega_1 = \frac{\pi\rho}{L_{11}l\sqrt{1 - k^2}}. \quad (17)$$

Равенства (15) являются доказательством отсутствия ослабления сигнала X -секцией при выполнении условий (14) и любом коэффициенте связи линий. Аргумент выражения (16) представляет собой ФЧХ секции.

Рассмотрены варианты реализации X -секции с малой длиной перемычек. Сложность здесь состоит в том, что первый полюс симметричного входа X -секции расположен в начале отрезка СЛ, а второй – в конце. То же самое относится и к выходным полюсам. Поэтому для минимизации длины необходимых перемычек начало и конец отрезка СЛ должны быть пространственно совмещены. Осуществить это можно, например, выполнив секцию из двух отрезков СЛ, расположенных на двух сторонах платы. X -секция также может быть выполнена из четырех отрезков СЛ или в виде незамкнутого кольца гибких СЛ.

Выполнить условие об уравниваемости электромагнитной связи ($k_L = k_C$) технологически сложно. Отклонение от этого условия приводит к появлению локальных минимумов модуля коэффициента пропускания X -секции. В связи с этим возникает задача минимизации ослабления, вносимого X -секцией с неуравновешенной связью линий. Эксперименты с математической моделью X -секции показали [12], что вносимое секцией с неуравновешенной связью линий ослабление уменьшается при включении посередине отрезка СЛ двухполюсника с определенной частотной зависимостью импеданса. Если $k_L > k_C$, то уменьшить ослабление возможно путем включения конденсатора параллельно СЛ. В противном случае ($k_L < k_C$) ослабление уменьшают включенные в разрыв линий индуктивности.

На рисунке 5 представлено ГВЗ макета X -секции (в проведении экспериментальных исследований X -секции принимал участие А.Н. Маничкин), выполненного

на основе рельефных связанных микрополосковых линий. Кривая 1 представляет результаты расчета, кривая 2 – экспериментальные результаты. Совпадение расчетных и реально полученных характеристик достаточно хорошее. Ослабление, вносимое секцией в диапазоне частот до 1 ГГц, не превышает 1.7 дБ.

Рассмотрен вариант реализации X -секции на основе нерегулярно включенных СЛ (когда коэффициент связи линий по емкости стремится к единице). Полагая дополнительно $k_L \rightarrow 1$ (таким образом, $k = k_C = k_L \rightarrow 1$) из (16) получаем:

$$S_{12}^X(\omega) = \frac{\frac{\rho}{2L_1l} - j\omega}{\frac{\rho}{2L_1l} + j\omega}.$$

Последняя формула совпадает с передаточной функцией ФК первого порядка на элементах с сосредоточенными параметрами. Выполнен макет секции на нерегулярно включенных линиях, в котором в качестве СЛ использован полосковый кабель марки РП 12-5-12. Экспериментально измеренное ослабление, вносимое секцией в таком исполнении в диапазоне частот 0...0.22 ГГц, не превышает 0.8 дБ.

Особенностью X -секции являются симметричные вход и выход. Это делает удобным ее применение в трактах с симметричными соединениями между устройствами и, в то же время, ограничивает применение в трактах с соединениями несимметричными. Известен ряд фазовых корректоров с несимметричным входом и выходом, но они либо не могут иметь максимума ГВЗ на нулевой частоте, либо содержат элементы с сосредоточенными параметрами. Последнее обстоятельство затрудняет их реализацию в диапазоне СВЧ.

В работе синтезирован ФК с несимметричным входом и выходом, не содержащий элементов с сосредоточенными параметрами. При этом за основу взята модифицированная N -секция (рисунок 6). Корректор без использования элементов с сосредоточенными параметрами получится, если вместо цепи, включающей последовательно соединенные $L1$ и $C1$, включить цепь на связанных линиях с таким же импедансом, как у последовательного соединения $L1$ и $C1$. Такой входной импеданс имеет в режиме холостого хода X -секция, выполненная на нерегулярно включенных линиях (при $k_C \rightarrow 1$ и $k_L \rightarrow 1$). Таким образом, приходим к схеме секции, представленной на рисунке 7. Назовем такую секцию NX -секцией.

Матрицы передачи, рассеяния и характеристика ГВЗ NX -секции такие же, как и у модифицированной N -секции (поскольку отрезок $W2$, включенный как показа-

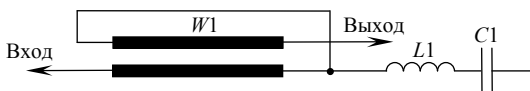


Рисунок 6 – Модифицированная N -секция

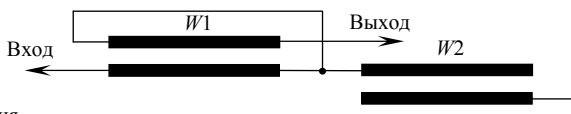


Рисунок 7 – NX -секция

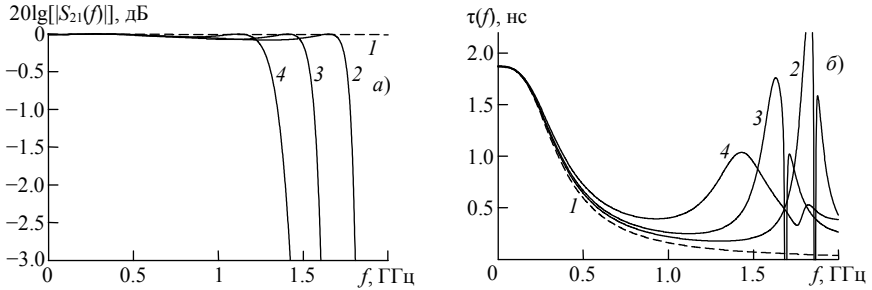


Рисунок 8 – Модуль коэффициента пропускания (а) и ГВЗ (б) NX -секции в зависимости от коэффициента связи линий отрезка $W1$ по индуктивности k_L . Кривые 1, 2, 3 и 4 соответствуют k_L , равному 1, 0.85, 0.8 и 0.7

но на рисунке 7, эквивалентен последовательному соединению $L1$ и $C1$ на рисунке 6), т.е. соответствуют характеристикам ФК второго порядка. Эти характеристики полностью определяются двумя параметрами: ω_0 (частота, на которой фаза коэффициента пропускания принимает значение $-\pi$) и m (коэффициент крутизны фазовой характеристики). Получены формулы для расчета погонных параметров отрезков $W1$ и $W2$ по заданным ω_0 , m и длинам отрезков l_{W1} и l_{W2} :

$$L_{11}^{W1} = L_{22}^{W1} = \frac{\rho}{(1+k_L)\omega_0 m l_{W1}}, \quad L_{12}^{W1} = \frac{\rho k_L}{(1+k_L)\omega_0 m l_{W1}}, \quad C_{11}^{W1} = C_{12}^{W1} = C_{22}^{W1} = \frac{2m}{\rho \omega_0 l_{W1}},$$

$$L_{11}^{W2} = L_{12}^{W2} = L_{22}^{W2} = \frac{\rho m}{2\omega_0 l_{W2}}, \quad C_{11}^{W2} = C_{12}^{W2} = C_{22}^{W2} = \frac{2}{m \rho \omega_0 l_{W2}}.$$

Здесь $L_{11}^{W1}, L_{12}^{W1}, L_{22}^{W1}, C_{11}^{W1}, C_{12}^{W1}, C_{22}^{W1}$ и $L_{11}^{W2}, L_{12}^{W2}, L_{22}^{W2}, C_{11}^{W2}, C_{12}^{W2}, C_{22}^{W2}$ – погонные параметры отрезков $W1$ и $W2$. В этих формулах дополнительно указана зависимость погонных параметров от k_L отрезка $W1$. NX -секция не вносит ослабления только в том случае, если $k_L = 1$ (кривая 1 на рисунке 8, а). Однако в ограниченном диапазоне частот вполне удовлетворительные характеристики получаются и при $0.7 < k_L < 1$ (рисунок 8, кривые 2–4).

В четвертом разделе рассмотрены характеристики ФК без использования элементов с сосредоточенными параметрами.

Получена единая формула, описывающая коэффициенты пропускания C -секции и X -секции:

$$S_{21}(\omega) = \frac{\cos\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_1}\right) + k \sqrt{1-k^2} \sin\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_1}\right)}{1 + k \cos\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_1}\right)} - j \frac{\sqrt{1-k^2} \sin\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_1}\right)}{1 + k \cos\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_1}\right)}. \quad (18)$$

В этой формуле $-1 < k < 1$. При этом отрицательному k соответствует выбор X -секции, а положительному – C -секции. Описание коэффициента пропускания

нескольких ФК единой формулой полезно в связи со следующим. Современные системы автоматизированного проектирования (САПР) имеют достаточно хорошие средства параметрической оптимизации. САПР, позволяющие проводить структурную оптимизацию, существуют для ограниченного класса устройств. Средства структурной оптимизации достаточно произвольных устройств находятся в стадии разработки. Описание характеристик нескольких корректоров единой формулой позволяет выполнять структурную оптимизацию средствами параметрической. При этом вначале оптимизируются параметры в указанной формуле, а затем по полученным значениям этих параметров делается вывод о том, какая секция их реализует.

Далее рассмотрены импульсные характеристики ФК. Показано, что импульсная характеристика модифицированной N -секции, X -секции на нерегулярно включенных линиях и NX -секции такая же, как и у известных ФК на элементах с сосредоточенными параметрами.

Фазовые корректоры, выполненные только с использованием регулярных связанных линий (когда элементы с сосредоточенными параметрами отсутствуют), имеют импульсную характеристику $h(t)$ в виде взвешенной суммы сдвинутых во времени дельта-функций $\delta(t)$ (в моделировании импульсных характеристик таких ФК принимал участие А.Н. Маничкин):

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i \delta(t - \tau_i),$$

где c_i и τ_i – весовой коэффициент и время задержки для соответствующей дельта-функции. Само это обстоятельство следует, например, из работы В.М. Красноперкина и его коллег, в которой исследуется распространение импульсов в СЛ.

В общем случае амплитудный спектр суммы нескольких дельта-функций отличается от равномерного. Однако ФК по определению имеют частотно-независимый коэффициент пропускания. Поэтому импульсная характеристика ФК, выполненных только с использованием регулярных СЛ, обладает специальным свойством: несмотря на то, что она представляет собой сумму сдвинутых во времени дельта-функций, амплитудный спектр ее такой же, как и у одиночной дельта-функции, т.е. равномерный [5].

Если времена распространения волн вдоль отрезков СЛ, образующих ФК, кратны некоторому интервалу времени, то дельта-функции в импульсной характеристике следуют с постоянным интервалом времени T . Импульсная характеристика в этом случае имеет вид

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i \delta(t - T \cdot i). \quad (19)$$

Эта формула справедлива, в частности, для ФК, выполненных на одном отрезке СЛ с уравновешенной связью (C -секция, X -секция).

Если импульсная характеристика определяется в соответствии с (19), то достаточно отыскать формулу общего члена для последовательности $\{c_i\}$ и время T .

Время T , через которое следуют дельта-функции в импульсной характеристике, равно периоду частоты ω_1 , через которую повторяются значения коэффициента пропускания ФК. Для C - и X -секций этот период определяется из (17):

$$T = L_1 l \sqrt{1 - k^2} / \rho.$$

Последовательность $\{c_i\}$ определена посредством рассмотрения процесса многократного отражения сигнала от концов отрезка СЛ:

$$c_0 = \frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k}; \quad c_i = 2(-c_0)^{i-1} \left(1 - \frac{c_0}{k}\right), \quad \text{где } i = 1, 2, \dots \quad (20)$$

С физической точки зрения волновые процессы в X -секции и C -секции существенно различаются: в X -секции в ответ на импульсное входное воздействие волны распространяются навстречу друг другу сразу с двух концов отрезка СЛ. Однако поскольку коэффициент пропускания этих секций записывается единообразно, то и $\{c_i\}$ для них будет определяться одинаково по формуле (20).

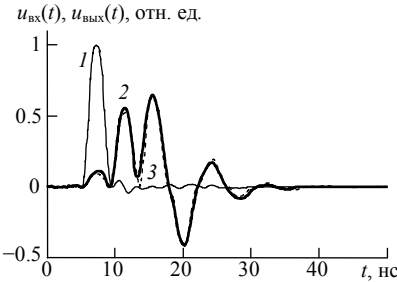


Рисунок 9 – Тестовый сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ (кривая 1) и отклик двух каскадно-соединенных C -секций на него $u_{\text{вых}}(t)$ (кривая 2 – расчет, кривая 3 – эксперимент)

двух каскадно-соединенных C -секций на видеоимпульс $u_{\text{вх}}(t)$ (кривая 1). Видно, что отклик представляет собой последовательность импульсов, мало отличающихся по форме от входного импульса.

Получены также формулы для ФЧХ и ГВЗ C -секции и X -секции. Классическая методика предусматривает получение ФЧХ через функцию $\arctg(\cdot)$. Однако эта функция имеет область значений $(-\pi/2; \pi/2)$, и, чтобы получить ФЧХ, нужно учитывать квадрант, в котором находится значение коэффициента пропускания S_{21} . В то же время для отыскания характеристики ГВЗ $\tau(\omega)$ такого учета не требуется и она может быть найдена по формуле:

$$\tau(\omega) = \frac{\text{Im } S_{21}(\omega) [\text{Re } S_{21}(\omega)]' - [\text{Im } S_{21}(\omega)]' \text{Re } S_{21}(\omega)}{\text{Re}^2 S_{21}(\omega) + \text{Im}^2 S_{21}(\omega)}. \quad (21)$$

Поэтому более удобная методика получения ФЧХ состоит в отыскании характеристики ГВЗ по (21), а затем определении ФЧХ $\varphi(\omega)$ как неопределенного интеграла от характеристики ГВЗ:

$$\varphi(\omega) = \int -\tau(\omega) d\omega. \quad (22)$$

Постоянную φ_0 , входящую в общее выражение первообразной от $-\tau(\omega)$, можно определить, исходя из знания фазового сдвига на нулевой частоте $\varphi(0)$. Он может быть равен либо нулю, либо $\pm\pi$ в зависимости от того, инвертирует ли цепь постоянный ток или нет. Иногда бывает полезно выполнить дополнительные тригонометрические преобразования полученной по (21) формулы ФЧХ, для того чтобы $\varphi(\omega)$ имела область значений $(-\pi, \pi)$.

Если требуется найти ФЧХ фазового корректора, то формула (21) упрощается (выполняется условие $|S_{21}(\omega)| \equiv 1$, поэтому знаменатель (21) равен единице):

$$\tau(\omega) = \text{Im } S_{21}(\omega) [\text{Re } S_{21}(\omega)]' - [\text{Im } S_{21}(\omega)]' \text{Re } S_{21}(\omega). \quad (23)$$

Подставив в (23) формулу (18), получим единую формулу для ГВЗ C - и X -секций:

$$\tau(\omega) = \frac{2\pi \frac{\sqrt{1-k^2}}{\omega_1}}{1 + k \cos\left(2\pi \frac{\omega}{\omega_1}\right)}.$$

Затем из данной формулы по (22) получена ФЧХ C - и X -секций:

$$\varphi(\omega) = -2 \arctg \left[\sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \text{tg} \left(\pi \frac{\omega}{\omega_1} \right) \right].$$

Как и ранее, отрицательному k соответствует выбор X -секции, а положительному – C -секции.

Далее рассмотрены характеристики ФК в отсутствие согласования с импедансом источника и нагрузки (соответствующие вычислительные эксперименты выполнялись с участием Ю.Е. Милешиной). Для записанной вносимой постоянной передачи ФК

$$g_B = \frac{1}{2} \ln \left(\cos \varphi + j \frac{z_H z_r + \rho^2}{\rho z_H + \rho z_r} \sin \varphi \right)^2 \quad (24)$$

отмечено, что условиями нулевого вносимого затухания являются

$$z_H = \rho \text{ или } z_r = \rho. \quad (25)$$

Здесь φ – собственная фазовая постоянная ФК, ρ – характеристическое сопротивление ФК, z_r и z_H – сопротивления источника сигнала и нагрузки соответственно.

Таким образом, фазовый корректор не вносит затухания в сигнал, будучи включенным между несогласованными источником и нагрузкой, если он согласован с источником или нагрузкой. Это обстоятельство позволяет применять фазовые корректоры и при наличии рассогласования по одной из пар их полюсов. Обратим внимание, что сопротивление, с которым отсутствует согласование, может быть любым: как вещественным, так и комплексным. Если сопротивления и источника, и нагрузки вещественные, то возможности инженера по расчету корректора даже расширяются: появляется возможность рассчитать корректор на одно из двух значений волнового сопротивления. При этом заданная частотная зависимость ГВЗ реализуема при двух сочетаниях параметров элементов корректора. Отдать предпочтение тем или другим параметрам можно исходя из, например, технологических соображений.

Если ФК согласован по одной паре полюсов и рассогласован по другой, то из (24) с учетом (25) следует, что вносимая фаза (мнимая часть вносимой постоянной передачи) равна φ (т.е. равна собственной фазовой постоянной корректора). Это означает, что ГВЗ, вносимое ФК при рассогласовании по одной из пар полюсов, остается таким же, как и ГВЗ корректора в согласованном по обоим парам полюсов режиме.

Рассмотренные свойства фазовых корректоров сохраняются и в том случае, когда импеданс, с которым согласование отсутствует, изменяется в процессе функционирования тракта (как, например, импеданс антенны в подповерхностных радиолокаторах).

Отмечено, однако, что в случае согласования ФК только по одной из пар полюсов влияние отклонения действительных параметров корректора от расчетных на вносимую постоянную передачи значительно больше, чем при наличии согласования по обоим парам полюсов. Поэтому при расчете и применении ФК в режиме согласования только по одной паре полюсов должно быть больше внимания уделено точности и стабильности характеристик корректоров.

Пятый раздел посвящен вопросам согласования импедансов в СШП-системах с применением неминимально-фазовых цепей, поскольку рассогласование импедансов, нередко наблюдающееся в СШП-трактах, в общем случае влияет на характеристики ФК. В настоящее время не имеет удовлетворительного решения задача уменьшения локального рассогласования импедансов: технические решения, позволяющие уменьшить такое рассогласование в окрестности максимума КСВ, значительно ухудшают согласование во всем остальном диапазоне частот. Поэтому актуально создание таких новых научно обоснованных технических решений, которые позволят уменьшить рассогласование импедансов в окрестности заданной частоты без существенного ухудшения согласования во всем остальном диапазоне частот.

Показано, что поставленная задача согласования решается с использованием цепей неминимально-фазового типа. При этом требование незначительного влияния согласующей цепи за пределами окрестности частоты ω_0 (на которой нужно уменьшить рассогласование) представлено в виде условия отсутствия влияния этой цепи на нулевой и бесконечной частотах:

$$S_{21}(0) = \pm 1; \lim_{\omega \rightarrow \infty} S_{21}(j\omega) = \pm 1, \quad (26)$$

где S_{21} – коэффициент пропускания согласующей цепи. Поэтому нужно задавать S_{21} на трех частотах: на нулевой, на частоте ω_0 и при $\omega \rightarrow \infty$. Для этого полиномы числителя и знаменателя рациональной функции, аппроксимирующей S_{21} , должны иметь как минимум вторую степень:

$$S_{21}(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}.$$

Для реактивных обратимых цепей справедливы равенства:

$$\begin{aligned} \bar{S}_{11}(j\omega)S_{21}(j\omega) + \bar{S}_{21}(j\omega)S_{22}(j\omega) &\equiv 0; \\ |S_{11}(j\omega)|^2 &\equiv 1 - |S_{21}(j\omega)|^2; |S_{22}(j\omega)|^2 &\equiv 1 - |S_{21}(j\omega)|^2. \end{aligned} \quad (27)$$

Если потребовать выполнения (26), а также того, чтобы матрица рассеяния согласующей цепи отличалась от матрицы рассеяния непосредственного соединения источника и нагрузки, то из (27) вытекает условие $a_1 = 0$. При этом S_{21} согласующей цепи имеет пару нулей либо на мнимой оси (если $a_0/a_2 \geq 0$), либо на действительной (если $a_0/a_2 < 0$). Расположение нулей на мнимой оси является фундаментальным препятствием для решения задачи согласования (сигнал на частотах нулей не достигает нагрузки). При расположении нулей на действительной оси один из них находится в правой полуплоскости. Такие цепи относятся к цепям неминимально-фазового типа.

Далее рассмотрены вопросы синтеза согласующих неминимально-фазовых цепей. Предпочтительным представляется синтез с применением методов дискретного математического программирования.

При решении оптимизационных задач большое значение имеет выбор начального приближения для искомых параметров. В четвертом разделе показано, что ФК не вносит ослабления в сигнал при включении корректора между несогласованными источником и нагрузкой, если он согласован хотя бы только с источником или только с нагрузкой. Это делает согласованный с источником ФК хорошим начальным приближением (прототипом) при синтезе согласующих неминимально-фазовых цепей методами математического программирования, так как при этом гарантируется по меньшей мере неухудшающее действие синтезируемой цепи.

Определены разновидности ФК, обыкновенно предпочтительные для использования в качестве прототипов. Условие отсутствия отражения от входа ФК выглядит следующим образом:

$$\frac{R1 - \rho}{R1 + \rho} = -\exp[-j2\varphi(\omega)]\Gamma_n(\omega),$$

где $R1$ – сопротивление источника сигнала, ρ – характеристическое сопротивление ФК, $\varphi(\omega)$ – собственная фазовая постоянная ФК, $\Gamma_n(\omega)$ – коэффициент отражения от нагрузки при сопротивлении подводящей линии ρ . Из этого условия вытекает следующее требование к ГВЗ прототипа согласующей цепи $\tau(\omega) = d\varphi(\omega)/d\omega$:

$$\tau(\omega) = \frac{1}{2} \frac{d[\arg \Gamma_n(\omega)]}{d\omega}.$$

Коэффициент отражения от физически реализуемых цепей имеет обыкновенно отрицательную производную фазы. Отрицательное ГВЗ в ФК нереализуемо. Тем не менее ясно, что чем меньше $\tau(\omega_0)$, тем меньше получится КСВ в окрестности ω_0 . Отсюда следует, во-первых, что предпочтительны неминимально-фазовые согласующие цепи минимально достаточного порядка, т.е. второго (имеется в виду задача уменьшения локального рассогласования нагрузки с единственным максимумом КСВ). Во-вторых, поскольку $\varphi(\omega)$ проходит через начало координат, то предпочтительной является $\varphi(\omega)$, наклон которой минимален в окрестности ω_0 и увеличивается с уменьшением частоты. Этому соответствует расположение максимума ГВЗ ФК на нулевой частоте. Среди ФК без использования элементов с сосредоточенными параметрами этому требованию удовлетворяют синтезированные в настоящей работе *X*-секция и *NX*-секция. При синтезе согласующих неминимально-фазовых цепей эти секции следует рассматривать как предпочтительные.

Если начальным приближением для согласующей цепи является ФК на основе связанных линий, то особо следует указать на возможность варьирования (в процессе оптимизации цепи) соотношения длин линий в отрезке СЛ. Неодинаковую длину линий в области электромагнитной связи можно рассматривать как одно из средств трансформации импедансов.

В диссертации приведено сравнение согласования импедансов с помощью неминимально-фазовых цепей с известным подходом, изложенным в работе Юлы. Для этого использован рассмотренный в работе Юлы пример нагрузки, КСВ которой представлен на рисунке 10 (кривая 1). Синтезированная согласующая неминимально-фазовая цепь приведена на рисунке 11. В качестве прототипа согласующей цепи взят ФК второго порядка, а оптимизация ее параметров выполнена средствами САПР AWR Design Environment (AWRDE) 2009. При оптимизации минимизировалось превышение КСВ нагрузки с согласующей цепью заданного частотно-зависимого порога $КСВ_{пр}(f)$ (рисунок 10 (кривая 4)). $КСВ_{пр}(f)$ задается как функция, значения которой в области частот F , в которой наблюдается рассогласование, существенно меньше, чем максимальный КСВ нагрузки в этой области частот без согласующей цепи. В остальной области частот, т.е. при $f \notin F$, $КСВ_{пр}(f)$ должна превышать КСВ нагрузки без согласующей цепи незначительно. Получившийся с оптимизированной согласующей цепью КСВ нагрузки представлен на рисунке 10 (кривая 2). В окрестности 0.5 Гц КСВ уменьшается с 2.25 до 1.75, притом что выше 4 Гц КСВ не превышает 1.22. Для сравнения кривой 3 изображен КСВ той же нагрузки с согласующей цепью, синтезированной в работе Юлы (эта цепь представляет собой идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации $\sqrt{2/3}$). Значение КСВ в этом случае не зависит от частоты и равно 1.5. Видно, что с использованием цепи, изображенной на рисунке 11, КСВ не является равномерным, а уменьшение локального рассогласования не столь значительно, как представленное кривой 3. Однако за пределами области частот локального рассогласования согласующая цепь, приведенная на рисунке 11, ухудшает КСВ значительно меньше, чем описанная в упомянутой работе Юлы.

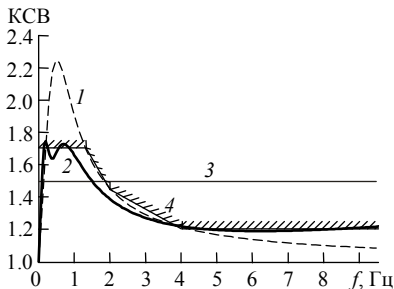


Рисунок 10 – КСВ нагрузки из работы Юлы без согласования (кривая 1); с согласованием при помощи неминимально-фазовой цепи, представленной на рисунке 11, (кривая 2); с согласованием по работе Юлы (кривая 3). Кривая 4 – пороговое значение $КСВ_{гр}(f)$, превышение которого должно быть минимизировано неминимально-фазовой цепью

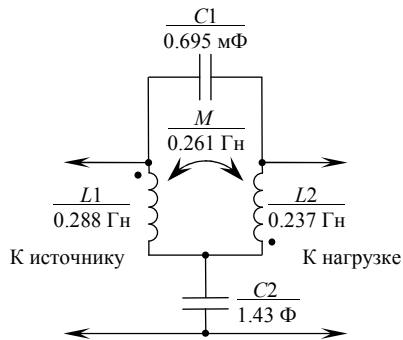


Рисунок 11 – Неминимально-фазовая цепь, уменьшающая локальное рассогласование нагрузки с КСВ, представленным на рисунке 10 кривой 1

Особо отметим влияние рассмотренных согласующих цепей на мощность сигнала, которая отражается от нагрузки во всем анализируемом диапазоне частот (0...9.5 Гц при частоте, на которой наблюдается рассогласование, 0.5 Гц). Если спектр сигнала, поступающего от источника, в этом диапазоне частот равномерный, то согласующая цепь, синтезированная в работе Юлы, даже увеличивает мощность, отраженную от нагрузки. Отношение этой мощности к мощности падающего сигнала составляет -16.3 дБ без согласующей цепи и -14.0 дБ с согласующей цепью. С использованием рассмотренной неминимально-фазовой цепи отраженная от нагрузки мощность уменьшается (-17.2 дБ относительно падающей).

В шестом разделе рассматриваются приложения методов исследования нелинейных искажений СШП-сигналов с применением фазовой обработки.

На примере исследования нелинейности преобразования сигналов металлическими объектами (идея использования рассмотренных методов исследования нелинейности для зондирования металлических объектов переменным магнитным полем высказана А.В. Семеновым) экспериментально сопоставлена характеристика $\varepsilon^*(t)$ по (4) с характеристикой нелинейности, полученной посредством нахождения комбинационных спектральных составляющих в отклике объекта на двухчастотный тестовый сигнал [1]. В качестве модельных объектов были использованы диски диаметром 10 мм и толщиной 1 мм, выполненные из низкоуглеродистой стали и алюминия. Экспериментальное устройство включало генератор, приемник, плоские передающую и приемную катушки диаметром 10 мм, расположенные в одной плоскости вплотную друг к другу. Объект располагался над катушками на расстоянии 2.5 мм от их плоскости. Максимальное напряжение первого тестового импульса $x_1(t)$ на передающей катушке, активное сопротивление которой было равно 6.3 Ом, составляло 28 В. Спектры первого и второго тестовых сигналов были связаны соотношением $X_2(\omega) = X_1(\omega)\exp(-jd_2\omega(\omega))$, где $d_2 = 2.04 \times 10^{-6} \text{ с}^2$. Для компенсации сигнала, наводимого в приемной катушке передающей катушкой, на вход измерительного канала приемника подавалась разность выходного сигнала генератора, пропущенного через линейный пассивный фильтр, и сигнала приемной катушки.

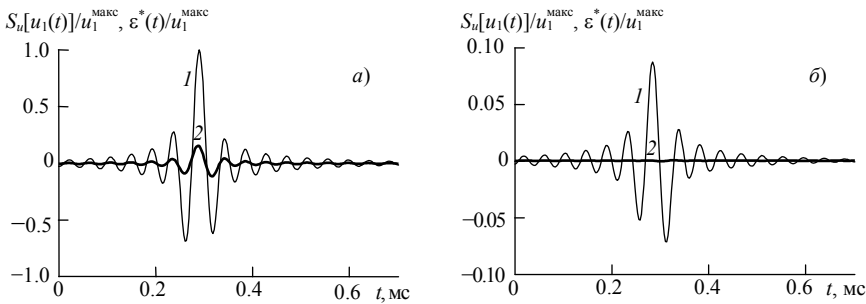


Рисунок 12 – Нормированные зарегистрированный отклик $S_u[u_1(t)]$ (кривая 1) и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ (кривая 2) объекта из низкоуглеродистой стали (а) и из алюминия (б)

На рисунке 12 приведены зарегистрированный приемником отклик $S_u[u_1(t)]$ и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ объекта из низкоуглеродистой стали (а) и из алюминия (б). На обоих рисунках отклики объектов и характеристики нелинейности нормированы относительно амплитуды u_1^{\max} зарегистрированного отклика $S_u[u_1(t)]$ объекта из низкоуглеродистой стали. Видно, что преобразование сигналов объектом из низкоуглеродистой стали характеризуется значительной нелинейностью, в то время как признаки нелинейности преобразования сигналов объектом из алюминия практически отсутствуют. При воздействии на объект из низкоуглеродистой стали двухчастотным тестовым сигналом (частоты 16 и 18 кГц) с амплитудой, равной амплитуде $x_1(t)$, нормированная амплитуда суммы комбинационных спектральных составляющих отклика объекта составила 2.2%. Это в семь раз меньше, чем нормированная амплитуда характеристики нелинейности $\varepsilon^*(t)$ для этого же объекта (она составляла 15.8%), притом что и сумма комбинационных составляющих, и $\varepsilon^*(t)$ допускают сходную интерпретацию в виде невязки линейного уравнения, аппроксимирующего нелинейное преобразование.

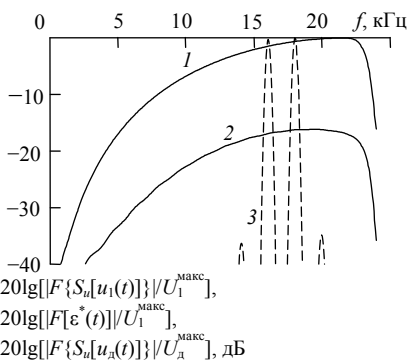


Рисунок 13 – Нормированные амплитудные спектры откликов и характеристик нелинейности объекта из низкоуглеродистой стали. Кривая 1 – спектр $|F\{S_u[u_1(t)]\}|$ зарегистрированного отклика на сигнал $x_1(t)$, кривая 2 – спектр $|F[\varepsilon^*(t)]|$ характеристики нелинейности, кривая 3 – спектр $|F\{S_u[u_d(t)]\}|$ отклика на двухчастотный тестовый сигнал

Эти спектры нормированы относительно максимального значения U_1^{\max} спектра $|F\{S_u[u_1(t)]\}|$. Нормированная амплитуда наибольшей комбинационной спектральной составляющей (на

На рисунке 13 приведен амплитудный спектр $|F\{S_u[u_d(t)]\}|$ отклика объекта из низкоуглеродистой стали на двухчастотный сигнал (кривая 3). Спектр нормирован относительно своего максимального значения U_d^{\max} . Кривыми 1 и 2 представлены амплитудный спектр $|F\{S_u[u_1(t)]\}|$ зарегистрированного отклика на сигнал $x_1(t)$ и амплитудный спектр $|F[\varepsilon^*(t)]|$ характеристики нелинейности данного объекта. Эти спектры нормированы относительно максимального значения U_1^{\max} спектра $|F\{S_u[u_1(t)]\}|$. Нормированная амплитуда наибольшей комбинационной спектральной составляющей (на

частоте 20 кГц) на 19 дБ меньше нормированного значения амплитудного спектра характеристики нелинейности на этой же частоте.

Далее представлены результаты экспериментальных исследований нелинейности преобразования сигналов приемниками с использованием характеристики нелинейности (6) (на примере осциллографа Tektronix TDS1012B). Экспериментальная установка выполнена в соответствии с рисунком 1. При этом в качестве ФК А1 используется X-секция, так как она допускает простую реализацию в виде отрезка полоскового кабеля. Форма зарегистрированного приемником сигнала $x_2(t)$ (т.е. сигнала $S_n[x_2(t)]$) приведена на рисунке 14 (кривая 1). При использовании в качестве X-секции отрезка кабеля марки РП 12-5-12 длиной 44 см зарегистрированный приемником сигнал $h(t) * x_2(t)$ (т.е. сигнал $S_n[h(t) * x_2(t)]$) имеет форму, представленную на рисунке 14 кривой 3. Сигнал $x_1(t)$ выбран с таким расчетом, чтобы оба слагаемых в (6) имели малую длительность с единственным экстремумом (его временное положение указывает возможное расположение экстремума $\epsilon_n^*(t)$). Для выполнения этого условия достаточно обеспечить независимость формы названных слагаемых от ФЧХ фазового корректора, поскольку в измерительной установке, которая представлена на рисунке 1, источником удлинения сигналов и образования в них нескольких экстремумов, является нелинейность этой ФЧХ. Введем обозначение $u_2^n(t) = S_n[h(t) * x_2(t)]$ и найдем $x_1(t)$ из условия $S_n[x_1(t)] = u_2^n(-t + \tau)$. Здесь τ – время задержки, выбираемое с таким расчетом, чтобы сигнал $S_n[x_1(t)]$ начинался в момент времени $t = 0$ (рисунк 14, кривая 2). При этом второе слагаемое в (6) приобретает вид

$$-F^{-1}[1/F\{S_n[x_2(t)]\}] * u_2^n(t) * u_2^n(-t + \tau). \quad (28)$$

Свертка второй и третьей функций в последней формуле имеет фазовый спектр, который линейно зависит от частоты и не зависит от ФЧХ ФК. Поскольку $x_2(t)$ выбирается вне зависимости от параметров ФК, то и все слагаемое (28) не зависит от ФЧХ ФК. При малых нелинейных искажениях сигналов приемником сигнал $S_n[h(t) * x_1(t)]$ (первое слагаемое в (6)) по форме близок к (28). Этот сигнал изображен на рисунке 14 кривой 4.

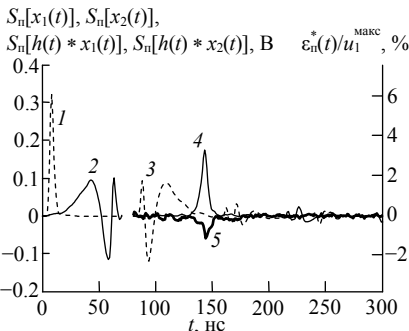


Рисунок 14 – Зарегистрированные исследуемым приемником сигналы ($S_n[x_2(t)]$ (кривая 1), $S_n[x_1(t)]$ (кривая 2), $S_n[h(t) * x_2(t)]$ (кривая 3), $S_n[h(t) * x_1(t)]$ (кривая 4) и характеристика нелинейности $\epsilon_n^*(t)$ (кривая 5)

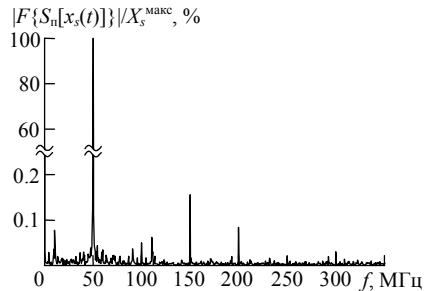


Рисунок 15 – Нормированный амплитудный спектр $|F\{S_n[x_s(t)]\}|/X_s^{\max}$, % зарегистрированного отклика исследуемого приемника на сигнал $x_s(t)$ генератора Tektronix AFG3101, включенного в режим генерации гармонического сигнала

Полученная характеристика нелинейности $\varepsilon_n^*(t)$ представлена на рисунке 14 кривой 5 (кривая нормирована относительно амплитуды $u_1^{\text{макс}}$ сигнала $S_n[h(t) * x_1(t)]$). Амплитуда $\varepsilon_n^*(t)$ составляет $(1.0 \pm 0.07)\%$ от амплитуды сигнала $S_n[h(t) * x_1(t)]$. Границы погрешности результата измерения амплитуды $\varepsilon_n^*(t)$ определены на основании десяти наблюдений при доверительной вероятности 0.95. Коэффициент гармоник, определенный для того же приемника при амплитуде гармонического тестового сигнала, равной амплитуде $x_2(t)$, составил 0.23% (нормированный к своему наибольшему значению $X_s^{\text{макс}}$ амплитудный спектр $|F\{S_n[x_s(t)]\}|$ отклика исследуемого приемника на сигнал $x_s(t)$ генератора Tektronix AFG3101, включенного в режим генерации гармонического сигнала, приведен на рисунке 15). Это вчетверо меньше, чем амплитуда $\varepsilon_n^*(t)$, притом что коэффициент гармоник отражает совокупную нелинейность генератора сигналов и приемника, а $\varepsilon_n^*(t)$ по (6) – только приемника.

Далее приведены экспериментальные исследования линий передачи, содержащих линейные и нелинейные неоднородности [3] (нелинейные свойства проявляют полупроводниковые элементы, а также дефекты линии передачи, представляющие собой МОМ-контакты). Одна из исследованных линий передачи представлена на рисунке 16. Выходной сигнал генератора подается на параллельно соединенные вход

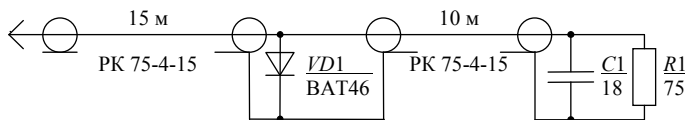


Рисунок 16 – Исследуемая линия передачи с линейной и нелинейной неоднородностями

приемника и вход исследуемой линии передачи с неоднородностями. В качестве тестового сигнала $x_1(t)$ используется видеоимпульс. Сигнал $x_2(t)$ получен преобразованием сигнала $x_1(t)$ при помощи цифрового ФК второго порядка. Формы зарегистрированных приемником сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ (т.е. сигналов $S_n[x_1(t)]$ и $S_n[x_2(t)]$) представлены на рисунке 17 (кривые 1 и 2 соответственно). Для получения характеристики нелинейности используется формула (4), в

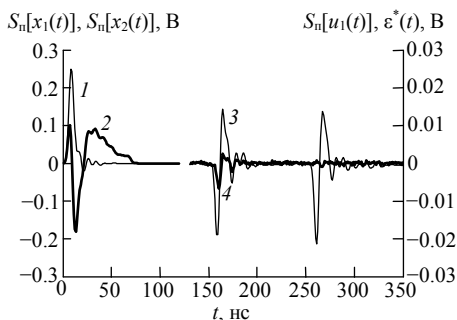


Рисунок 17 – Зарегистрированные приемником тестовые сигналы ($S_n[x_1(t)]$ (кривая 1), $S_n[x_2(t)]$ (кривая 2)), зарегистрированный отклик исследуемой линии передачи на сигнал $x_1(t)$ (сигнал $S_n[u_1(t)]$, кривая 3) и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ (кривая 4)

которой $S_x = S_u = S_n$. Кривая 3 представляет зарегистрированный приемником отклик $u_1(t)$ (т.е. сигнал $S_n[u_1(t)]$) исследуемой линии передачи на сигнал $x_1(t)$, а кривая 4 – характеристику нелинейности $\varepsilon^*(t)$. В отклике линии передачи вначале наблюдается отклик от нелинейной неоднородности (диод VD1), а затем от линейной (конденсатор C1).

Видно, что характеристика нелинейности имеет экстремум в окрестности отклика от нелинейной неоднородности. В остальной части отклика линии передачи существенного превышения характеристики нелинейности над уровнем шума не наблюдается.

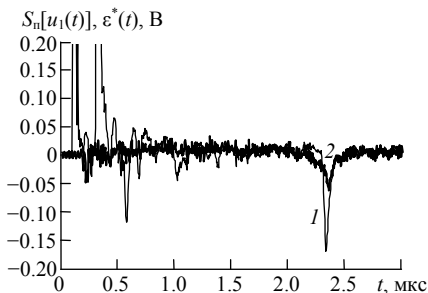


Рисунок 18 – Отклик (кривая 1) и характеристика нелинейности (кривая 2) MOM-контакта, размещенного в качестве короткого замыкания в конце линии передачи из кабеля ТРП-0.4 длиной 230 м

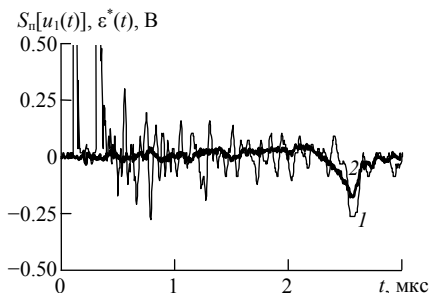


Рисунок 19 – Отклик (кривая 1) и характеристика нелинейности (кривая 2) диода Шотки ВАТ46, подключенного параллельно линии из свернутого в бухту кабеля ТРП-0.4 на расстоянии 230 м от точки подключения прибора Р4-И-01

Экстремум характеристики нелинейности локализован во времени, что обеспечивает возможность определения расстояния до нелинейной неоднородности. С применением существующих же приборов возможно либо определить положение неоднородности без выводов о ее нелинейности, либо определить наличие нелинейных неоднородностей в линии передачи в целом (прибор «Визир») без указания на их положение.

Другой нелинейный объект, который может встречаться в проводных линиях передачи, – MOM-контакт. На рисунке 18 показан пример обнаружения такого контакта [17] при помощи созданного по результатам настоящей работы прибора Р4-И-01. Исследовался контакт между стальной иглой и оксидированной стальной пластиной. Этот контакт был подключен в качестве короткого замыкания в конце отрезка кабеля ТРП-0.4 длиной 230 м. На рисунке 18 приведены отклик контакта (кривая 1) и его характеристика нелинейности (кривая 2). MOM-контакт легко обнаруживается как нелинейная неоднородность. Обнаружение некачественных контактов, проявляющих нелинейные свойства, предполагается реализовать в автоматизированной системе контроля информационных магистралей и их компонентов для систем управления и электропитания космических аппаратов (соответствующая ОКР выполняется в настоящее время в интересах ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (г. Железногорск)).

В диссертации показано, что обнаружение нелинейных объектов по характеристике нелинейности предпочтительно [17]. На рисунке 19 кривой 1 показан отклик линии передачи с распределенными деформациями (смотанный в бухту неэкранированный кабель ТРП-0.4), в которой на расстоянии 230 м от точки подключения прибора Р4-И-01 параллельно линии подключен диод Шотки ВАТ46. Амплитуда отклика диода приблизительно равна величине откликов от распределенных неоднородностей кабеля. Характеристика нелинейности этой цепи (рисунок 19, кривая 2), напротив, имеет выраженный экстремум, соответствующий отклику от диода.

Упомянутый прибор Р4-И-01 представлен на рисунке 20 [14–15, 34]. В создании прибора принимали участие А.Г. Лоцилов, А.А. Бомбизов, Т.Х. Бибикив,



Рисунок 20 – Векторный импульсный измеритель характеристик цепей P4-I-01

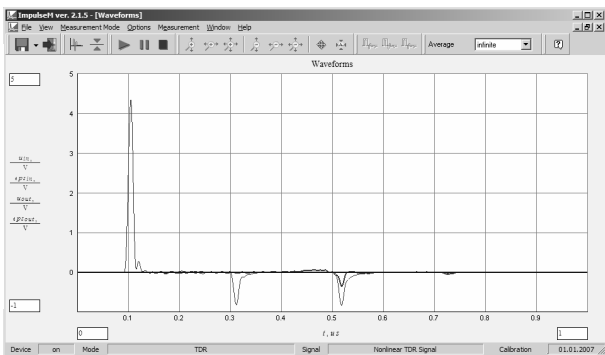


Рисунок 21 – Основное окно программы ИмпульсМ, обеспечивающей работу прибора P4-I-01. Тонкая кривая – отклик объекта, жирная – характеристика нелинейности

А.А. Ильин, А.О. Мисюнас. Прибор через интерфейс USB подключен к компьютеру и работает под управлением установленного на компьютере программного обеспечения ИмпульсМ (рисунок 21). Прибор включает генератор сигналов произвольной формы, обеспечивающий формирование тестовых сигналов, двухканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), регистрирующий реально полученные тестовые сигналы и отклики исследуемого объекта на них, линию задержки, позволяющую разделить падающую на объект и отраженную от объекта волны, цепь, обеспечивающую частотно-независимое входное сопротивление (50 Ом) при емкостном характере импеданса подключенного к ней АЦП. Налажено мелкосерийное производство прибора. Он продан нескольким заинтересованным организациям.

При поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «Старт» (государственный контракт № 6750р/9492 от 10 апреля 2009 г.) разрабатывалась усовершенствованная версия прибора. Дальнейшее развитие приборов, позволяющих исследовать нелинейность преобразования СШП-сигналов объектами, связано, в частности, с увеличением верхней граничной частоты до нескольких ГГц [7–8, 17]. Кроме того, часть работ направлена на создание специализированных реализаций основных узлов, позволяющих решать конкретные прикладные задачи с лучшим отношением цены и качества [23].

Далее рассматривается разработанный виртуальный нелинейный импульсный измеритель характеристик цепей [17, 28], позволяющий исследовать нелинейность преобразования СШП-сигналов устройствами уже на этапе их проектирования. Такой виртуальный измеритель позволяет также диагностировать качество используемых и вновь создаваемых нелинейных моделей элементов [9, 38] по точности представления этими моделями нелинейных искажений видеоимпульсных и других СШП-сигналов. Сущность такой диагностики сводится к сопоставлению результатов моделирования нелинейных искажений с результатами экспериментов. Виртуальный измеритель создан в виде библиотечного элемента для САПР AWRDE. Виртуальные приборы для измерений на проход (TDT_N) и рефлектометрических (TDR_N) выполнены отдельными (рисунок 22). Каждый прибор содержит две контрольные точки, одна из которых позволяет пользователю отобра-

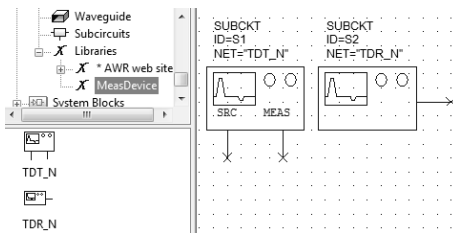


Рисунок 22 – Виртуальный нелинейный импульсный измеритель для измерений на проход (TDT_N) и рефлектометрических измерений (TDR_N)

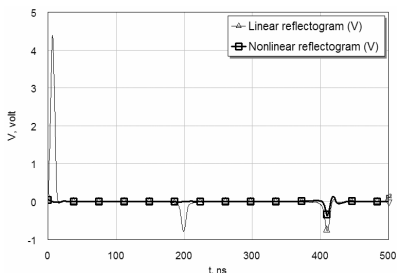


Рисунок 24 – Результаты тестирования цепи, представленной на рисунке 23, виртуальным нелинейным рефлектометром

линии передачи виртуальным нелинейным рефлектометром приведены на рисунке 24 (тонкая кривая – отклик цепи, жирная кривая – характеристика нелинейности). На рисунке 21 приведены отклик и характеристика нелинейности этой же цепи, измеренные прибором P4-И-01. Из сопоставления рисунков 21 и 24 следует, что результаты моделирования с использованием виртуального нелинейного измерителя хорошо согласуются с результатами экспериментов.

Представляется, что перспективным направлением является создание программных продуктов, интегрирующих виртуальные измерители и реальные приборы на базе единых методов измерения и интерфейса [40].

Созданные технические решения для фазовой обработки сигналов применимы не только при исследовании нелинейных искажений СШП-сигналов, но и в ряде других случаев. Примеры таких приложений фазовой обработки рассматриваются в **седьмом разделе**.

Отмечено, что X-секция подходит для использования в качестве неминимально-фазовой цепи при решении задачи согласования трехэлементной нагрузки в постановке, данной Фано (в частотном диапазоне от 0 до некоторой верхней граничной частоты). Действие этой цепи на коэффициент отражения от входа согласующего устройства должно сводиться к умножению коэффициента отражения на множитель, совпадающий с коэффициентом пропускания фазового корректора

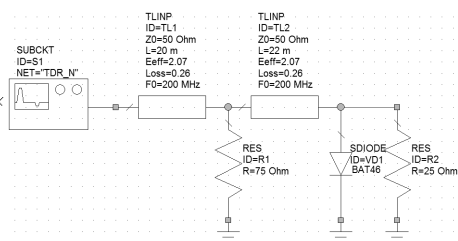


Рисунок 23 – Линия передачи TL2 с линейной (R1) и нелинейной (параллельно соединенные VD1 и R2) неоднородностями. Линия передачи TL1 моделирует линию задержки, встроенную в прибор P4-И-01

жать отклик объекта, а другая – характеристику нелинейности. Способ помещения приборов в исследуемую схему не отличается от такового для штатных измерительных приборов AWRDE (рисунок 22).

На рисунке 23 приведен фрагмент окна САПР AWRDE, в котором к линии передачи TL2 с линейной (R1) и нелинейной (параллельно соединенные VD1 и R2) неоднородностями подключен виртуальный нелинейный рефлектометр. Результаты тестирования этой

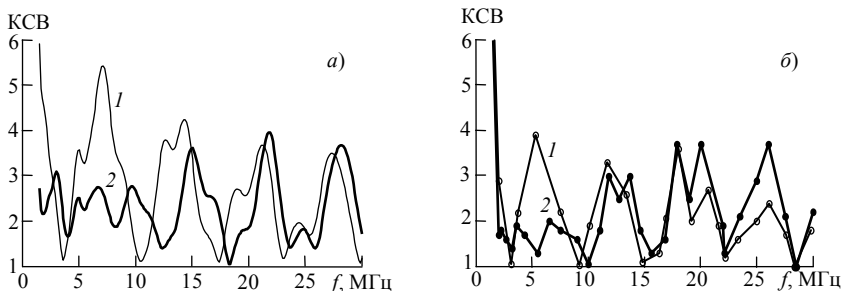


Рисунок 25 – Расчетный (а) и экспериментальный (б) КСВ антенны декаметрового диапазона (кривая 1 – без согласующей цепи, кривая 2 – с согласующей неминимально-фазовой цепью)

первого порядка. До настоящего момента ФК первого порядка были известны только на элементах с сосредоточенными параметрами. Требуемый коэффициент пропускания (соответствующий ФК первого порядка) имеет синтезированная в настоящей работе X -секция на основе нерегулярно включенных СЛ. Это создает возможность решения упомянутой задачи Фано в диапазонах ультравысоких и сверхвысоких частот без использования элементов с сосредоточенными параметрами.

Далее рассмотрен пример уменьшения локального рассогласования проводной антенны декаметрового диапазона с использованием неминимально-фазовой цепи [16, 33]. В выполнении экспериментальных исследований участвовали А.Г. Лошилов, А.П. Рыбин, В.В. Бабатьев. Данная работа проводилась в рамках НИР ГМНТЦ «Наука» (генеральный заказчик – войсковая часть 52686 Минобороны России). На рисунке 25, б приведен КСВ антенны (кривая 1).

В качестве прототипа согласующей цепи выбран ФК на элементах с сосредоточенными параметрами. Антенна и трансформатор, между которыми включается согласующая цепь, имеют симметричные вход и выход соответственно, поэтому использованы два одинаковых корректора. Целью оптимизации было уменьшение локального рассогласования в окрестности частоты 7 МГц при малом влиянии на качество согласования в остальной области частот. На рисунке 25 приведены результаты оптимизации. На рисунке 25, а приведен рассчитанный в программе 4NEC2 5.3.3 КСВ антенны без согласующей цепи (кривая 1). Кривая 2 на рисунке 25, а представляет КСВ антенны с неминимально-фазовой согласующей цепью. Видно существенное уменьшение КСВ в окрестности указанной частоты при незначительном влиянии на КСВ в остальном диапазоне частот. На рисунке 25, б приведены экспериментальные результаты. КСВ в области частот 2...11 МГц уменьшается с 3.9 до 2.0 при малом влиянии на КСВ в диапазоне 11...30 МГц. Совпадение с результатами расчетов можно охарактеризовать как хорошее.

Рассмотрено использование NX -секции для фазовой коррекции в устройствах приема и регистрации СШП-сигналов. В качестве примера на рисунке 26 приведена ФЧХ осциллографа Tektronix TDS6154 (кривая 1). Видно, что наклон ФЧХ на нижних частотах меньше, чем на верхних. Для корректирования такой ФЧХ необходим корректор с максимумом ГВЗ на нулевой частоте. Среди корректоров, выполненных без использования элементов с сосредоточенными параметрами, такими свойствами

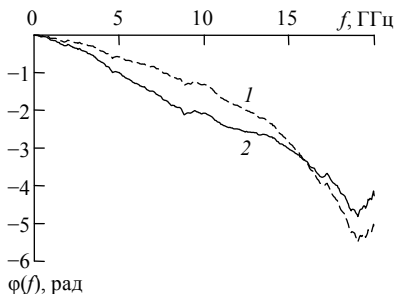


Рисунок 26 – ФЧХ осциллографа Tektronix TDS6154: кривая 1 – без коррекции, кривая 2 – с коррекцией посредством *МХ*-секции

В заключение приведен пример применения синтезированных ФК для корректирования ФЧХ фильтров типа «корень из приподнятого косинуса», использующихся в цифровых системах связи для ограничения частотного диапазона передаваемых импульсов таким образом, чтобы не возникла межсимвольная интерференция. Такие фильтры должны иметь равномерное ГВЗ. Это требование легко реализуется в цифровых фильтрах, однако для высокоскоростных систем передачи данных цифровая фильтрация передаваемых импульсов затруднительна либо неэффективна. Аналоговые же минимально-фазовые фильтры имеют неравномерное ГВЗ. На рисунке 27 (кривая 1) приведено ГВЗ минимально-фазового фильтра рассматриваемого типа (фильтр спроектирован Ф.И. Шеерманом). Видна существенная неравномерность ГВЗ. Для выравнивания такой частотной зависимости ГВЗ в состав корректора обязательно должна входить секция с максимумом ГВЗ на нулевой частоте. Для данного

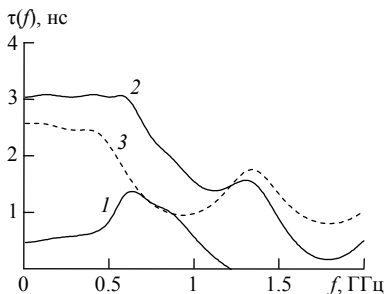


Рисунок 27 – ГВЗ фильтра ограничения полосы частот передаваемых импульсов: без ФК (кривая 1); с ФК, представленным на рисунке 28 (кривая 2). Кривая 3 – собственное ГВЗ ФК

обладают только синтезированные в диссертации *МХ*-секция и *МХ*-секция. В трактах с несимметричными соединениями между узлами целесообразно применять *МХ*-секцию. Кривая 2 на рисунке 26 представляет результат коррекции ФЧХ вышеупомянутого осциллографа при помощи *МХ*-секции. Видно уменьшение нелинейности ФЧХ. Эту же задачу можно решить посредством цифрового корректора, однако аналоговый корректор вносит меньшие нелинейные искажения сигналов.

примера удовлетворительная неравномерность ГВЗ была получена уже при использовании двух секций в составе ФК. На рисунке 28 приведен корректор, включающий *МХ*-секцию (отрезки *М1* и *М2*) и *С*-секцию (отрезок *М3*). ГВЗ фильтра с использованием ФК приведено на рисунке 27 (кривая 2). С использованием корректора неравномерность ГВЗ фильтра в диапазоне частот 0...0.6 ГГц уменьшилась с 0.86 нс до 0.045 нс. Кривая 3 иллюстрирует собственное ГВЗ корректора.

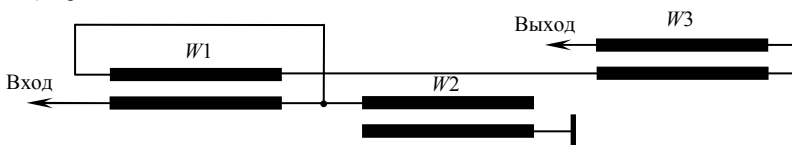


Рисунок 28 – Фазовый корректор с использованием *МХ*- и *С*-секции

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

Основные результаты работы сводятся к следующему.

Предложен метод исследования нелинейных искажений СШП-сигналов на фоне их сплошного спектра. Применение фазовой обработки при формировании тестовых сигналов обеспечивает лучшее отношение сигнал/шум для получаемой характеристики нелинейности, чем в случае, если тестовые сигналы отличались бы только амплитудой.

Выдвинут ряд предложений по уменьшению влияния нелинейных искажений сигналов генератором и приемником на результаты исследований. Предложен метод исследования нелинейных искажений, при котором допустимы нелинейные искажения тестовых сигналов генератором и возможно применение тестовых сигналов с наперед не заданной формой. Описан подход к исследованию нелинейности преобразования СШП-сигналов только приемником, при котором необходимым элементом измерительного тракта является линейный аналоговый фазовый корректор. Указан признак нелинейности преобразования сигналов объектом при наличии нелинейных искажений сигналов приемником.

Показана возможность использования предложенной характеристики нелинейности для коррекции нелинейных искажений СШП-сигналов. При этом не требуется заранее задавать соответствие характеристик корректора ни характеристикам устройства, вносящего искажения, ни параметрам корректируемого сигнала.

К средствам фазовой обработки сигналов, используемым в предложенном методе исследования нелинейных искажений СШП-сигналов, предъявлены (по крайней мере для некоторых случаев) требования малых собственных нелинейных искажений и технологичности при обработке сигналов длительностью 0.1...10 нс. Этим требованиям удовлетворяют аналоговые ФК без использования элементов с сосредоточенными параметрами. По результатам обзора установлено, что среди таких корректоров не известны цепи с максимумом ГВЗ на нулевой частоте, что существенно ограничивает возможности по формированию и обработке сигналов в рамках упомянутого метода.

Показано, что ФК без использования элементов с сосредоточенными параметрами с максимумом ГВЗ на нулевой частоте реализуемы. Такие корректоры синтезированы как для трактов с симметричными входами и выходами устройств (X -секция), так и с несимметричными (NX -секция). Показана возможность выполнять структурную оптимизацию ФК средствами параметрической (средства параметрической оптимизации на настоящий момент проработаны гораздо лучше, чем структурной). Получены характеристики синтезированных ФК (формулы для импульсных характеристик, ФЧХ и ГВЗ). Использована оригинальная методика получения ФЧХ, предусматривающая отыскание вначале характеристики ГВЗ, а затем ФЧХ посредством интегрирования характеристики ГВЗ.

На функционирование аналоговых ФК влияет согласование с импедансами источника сигнала и нагрузки. Показано, что рассогласование для ФК является допустимым, но только по одной из пар полюсов (входу или выходу). В связи с этим рассмотрены вопросы согласования импедансов в СШП-системах. Показано, что уменьшение локального рассогласования импедансов в окрестности заданной час-

тоты без существенного ухудшения согласования в остальной области частот обеспечивается цепями второго порядка только неминимально-фазового типа. Установлено, что такие цепи уменьшают и общую мощность сигнала, которая отражается от нагрузки во всем рассматриваемом диапазоне частот, в то время как известная согласующая цепь в виде трансформатора даже увеличивает общую отраженную от нагрузки мощность. Отмечено, что хорошим начальным приближением при синтезе неминимально-фазовых согласующих цепей является ФК. Показано, что для уменьшения локального рассогласования импедансов предпочтительны цепи, имеющие максимум ГВЗ на нулевой частоте (такие цепи без использования элементов с сосредоточенными параметрами синтезированы в третьем разделе настоящей работы). Эффективность использования неминимально-фазовых согласующих цепей показана на практическом примере сверхширокополосной антенны декаметрового диапазона длин волн.

Предложенный метод исследования нелинейных искажений СШП-сигналов реализован в векторном импульсном измерителе характеристик цепей Р4-И-01. Разработана экспериментальная установка, позволяющая исследовать собственные нелинейные искажения СШП-сигналов устройствами их приема и регистрации. Создан виртуальный нелинейный импульсный измеритель характеристик цепей, позволяющий анализировать нелинейность преобразования СШП-сигналов устройствами на этапе их проектирования в САПР, а также диагностировать качество используемых и вновь создаваемых нелинейных моделей элементов.

В проведенных экспериментальных исследованиях преобразования сигналов различными объектами и устройствами отмечено, что нелинейность преобразования СШП-сигналов в несколько раз превышала нелинейность преобразования одно- и двухчастотного сигнала при сходной интерпретации соответствующих характеристик нелинейности.

Продемонстрировано, что при наличии в исследуемом объекте нескольких неоднородностей использование предложенной характеристики нелинейности позволяет локализовать нелинейные неоднородности.

Сказанное позволяет утверждать, что в работе решена научная проблема исследования нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов на фоне их сплошного спектра.

СПИСОК ОСНОВНЫХ ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в журналах из перечня ВАК

1. Семенов Э.В., Семенов А.В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52, № 4. – С. 480–485.
2. Семенов Э.В. Исследование нелинейности преобразования детерминированных сверхширокополосных сигналов путем линейного комбинирования откликов объекта на линейно зависимые тестовые сигналы // Изв. Томск. политехн. ун-та. – 2004. – Т. 307, № 4. – С. 18–21.

3. Семенов Э.В. Нелинейная рефлектометрия с применением видеоимпульсных тестовых сигналов // Изв. Томск. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 307, № 3. – С. 153–155.

4. Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Широкополосные корректоры группового времени запаздывания на основе спиралеобразных связанных линий // Радиотехника. – 1998. – № 2. – С. 50–53.

5. Семенов Э.В., Маничкин А.Н., Малютин Н.Д. Особенности импульсных последовательностей, формируемых фазовыми фильтрами на основе C -секций с периодической характеристикой группового времени запаздывания // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 27–30.

6. Павлов А.В., Семенов Э.В. Выбор окна стробирования при исследовании нелинейности преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектра // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – Вып. 4. – С. 26–31.

7. Лощилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Экспериментальная установка для исследования характеристик нелинейности СВЧ-цепей в режиме сверхширокополосного импульсного воздействия // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2, Ч. 1. – С. 161–165.

8. Лощилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Мисюнас А.О., Ильин А.А. Разработка устройств обработки сверхширокополосных импульсных сигналов для исследования нелинейных свойств объектов методом нелинейной рефлектометрии // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2, Ч. 1. – С. 166–170.

9. Семенов Э.В., Бибииков Т.Х., Малютин Н.Д., Павлов А.П. Моделирование нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов полупроводниковым диодом // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2, Ч. 1. – С. 171–174.

10. Малютин Н.Д., Лощилов А.Г., Семенов Э.В. Квази-Т волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4. – С. 42–49.

11. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н. Синтез полосковых устройств для аналоговой обработки сверхширокополосных сигналов // Изв. вузов. Электроника. – 1998. – № 3. – С. 95–102.

12. Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Маничкин А.Н. Фазовое звено с характеристиками функционального антипода C -секции // Радиотехника. – 2001. – № 5. – С. 32–35.

13. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н., Маничкин А.Н., Мелехин А.Б. Синтез широкополосных фазовых фильтров ВЧ и СВЧ на связанных линиях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 1998. – Вып. 2. – С. 107–120.

14. Бомбизов А.А., Ладур А.А., Лощилов А.Г., Малютин Н.Д., Мисюнас А.О., Семенов Э.В., Фатеев А.В., Усубалиев Н.А. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.

15. Лощилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Цифровой измерительный комплекс для измерения частотных и импульсных характеристик четырехполосников // Изв. Томск. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 309, № 8. – С. 37–41.

Монография, глава в книге, статья в сборнике

16. Семёнов Э.В. Фазовая обработка в задачах формирования, передачи и исследования искажений сверхширокополосных сигналов. – Томск : Изд-во Томск. ун-та, 2007. – 122 с.

17. Semyonov E., Loschilov A. Measurements of the Nonlinearity of the Ultra Wideband Signals Transformation // Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture and Implementation / edited by M. Matin. – Rijeka, Croatia : In-Tech, 2011. – P. 3–16. – ISBN 978-953-307-461-0.

18. Семенов Э.В., Милешина Ю.Е. Передаточные свойства корректоров формы сверхширокополосного сигнала в отсутствие согласования с импедансом источника и нагрузки // Методы и устройства передачи и обработки информации : Межвуз. сб. науч. тр. Вып. 4 / под ред. В. В. Ромашова, В. В. Булкина. – СПб. : Гидрометеиздат, 2004. – С. 102–109.

Патенты, свидетельство

19. Пат. 2263929 Российская федерация, МПК⁷ G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом / Семенов Э.В.; заявитель и патентообладатель Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – № 2004110640/09; заявл. 07.04.04; опубл. 10.11.05, Бюл. № 31 (III ч.). – С. 595.

20. Пат. на полезную модель 66613 Российская Федерация, МПК H 01 Q 9/44. Широкополосная антенная система для работы в декаметровом диапазоне / Малютин Н.Д., Газизов Т.Т., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р., Лошилов А.Г., Семенов Э.В., Рыбин А.П.; заявители и патентообладатели Малютин Н.Д., Газизов Т.Т., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р., Лошилов А.Г., Семенов Э.В., Рыбин А.П. – № 2007114313/22; заявл. 16.04.07; опубл. 10.09.07, Бюл. № 25.

21. Пат. 2227921 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 23/16, G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейных свойств объекта / Семенов Э.В.; заявитель и патентообладатель Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – № 2002123629/09; заявл. 04.09.02; опубл. 27.04.04, Бюл. № 12 (III ч.). – С. 542.

22. Свидетельство на полезную модель 7248 Российская Федерация, МПК⁶ H 01 P 9/00. Корректор группового времени запаздывания / Семенов Э.В., Малютин Н.Д.; обладатель свидетельства Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – № 97111492/20; заявл. 10.07.97; опубл. 16.07.98, Бюл. № 7.

23. Пат. на полезную модель 106385 Российская Федерация, МПК G 01 R 29/00. Генератор тестовых сигналов для исследования нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов объектом / Семенов Э.В., Лошилов А.Г.; заявитель и патентообладатель Государственное образоват. учреждение высш. проф. образования Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – № 2011107889/28; заявл. 01.03.11; опубл. 10.07.11, Бюл. № 19.

Материалы конференций и симпозиумов

24. Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Лошилов А.Г. Программно-аппаратный комплекс для исследования нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов сверхширокополосными приемниками // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных РЭС : материалы II науч.-техн. конф. Омск, 15–17 октября 2008 г. / Центральное конструкторское бюро автоматики. – Омск, 2008. – С. 174–177.

25. Семенов Э.В. Сопоставление методов сверхширокополосной нелинейной локации, использующих один и несколько зондирующих импульсов // Радиолокационное исследование природных сред : тр. XXIII Всерос. симп. Санкт-Петербург, 19–21 апреля 2005 г. / НИЦ-2 4 ЦНИИ МО РФ. – СПб., 2005. – Вып. 5. – С. 305–310.

26. Semyonov E.V. Noise Shaping for Measuring Digital Sinusoidal Signal with Low Total Harmonic Distortion // AES 112th Convention : convention paper 5621. Munich, Germany, 10–13 May 2002. – 2002. – 2 p.

27. Lipshitz S.P., Vanderkooy J., Semyonov E.V. Noise Shaping in Digital Test-Signal Generation // AES 113th Convention : convention paper 5664. Los Angeles, California, USA, 5–8 October 2002. – 2002. – 10 p.

28. Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г. Виртуальный нелинейный импульсный измеритель характеристик цепей для САПР Microwave Office // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2009) : материалы 19 Международ. конф. Севастополь, Украина, 14–18 сентября 2009 г. – Севастополь : Вебер, 2009. – Т. 1. – С. 103–104.

29. Семенов Э.В. Синтез сверхширокополосных тестовых сигналов для обнаружения нелинейного преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектральной плотности мощности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике : сб. докл. Всерос. науч. конф. Муром, 1–3 июля 2003 г. – Муром : Изд.-полиграф. центр МИ ВлГУ, 2003. – С. 99–103.

30. Малютин Н.Д., Серебренников Л.Я., Гошин Г.Г., Рыбин А.П., Лоцилов А.Г., Газизов Т.Р., Газизов Т.Т., Мелкозеров А.О., Семенов Э.В., Семенов А.В., Перевалов Н.Я., Федоров А.Е. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи // Электронные средства и системы управления : материалы Международ. науч.-практ. конф. Томск, 6–8 октября, 2004. – Томск : Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.

31. Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г., Семенов Э.В. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на нерегулярных связанных линиях // Электронные средства и системы управления : докл. Международ. науч.-практ. конф. Томск, 12–14 октября 2005 г. – Томск : Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 1. – С. 125–129.

32. Семенов Э.В. Исследование неоднородностей в линии передачи с применением импульсных сигналов с нулем спектра // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития : докл. Международ. науч.-практ. конф. Томск, 31 октября – 3 ноября 2007 г. – Томск : В-Спектр, 2007. – Ч. 1. – С. 77–80.

33. Семенов Э.В. Уменьшение локального рассогласования импеданса сверхширокополосной антенны диапазона 1.5...30 МГц при помощи неминимально-фазового фильтра // Радиолокационное исследование природных сред : тр. XXIII Всерос. симп. Санкт-Петербург, 19–21 апреля 2005 г. / НИЦ-2 4 ЦНИИ МО РФ. – СПб., 2005. – Вып. 5. – С. 311–317.

34. Лоцилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Бомбизов А.А., Павлов А.П., Бибииков Т.Х., Ильин А.А., Губков А.А., Малютина А.Н. Средства измерения характеристик нелинейности радиотехнических цепей при широкополосном импульсном воздействии // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

(КрыМиКо '2009) : материалы 19 Международ. конф. Севастополь, Украина, 14–18 сентября 2009 г. – Севастополь : Вебер, 2009. – Т. 2. – С. 754–755.

35. Семенов Э.В. Синтез устройств обработки широкополосных сигналов на СВЧ с минимальными потерями энергии на основе связанных линий // Международ. симп. «Распространение радиоволн в городе» (URPS'97), Второй Международ. симп. «Конверсия науки – международному сотрудничеству» (СИБКОНВЕРС'97) : тр. симп. Томск, 2–4 сентября 1997 г. / Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – Томск, 1997. – С. 143–149.

36. Маничкин А.Н., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Импульсные характеристики фазовых фильтров на основе С-секций // Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления : материалы Всерос. науч.-практ. конф., посвященной 40-летию Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2–4 октября 2002 г. – Томск : ТУСУР, 2002. – Т. 1 – С. 115–117.

37. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Маничкин А.Н. Полосковые устройства коррекции фазовых характеристик ВЧ и СВЧ трактов (фазовые фильтры) // Авионика-2003 : сб. тр. 2 Всерос. науч.-техн. конф. по проблемам создания перспективной авионики. Томск, 15–17 апреля 2003 г. – Томск : ТУСУР, 2003. – С. 236–238.

38. Семенов Э.В., Бибиков Т.Х., Малютин Н.Д. Диагностика качества нелинейных моделей при видеоимпульсных воздействиях // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2010) : материалы 20 Международ. конф. Севастополь, Украина, 13–17 сентября 2010 г. – Севастополь : Вебер, 2010. – Т. 1. – С. 212–213.

39. Семенов Э.В. Метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик сверхкоротким импульсом // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2011) : материалы 21 Международ. конф. Севастополь, Украина, 12–16 сентября 2011 г. – Севастополь : Вебер, 2011. – Т. 2. – С. 873–874.

40. Бибиков Т.Х., Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Сунцов С.Б. Программный продукт для Microwave Office, интегрирующий реальные и виртуальные средства измерения на базе единых методов измерения и интерфейса // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2011) : материалы 21 Международ. конф. Севастополь, Украина, 12-16 сентября 2011 г. – Севастополь : Вебер, 2011. – Т. 1 – С. 205–206.

41. Маничкин А.Н., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Фазовые фильтры на основе Х-секции // Актуальные проблемы электронного приборостроения : тр. V Международ. конф. Новосибирск, 26–29 сентября 2000 г. – Новосибирск : НГТУ, 2000. – Т. 4. – С. 222–224.

42. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н., Маничкин А.Н., Мелехин А.Б., Росолов Ю.И. Новые типы фазовых звеньев и корректоров группового времени запаздывания на основе связанных линий для ВЧ и СВЧ диапазонов // Актуальные проблемы электронного приборостроения : тр. IV Международ. конф. Новосибирск, 23–26 сентября 1998 г. – Новосибирск : НГТУ, 1998. – Т. 10. – С. 127–130.