

26-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

4—10 сентября 2016 г.
Севастополь, Крым, Россия

Том 9
7. СВЧ-измерения

Москва • Минск • Севастополь
2016

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 16-07-20068
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет, Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского, Физико-технический институт (Симферополь)
Крымская астрофизическая обсерватория, Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
НПФ «Микран» (Томск)
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
AWR — National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)
Keysight Technologies (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter
IEEE, Moscow AP Chapter
Медиагруппа «Электроника»

С255 26-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. — ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13).

Т. 9 : V, 232 [1900—2131] с. : ил. — ISBN 978-966-335-427-9.

В 9-й том включены материалы 34-х докладов, которые были представлены на заседаниях секций по направлению 7. СВЧ-измерения.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13)
ISBN 978-966-335-427-9 (т. 9)

© Оргкомитет КрыМиКо'2016
© КНТЦ им. Попова, 2016

Том 9

СЕКЦИЯ 7/1: ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ, СИГНАЛОВ И АНТЕНН

7.1 ПРИМЕНЕНИЕ СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ
Савин А. А. 1900

7.2 АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СТЕНД ДЛЯ ВХОДНОГО КОНТРОЛЯ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ СВЧ
Филатов В. А., Щукин А. В., Бобкович П. И. 1907

7.3 ДВУХЗОНДОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НА СВЧ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КВАДРАТУРНОЙ ОБРАБОТКИ
Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Овчаров П. П., Таран С. Н. 1913

7.4 КАЛИБРОВКА СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦЕПЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТРАНСВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА
Назаров М. А., Семенов Э. В. 1920

7.5 ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ «ОБЗОР TR1300/1» ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН
Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А. 1927

7.6 АВТОМАТИЗАЦИЯ НАСТРОЙКИ ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В РАСКРЫВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Ненов И. А., Рогозин А. А., Литун В. И., Голубцов М. Е. 1934

7.7р ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПОЛОСОВЫХ СИГНАЛОВ ВНУТРИ ПОЛОСЫ СПЛОШНОГО СПЕКТРА
Семенов Э. В. 1941

7.8р МЕТОД ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА И СРАВНЕНИЯ КАЛИБРОВОЧНЫХ И ВЕРИФИКАЦИОНЫХ ЛИНИЙ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ
Савин А. А. 1948

7.9р МЕТОДЫ ТЕСТИРОВАНИЯ И АЛГОРИТМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТ
Савин А. А. 1955

7.10р МЕТОД ОЦЕНКИ ВИДА МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПРИЕМЕ СВЧ-РАДИОСИГНАЛОВ
Захарченко В. Д. 1962

7.11р ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ВХОДНОГО КОНТРОЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ МИКРОСХЕМ
Щукин А. В., Бобкович П. И. 1969

7.12р О ПРОБЛЕМЕ ВЗАИМНОСТИ ОПОРНОГО СМЕСИТЕЛЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ
Фролов Д. Р., Бабенко А. А., Коротков К. С., Левченко А. С. 1976

7.13р СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ СВЧ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ
Трушкин А. Н. 1983

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

7.14р РАСЧЕТ ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА В ПРОИЗВОЛЬНЫХ ВРЕМЕННЫХ КООРДИНАТАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛИНЕЙНОЙ АППРОКСИМАЦИИ
Поляков С. О., Калмыков Ан. А. 1990

7.15р ГРАДУИРОВКА АФАР МЕТОДОМ СКАНИРОВАНИЯ НУЛЕМ
Бирюк А. А., Вацков П. Ю., Кузьмин И. А., Максимовская А. И., Мелёшин Ю. М. 1997

7.16р СВЧ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ СИГНАЛОВ РЕЗОНАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЧАСТИЧНО ПРОЗРАЧНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ
Думчев В. А., Зотов А. В., Жданов Б. В., Войтович Н. И. 2004

7.17р ПРИМЕНЕНИЕ АКСЕЛЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ УГЛОВ ПОВОРОТА АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ РЛС
Дорофеев Н. В., Кузичкин О. Р., Быков А. А., Греченева А. В. 2011

7.18р УЧЕТ НЕКВАДРАТИЧНОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ
Афонин Ф. И., Овчаров П. П., Саламатин В. В. 2018

СЕКЦИЯ 7/2: ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

7.19 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАНОМЕТРОВЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК В СЛОИСТЫХ СТРУКТУРАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВОЛНОВОДНО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА
Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Латышева Е. В., Феклистов В. Б. 2023

7.20 ФОРМИРОВАНИЕ ТЕСТОВЫХ ВОКАЛИЗИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ОСТАТОЧНЫХ ЭХО-СИГНАЛОВ УСТРОЙСТВ ЭРА-ГЛОНАСС
Проценко М. Б., Громоздин В. В., Лукьянчиков А. В. 2030

7.21 КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ И ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ДЛЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ЛАБОРАТОРНЫХ ПРАКТИКУМОВ
Губский Д. С., Земляков В. В., Клещенков А. Б., Крутиев С. В., Мамай И. В. 2037

7.22 АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЗОНЫ ОПРОСА RFID СИСТЕМЫ
Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Щекатурин А. А. 2044

7.23 ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ RFID RTLS СИСТЕМ
Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А. 2051

7.24 АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ СЕРИЙНО ВЫПУСКАЕМЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ
Кисель Н. Н., Грищенко С. Г., Дерачиц Д. С. 2056

7.25 РАЗРАБОТКА SiGe СВЧ МИС ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА И ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО СТЕНДА ДЛЯ ТЕСТОВЫХ ИСПЫТАНИЙ
Добуш И. М., Шеерман Ф. И., Сальников А. С., Калентьев А. А., Гарайс Д. В., Горяинов А. Е., Собянин Р. К., Бабак Л. И. 2063

7.26р ИЗМЕРИТЕЛЬ РАЗНОСТИ ФАЗ И ОТНОШЕНИЯ УРОВНЕЙ НА ОСНОВЕ AD8302 С УПРАВЛЕНИЕМ ИЗ LabVIEW
Бабенко А. А., Моисейкин Е. В., Фролов Д. Р. 2069

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

7.27p ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ В ПОЛОСКОВОМ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ И НЕКВАДРАТИЧНОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ НА ПОГРЕШНОСТЬ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ
Бердышев С. Н., Саламатин В. В. ……..2075

7.28p ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПО ДИСТАНЦИОННЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ
Суханов Д. Я., Завьялова К. В. ……...2082

7.29p РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК ДЛЯ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ 3-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Алексеев Е. В., Анишин М. Н., Газитов С. Р., Жук Г. Г., Тарасов С. Е., Убайчин А. В., Уткин Б. В., Филатов А. В. …….. 2089

7.30p ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ ВБЛИЗИ СВОБОДНОЙ СТОРОНЫ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ
Зайцев Б. Д., Шихабудинов А. М., Теплых А. А., Бородина И. А. ……...2097

7.31p ОБНАРУЖЕНИЕ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ВЕЩЕСТВ МЕТОДАМИ ТГц НЕСТАЦИОНАРНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ
Вакс В. Л., Анфертьев В. А., Домрачева Е. Г., Приползин С. И., Черняева М. Б., Яблоков А. А., Лукьяненко И. А., Шейков Ю. В. ……2104

7.32p К ПОСТРОЕНИЮ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ ТРЕХМЕРНОГО РАДИОВИДЕНИЯ
Добряк В. А., Калмыков Ал. А., Калмыков Ан. А., Куриленко А. С. ……... 2111

7.33p ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ MIMO-СИСТЕМ РАДИОВИДЕНИЯ
Борисов А. В., Калмыков А. А. ……2118

7.34p ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО МЕТОДА РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА В MIMO-СИСТЕМАХ РАДИОВИДЕНИЯ
Борисов А. В., Поздняков Е. С. …….. 2125

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

A Using of Unscented Transformation for Vector Network Analyzer Error Calculation

Aleksandr A. Savin
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
savin@tusur.ru

Abstract: *In this work an algorithm of the unscented transformation in the problem of determining the accuracy of S-parameters measurements for one-port and two-port devices by using a vector network analyzer is considered. Initial data for calculation are the statistical characteristics of the calibration kit parameters errors. The modeling is performed and the main results of the calculations are presented. The main advantages of the method based on sigma-point transformation are the veracity of the results and the short time of calculation.*

Keywords: *unscented transformation, vector network analyzer, S-parameters, calibration, Monte-Carlo simulation.*

Применение сигма-точечного преобразования для расчета погрешности измерений векторного анализатора цепей

Савин А.А.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
savin@tusur.ru

Аннотация: *В работе рассмотрен алгоритм сигма-точечного преобразования в задаче определения погрешности измерений S-параметров одно- и двухпортовых устройств при помощи векторного анализатора цепей. Исходными данными для расчетов являются статистические характеристики погрешностей задания параметров калибровочных мер. Проведено моделирование и представлены базовые результаты расчетов. Главными достоинствами метода на основе сигма-точечного преобразование являются достоверность результатов и малое время расчета.*

Ключевые слова: сигма-точечное преобразование, векторный анализатор цепей, S-параметры, калибровка, метод Монте-Карло.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Основными источниками погрешности измерений современных автоматических векторных анализаторов цепей СВЧ (ВАЦ) являются: неточности определения опорной плоскости и импеданса системы. Опорная плоскость измерений и импеданс измерительной системы задаются калибровочным набором. Существуют различные калибровочные наборы и методы калибровки [1]. Не существует идеальной калибровки, поэтому любой калиброванный ВАЦ характеризуют эффективными (действующими после калибровки) параметрами для каждого измерительного порта. Можно выделить две группы эффективных параметров: параметры низкого уровня (направленность и рассогласование) и параметры высокого уровня (трекинги отражения и передачи). Основная причина появления параметров низкого уровня – неточное определение импеданса системы, параметров высокого уровня – неточное задание опорной плоскости.

Часто при анализе метрологии ВАЦ пользуются максимальными значениями погрешности. В работе [2] впервые показаны преимущества применения аппарата ковариационных матриц в рассматриваемой задаче при использовании метода линеаризации. Существует другой (численный) способ расчета ковариационных матриц при преобразованиях случайных величин – сигма-точечное преобразование. Преимущества данного метода показаны в работах [3, 4] для нескольких важных задач (измерение мощности и измерение *Z*-параметров). В данной работе на основе сигма-точечного преобразования рассмотрен способ пересчета неопределенности параметров калибровочных мер в эффективные параметры прибора.

2. Алгоритм сигма-точечного преобразования

Рассмотрим алгоритм сигма-точечного преобразования. В зарубежной литературе используют название «unscented transformation», что в дословном переводе означает «преобразование «без недостатков». Применение в названии «сигма-точечное» подчеркивает суть преобразования. Итак, ставится задача определения статистических характеристик (среднего значения и ковариационной матрицы) вектора $\mathbf{z}$, который связан с вектором $\mathbf{x}$ некоторым преобразованием:

$$\mathbf{z} = \mathbf{h}[\mathbf{x}], \tag{1}$$

где $\mathbf{h}$ – известная вектор-функция. Среднее значение $\mathbf{m}_x$ и ковариационная матрица $\mathbf{V}_x$ вектора $\mathbf{x}$ полагаются известными.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Идея метода [5] предполагает на первом шаге расчет набора сигма-точек в пространстве вектора **x** по формулам:

$$\mathbf{x}_0 = \mathbf{m}_\mathbf{x}; \tag{2}$$

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{m}_\mathbf{x} \pm \gamma \cdot (\sqrt{\mathbf{V}_\mathbf{x}})_i, \tag{3}$$

где в (3) знак «+» следует принять для i=1…$n_\mathbf{x}$ и знак «–» для i=$n_\mathbf{x}$+1…2$n_\mathbf{x}$; $(\sqrt{\mathbf{V}_\mathbf{x}})_i$ – i-й столбец матрицы $\sqrt{\mathbf{V}_\mathbf{x}}$ – корня квадратного из матрицы $\mathbf{V}_\mathbf{x}$, полученного при помощи преобразования Холецкого. Общее число точек составляет (2$n_\mathbf{x}$+1), $n_\mathbf{x}$ – размерность вектора **x**. На следующем этапе для всех сигма-точек в пространстве вектора **x** выполняется пересчет сигма точек в пространство вектора **z**:

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{h}[\mathbf{x}_i]. \tag{4}$$

Тогда среднее значение и ковариационная матрица могут быть вычислены при помощи соотношений:

$$\mathbf{m}_\mathbf{z} = \sum_{i=0}^{2n_\mathbf{x}} W_m^{(i)} \cdot \mathbf{z}_i; \tag{5}$$

$$\mathbf{V}_\mathbf{z} = \sum_{i=0}^{2n_\mathbf{x}} W_c^{(i)} \cdot [\mathbf{z}_i - \mathbf{m}_\mathbf{z}] \cdot [\mathbf{z}_i - \mathbf{m}_\mathbf{z}]^\mathrm{T}. \tag{6}$$

Выбор значений коэффициентов γ, W_m и W_c рассмотрен в работе [6], посвященной масштабированному сигма-точечному преобразованию. На рис. 1 схематично показаны все процедуры при выполнении преобразования (диаграмма расчета).

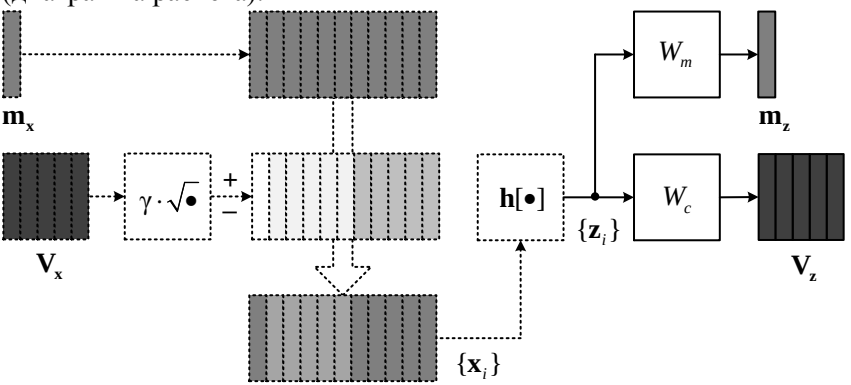


Рис. 1. Схема проведения расчетов при помощи сигма-точечного преобразования.

Fig. 1. The calculation scheme by using the unscented transformation

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Отметим одну особенность, связанную с реализацией алгоритма сигма-точечного преобразования (2) – (6) для комплексных переменных. Векторы, участвующие в преобразовании, должны отдельно содержать действительные и мнимые части переменных. В результате все операции будут проводиться с действительными векторами, а оператор **h** должен дополнительно обеспечивать формирование комплексных переменных. Либо можно воспользоваться [7] и проводить расчеты с расширенными комплексными векторами:

$$\mathbf{x}_a = [\mathbf{x}^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{x}^{\dagger}]^{\mathrm{T}};\ \mathbf{z}_a = [\mathbf{z}^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{z}^{\dagger}]^{\mathrm{T}}, \tag{7}$$

где знак T – оператор транспонирования; знак † определяет оператор эрмитова сопряжения. В этих случаях ковариационные матрицы будут содержать полную информацию о дисперсии комплексного вектора.

3. Результаты моделирования

Исходными данными для моделирования являются статистические характеристики погрешностей задания параметров калибровочных мер и статистические параметры искажающих адаптеров портов прибора. При определенных настройках ВАЦ уровень флуктуационной составляющей погрешности может быть незначительным и им можно пренебречь.

Однопортовая калибровка ВАЦ, как правило, выполняется при помощи трех мер: короткое замыкание (коэффициент отражения *S*), холостой ход (*O*) и согласованная нагрузка (*L*). Искажающий адаптер порта ВАЦ содержит три компоненты: направленность *D*, рассогласование *M* и трекинг отражения *R*. Таким образом, исходный комплексный вектор **x** содержит шесть координат. Распишем комплексный вектор **x** отдельно для действительной и мнимой частей:

$$\mathbf{x}_a = [S_{\mathrm{Re}}\ S_{\mathrm{Im}}\ O_{\mathrm{Re}}\ O_{\mathrm{Im}}\ L_{\mathrm{Re}}\ L_{\mathrm{Im}}\ D_{\mathrm{Re}}\ D_{\mathrm{Im}}\ M_{\mathrm{Re}}\ M_{\mathrm{Im}}\ R_{\mathrm{Re}}\ R_{\mathrm{Im}}]^{\mathrm{T}}, \tag{8}$$

где Re и Im – обозначения действительной и мнимой частей, соответственно. Среднее значение вектора $\mathbf{x}_a$ равно:

$$\mathbf{x}_a = [-1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0]^{\mathrm{T}}. \tag{9}$$

Среднее значение параметров низкого уровня и коэффициента отражения меры согласованной нагрузки равно 0. Среднее значение коэффициента отражения меры короткого замыкания -1. Среднее значения коэффициента отражения меры холостого хода и параметра высокого уровня 1. Ковариационная матрица диагональная с элементами:

$$\mathbf{V}_{\mathbf{x}} = \mathrm{diag}([4\ 4\ 4\ 4\ 0{,}5\ 0{,}5\ 10^4\ 10^4\ 10^4\ 10^4\ 25\cdot10^4\ 25\cdot10^4]\cdot10^{-6}). \tag{10}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Использованы типовые значения неопределенности мер для калибровочных наборов и некалиброванных параметров искажающих адаптеров в современных ВАЦ (максимальная погрешность -50 дБ для меры согласованная нагрузка и 0,5 градуса для мер холостого хода и короткого замыкания). Вектор **z** содержит следующие компоненты:

$$\mathbf{z}_a = [(D\text{-}\hat{D})_{\mathrm{Re}}\ (D\text{-}\hat{D})_{\mathrm{Im}}\ (M\text{-}\hat{M})_{\mathrm{Re}}\ (M\text{-}\hat{M})_{\mathrm{Im}}\ (R\text{-}\hat{R})_{\mathrm{Re}}\ (R\text{-}\hat{R})_{\mathrm{Im}}]^{\mathrm{T}}, \quad (11)$$

где D, M и R – координаты вектора **x**; $\hat{D}$, $\hat{M}$ и $\hat{R}$ – оценки направленности, рассогласования и трекинга отражения, которые могут быть получены в результате калибровки на меры (S, O и L), параметры которых заданы с неопределенностью, описанной в матрице $\mathbf{V_x}$ (10). Элементы ковариационной матрицы $\mathbf{V_z}$ определяют дисперсии погрешностей оценок параметров искажающих адаптеров ВАЦ (фактически, уровень эффективных параметров) и корреляцию между ними. В табл. 1 проведены результаты расчетов при помощи сигма-точечного преобразования, при помощи моделирования методом Монте-Карло при усреднении по 10^4 реализациям и при помощи приближенных аналитических выражений, приведенных в [8]. Время расчета методом сигма-точечного преобразования составляет 0,025 с; методом Монте-Карло – 2,5 с.

Табл. 1. Среднеквадратические погрешности оценок параметров ВАЦ.

Table 1. Root-mean-square errors of the VNA parameters estimates

Эффективный параметр	Метод расчета		
	Сигма-точечное преобр.	Монте-Карло	Аналитический
Направленность, дБ	-50,46	-48,75	-50,46
Рассогласование, дБ	-43,27	-43,21	-44,84
Трекинг отражения, дБ	0,053	0,065	0,076

Традиционная двухпортовая калибровка предполагает выполнение двух однопортовых калибровок и калибровку на проход при подключении портов друг к другу. Однопортовые калибровки выполняются независимо и свойства эффективных параметров каждого порта соответствуют рассчитанным ранее. Эффективные параметры, возникающие при выполнении калибровки на проход, могут быть рассчитаны по однопортовым [8].

Рассмотренные калибровки ВАЦ относятся к семейству SOLT [1]. Существует другой тип калибровок – TRL. В связи с ростом актуальности измерений параметров устройств на подложке, интерес представляет калибровка multiline TRL [9]. Для исследования этого алгоритма воспользуемся параметрами пластины [10]. Перечислим координаты вектора **x**: 10 параметров искажающих адаптеров модели ВАЦ; геометрические размеры

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

калибровочных стандартов (семь копланарных линий и две нагрузки короткого замыкания) и параметры материалов пластины. Вектор **z** содержит действительные и мнимые части погрешностей оценок 10 параметров ВАЦ. Ввиду того, что калибровка TRL позволяет сформировать оценки свойств линий, то основной вклад в погрешность калибровки вносит неточность информации о длине линий, особенно меры перемычка. Моделирование методом Монте-Карло при dim[**x**]=36 требует огромного числа испытаний и, соответственно, больших вычислительных ресурсов. Частные результаты (снижение размерности вектора состояния посредством исключения малозначимых компонент) полностью согласуются с результатами расчета при помощи сигма-точечного преобразования.

4. Заключение

Выполнено моделирование и проведено сравнение различных способов расчета эффективных параметров ВАЦ. Погрешность измерения *S*-параметров зависит от эффективных параметров прибора. При использовании сложных методов калибровки ВАЦ получение точных аналитических выражений затруднительно, моделирование методом статистических испытаний требует больших вычислительных ресурсов, поэтому наиболее приемлемым является использование сигма-точечного преобразования. Основными достоинствами метода на основе сигма-точечного преобразование являются достоверность результатов и малое время расчета.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3107.2015.8.

Список литературы

[1] Губа В.Г. и др. Классификация и анализ методов калибровки векторных анализаторов цепей. *Доклады ТУСУР*. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 149-155.

[2] Williams D.F., Lewandowski A., Hale P.D., Wang C.M., Dienstfrey A. Covariance-Based Vector-Network-Analyzer Uncertainty Analysis for Time- and Frequency-Domain Measurements. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 7, pp. 1877-1886, July 2010.

[3] Savin A.A., Guba V.G., Maxson B.D. Covariance Based Uncertainty Analysis with Unscented Transformation. *82nd ARFTG Microwave Measurement Conference*, Nov. 2013, USA, pp. 15-19.

[4] Губа В.Г., Савин А.А. Анализ погрешности векторного анализатора цепей при расчете Z-параметров с использованием ковариационных матриц. *24-я Межд. Крымская конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»*, 7-13 Сентября, Севастополь, Крым, Россия, 2014, с. 898-899.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Julier S., Uhlmann J., Durrant-White H.F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators. *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 45, no. 3, March 2000, pp. 477-482.

[6] Julier S.J. The scaled unscented transformation. *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 6, pp. 4555-4559, 2002.

[7] Mandic D.P., Goh V.S. Complex Valued Nonlinear Adaptive Filters. Noncircularity, Widely Linear and Neural Models. *John Wiley & Sons*, Ltd, 2009, 325 p.

[8] Rytting D.K. Improved RF Hardware and Calibration Methods for Network Analyzers. Symposium presentation slides. *Hewlett-Packard RF & Microwave Symposium*, June, 1987, 66 p.

[9] Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205-1215, Jan. 1991.

[10] Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set. NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

References

[1] Guba V.G. et al [Classification and analysis of calibration methods of vector network analyzers]. *Reports of TUSUR*, 2011, no. 2 (24), part 1, pp. 149-155. (In Russian).

[2] Williams D.F., Lewandowski A., Hale P.D., Wang C.M., Dienstfrey A. Covariance-Based Vector-Network-Analyzer Uncertainty Analysis for Time- and Frequency-Domain Measurements. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 7, pp. 1877-1886, July 2010.

[3] Savin A.A., Guba V.G., Maxson B.D. Covariance Based Uncertainty Analysis with Unscented Transformation. *82nd ARFTG Microwave Measurement Conference*, Nov. 2013, USA, pp. 15-19.

[4] Guba V.G., Savin A.A. [Uncertainty Analysis of Covariance Matrix Based Vector Network Analyzer for Z-parameter Measurements]. *24th Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Techhnology»*, 7-13 September, Sevastopol, Crimea, Russia, 2014, pp. 898-899. (In Russian).

[5] Julier S., Uhlmann J., Durrant-White H.F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators. *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 45, no. 3, March 2000, pp. 477-482.

[6] Julier S.J. The scaled unscented transformation. *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 6, pp. 4555-4559, 2002.

[7] Mandic D.P., Goh V.S. Complex Valued Nonlinear Adaptive Filters. Noncircularity, Widely Linear and Neural Models. *John Wiley & Sons*, Ltd, 2009, 325 p.

[8] Rytting D.K. Improved RF Hardware and Calibration Methods for Network Analyzers. Symposium presentation slides. *Hewlett-Packard RF & Microwave Symposium*, June, 1987, 66 p.

[9] Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205-1215, Jan. 1991.

[10] Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set. NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

Acknowledgements

The work was supported by Russian President Grant No. MK-3107.2015.8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

An automated test bench for input checking of passive UHF components

Viktor A. Filatov[1], Alexander V. Schukin[1], Peter I. Bobkovich[1]
[1]*National Research University "Moscow Power Engineering Institute"*
Moscow,111250, Russian Federation
FilatovVA@mpei.ru; assa127r@mail.ru; seven@advantex.ru

Abstract: *Development results are presented for the automated measuring text bench for the testing and input checking of UHF passive components using the two-port vector circuit analyzer and the National Instruments software medium. As an example, directional coupler testing is considered and it shows the composite parts and text bench operation. Experimental measurement results for frequency dependence of S-parameters and its comparison with manufacturer data. Advantages of such a testing are determined.*

Keywords: *UHF electrical-radio particles, input checking, directional coupler, vector circuit analyzer.*

Автоматизированный стенд для входного контроля пассивных компонентов СВЧ

[1]Филатов В.А., [1]Щукин А.В., [1]Бобкович П.И.
[1]*Национальный исследовательский университет «МЭИ»*
г. Москва, 111250, Российская Федерация
FilatovVA@mpei.ru; assa127r@mail.ru; seven@advantex.ru

Аннотация: *Приводятся результаты разработки автоматизированного измерительного стенда для тестирования и входного контроля СВЧ пассивных компонентов с использованием двухпортового векторного анализатора цепей и программной среды National Instruments. На примере тестирования направленных ответвителей показаны составные части и работа стенда. Приведены результаты экспериментальных измерений частотных зависимостей S - параметров и их сравнение с данными от производителя. Определенны преимущества такого тестирования.*

Ключевые слова: электрорадиоизделия СВЧ, входной контроль, направленный ответвитель, векторный анализатор цепей.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

При разработке и изготовлении радиоэлектронной аппаратуры ответственного применения или повышенной точности возникает необходимость осуществлять измерение электрических характеристик и параметров компонентов, используемых при комплектации (тестовые измерения, входной контроль) [1]. Для измерений параметров многовыводных компонентов на частотах до 150 МГц существует специализированное многоканальное (до 1000 каналов) тестовое оборудование [2] с щупами и контактирующими оснастками. Однако для компонентов работающих на более высоких частотах до 2 – 3 ГГц это оборудование не пригодно. Современные пассивные элементы СВЧ, такие как аттенюаторы, ответвители, смесители, умножители частоты, фильтры, радиочастотные трансформаторы - имеют миниатюрное исполнение и, как правило, предназначены для установки и пайки на печатные платы по технологии поверхностного монтажа, что затрудняет коммутацию с измерительными приборами. Кроме того, заявленные в технической документации параметры и характеристики компонентов, обеспечиваются при, соответствующем компоненту, конструктивном и топологическом исполнении печатной платы и согласованном подключении измерительных приборов. При неразрушающем входном контроле и тестировании пайка компонентов не допустима.

В работе представлен стенд для автоматизированных измерений электрических характеристик и параметров небольших выборок или партий пассивных СВЧ компонентов, при котором обеспечивается требуемое конструктивно-топологическое подключение компонента в тестовой схеме.

2. Измерительный стенд

Обычно, для названных пассивных компонентов СВЧ на высокой частоте, выполняются измерения S – параметров и используются многопортовые векторные анализаторы цепей. На рис. 1 представлена структурная схема автоматизированного измерительного стенда. Для подсоединения тестируемых компонентов используется специализированная оснастка в виде печатной платы с контактными площадками для компонента, прижимным контактным устройством и коаксиальными разъемами для подключения к измерительным приборам. На плате размещается тестовая схема включения компонента с необходимой топологией соединений. В зависимости от типа компонента, количества входов-выходов, дифференциального или униполярного подключения, диапазона рабочих частот для

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тестирования должны использоваться различные измерительные приборы. Для измерительного стенда могут использоваться как отдельные измерительные приборы, объединенные в сеть и управляемые от компьютера, так и интегрированные решения, например, может использоваться шасси National Instruments PXI или PXIe, с устанавливаемыми в слоты измерительными модулями, что позволяет гибко конфигурировать стенд под требуемые измерения. Программное управление приборами или модулями осуществляется от компьютера из среды LabView, что дает возможность и программно управлять процессом измерений и выполнять накопление результатов измерений, их автоматическую обработку, представлять результаты на экране дисплея в требуемом виде (графическом, текстовом), а также формировать необходимые формы отчетов.

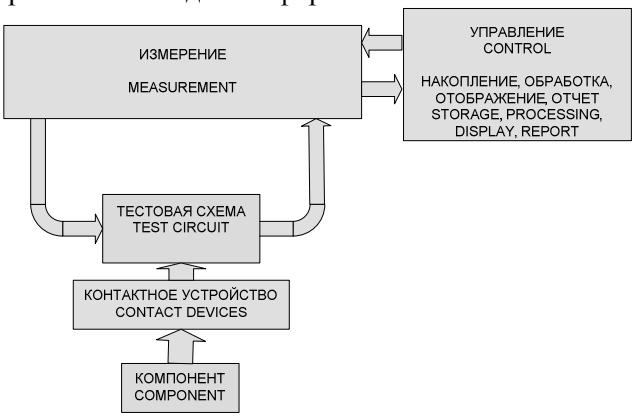


Рис. 1. Структурная схема автоматизированного измерительного стенда

Fig. 1. Structural diagram of the automated measuring test bench

Такое построение измерительного стенда позволяет в автоматическом режиме выполнить весь комплекс измерений характеристик, определить параметры и оценить пригодность компонента по заданным критериям (порогам), а также сохранить результаты измерений и сформировать требуемые отчеты. В задачи оператора входит установка на стенд тестовой платы, соответствующей компоненту, подключение к разъемам платы измерительных кабелей, загрузка программы тестирования, установка на плату и прижим компонента, запуск цикла измерений, текущий контроль измерений на экране дисплея, смена компонента и запуск следующего цикла измерений. По окончании измерений по накопленным и сохраненным данным формируются необходимые отчеты о тестировании. Конфи-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

гурация стенда может быстро перенастраиваться под другой тип компонента (или другое тестирование) путем замены измерительных модулей (при необходимости), тестовой платы и программы измерений. Соединение тестовой платы с измерительными приборами гибкими кабелями позволяет поместить плату в условия действия внешних воздействующих факторов, например, гермокамеру, и измерить характеристики при повышенной/пониженной температуре.

3. Тестирование направленных ответвителей

Рассмотрим выполнение контроля параметров направленного ответвителя (НО) типа SYDC-20-62HP+ Mini-Circuits [3], работающего в диапазоне частот от 30 до 500 МГц, где обеспечивается развязка более 60 дБ, ослабление 20 дБ и прямые потери менее 0,6 дБ. Внешний вид, размер и внутренняя схема компонента представлены на рис. 2. Компонент конструктивно представляет собой 8-ми выводную микросборку с экраном высотой 6,3 мм на печатной плате размером 12,7 х 9,6 мм толщиной 0.5 мм. Контактные площадки 8-ми выводов расположены снизу по двум длинным сторонам платы и на торцевых металлизированных полуотверстиях.

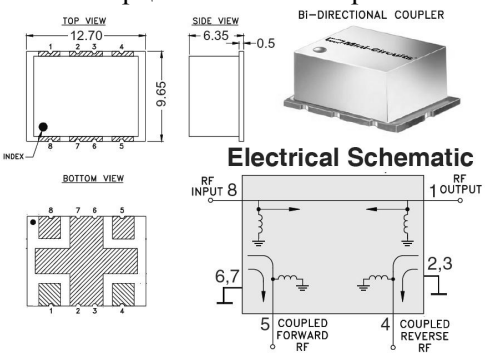


Рис. 2. Направленный ответвитель SYDC-20-62HP+ Mini-Circuits

Fig . 2. Directional coupler SYDC-20-62HP+ Mini-Circuits

Для измерения частотных характеристик переходного ослабления S_{21} от входа (вывода НО) 8 к выходу вывод 1, направленности S_{41} от входа 8 к выходу 5 и развязки S_{31} от входа 8 к выходу 4 может использоваться либо 4-х портовый векторный анализатор цепей, либо 2-х портовый с последовательным измерением характеристик. В стенде использовался двухпортовый анализатор цепей NI PXIe-5632. Для подключения НО разрабо-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тана коммутационная печатная плата, топология и внешний вид которой приведен на рис. 3. Соединение выводов компонента с контактными площадками платы обеспечивается центрирующей накладкой и прижимом.

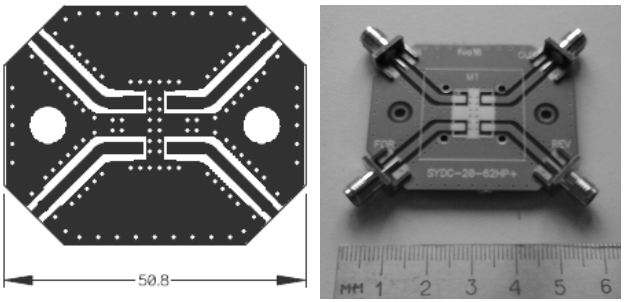


Рис. 3. Топология коммутационной печатной платы и ее внешний вид

Fig . 3. Topology of switching printed board and its external view

Были измерены частотные характеристики для 16 образцов компонентов в диапазоне частот от 10 МГц до 1 ГГц. На рис. 4 приведены полученные графики. Пунктирными линиями на графиках для сравнения показаны типовые характеристики, предоставленные производителем, для двух экземпляров направленных ответвителей. На левом графике показано переходное ослабление S_{21}, на среднем – направленность S_{41}, на правом – развязка S_{31}. Горизонтальными штриховыми линиями показаны допустимые пределы отклонения характеристик по технической документации.

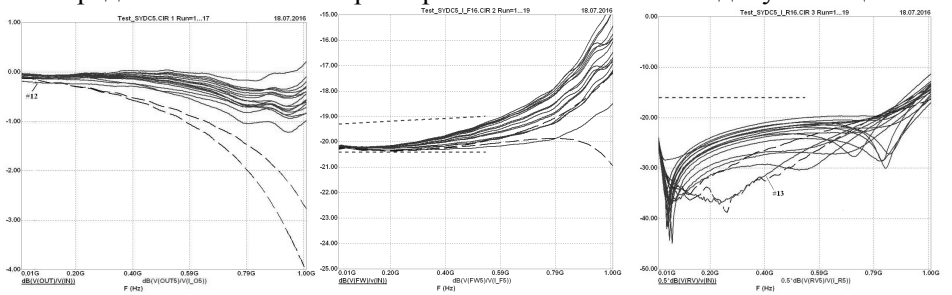


Рис. 4. Экспериментальные характеристики S_{21}, S_{41}, S_{31} направленных ответвителей

Fig . 4. Experimental S_{21}, S_{41}, S_{31} characteristics of a directional coupler

Из приведенных семейств графиков видно, что все образцы соответствуют нормированным параметрам, однако разброс характеристик суще-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ственен и возрастает с ростом частоты. Есть компоненты с аномальными отклонениями: образец 12 по характеристикам S_{21}, образец 13 по характеристикам S_{31}. Полученные зависимости позволяют разделить выборку компонентов на однородные группы и исключить аномальные компоненты. Знание характеристик позволяет учитывать действительные параметры компонентов при формировании более точных компьютерных моделей создаваемого устройства, и надежнее прогнозировать выходные параметры устройства.

4. Заключение

На примере тестирования 16 образцов направленных ответвителей показана разработка и эффективность применения автоматизированного измерительного стенда для контроля электрических характеристик пассивных СВЧ компонентов. Автоматическое выполнение большого комплекса измерений, с сохранением и обработкой результатов существенно сокращает время испытаний и исключает субъективные ошибки оператора. Формируемые базы данных измерений компонентов, позволяют дать дополнительную информацию при анализе причин отказов аппаратуры и сформировать обоснованные требования к границам пригодности.

Список литературы

[1] Федосов В.В., Патраев В.Е. Повышение надежности радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов при применении электрорадиоизделий, прошедших дополнительные отбраковочные испытания в специализированных испытательных технических центрах // Авиакосмическое приборостроение. 2006. № 10. С. 50–55.

[2] Романова И. Точные измерения – основа качества и безопасности. XI Московский международный форум// Электроника: Наука, технология, бизнес. 2013. № 5 (127). С. 162-168.

[3] Bi-Directional Coupler SYDC-20-62HP+. Data Sheet Mini-Circuits.[Электронный ресурс]. http://194.75.38.69/pdfs/SYDC-20-62HP+.pdf

References

[1] Fedosov V.V., Patraev V.E. [Reliability increase of electronic equipment for space systems when using electrical-radio particles passing through additional screening tests in specific testing engineering centers], *Aviakosmicheskoe priborostroenie*, 2006, no 10, pp. 50 – 55. (In Russian).

[2]. Romanova I. Precision Measurements as the Quality and Security. Base IX Moscow International Forum (In Russian), *Elektronika: Nauka, tekhnologiya, biznes,* 2013. vol. 127, no. 5, pp. 162 - 168. (In Russian).

[3] Bi-Directional Coupler SYDC-20-62HP+. *Data Sheet Mini-Circuits. http://194.75.38.69/pdfs/SYDC-20-62HP+.pdf*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Two-probe method of the measurement of the impedance in the microwave range using the quadrature processing

Yuriy B. Gimpilevich, Stanislav E. Zebek, Pavel P. Ovcharov, Sergey N. Taran
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
gimpil@mail.ru

Abstract: *A method of determining an impedance based on quadrature processing of the measurement signals are proposed. The results of experimental studies of plants based on the two-probe measurement line and quadrature demodulator ADL5382 are presented. The experimental plots of phase and amplitude distributions of the field for a variety of model loads and measurements of their parameters are presented. The obtained errors confirm the possibility of creating a high-precision instrument on the basis of the proposed method.*

Keywords: *The reflection coefficient, VSWR, quadrature demodulator, the two-probe measuring line, amplitude distribution, phase distribution, measurement error.*

Двухзондовый метод измерения полного сопротивления на СВЧ с использованием квадратурной обработки

[1]Гимпилевич Ю.Б., [1]Зебек С.Е., [1]Овчаров П.П., [1]Таран С.Н.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
gimpil@mail.ru

Аннотация: *Предложен метод определения полного сопротивления, основанный на квадратурной обработке измерительных сигналов. Представлены результаты экспериментальных исследований установки на основе двухзондовой измерительной линии и квадратурного демодулятора ADL5382. Приведены экспериментальные графики фазового и амплитудного распределений поля для различных образцовых нагрузок и результаты измерений их параметров. Полученные значения погрешностей подтверждают возможность создания высокоточных приборов на основе предложенного метода.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: коэффициент отражения, КСВН, квадратурный демодулятор, двухзондовая измерительная линия, амплитудное распределение, фазовое распределение, погрешность измерения.

1. Введение

Разработка новых методов измерения комплексных параметров СВЧ устройств остается актуальной задачей [1-2]. В частности не ослабевает интерес к созданию простых, малогабаритных и недорогих устройств для целей встроенного контроля [3].

В работе [4] рассмотрен однозондовый метод определения комплексного коэффициента отражения основанный на анализе амплитудно-фазового распределения поля в СВЧ тракте с использованием прямого преобразования частоты и последующей квадратурной обработкой. Недостатком этого метода является необходимость создания дополнительного опорного канала, например, с помощью направленного ответвителя, и применение фазостабильного кабеля в опорном канале. Это увеличивает массу и габариты измерителя, а также повышает его стоимость.

В статье предлагается новый метод определения комплексного коэффициента отражения на основе двузондового анализа амплитудно-фазового распределения поля в линии передачи путем применения прямого преобразования частоты с последующей квадратурной обработкой измерительной информации. Ниже представлены структура аппаратурной реализации этого метода и экспериментальные данные, подтверждающие возможность получения высоких метрологических характеристик.

2. Исследуемая модель

На рисунке 1 изображена структурная схема измерительной установки. Генератор СВЧ (ГСВЧ) через линию передачи подключен к образцовой нагрузке Н с известным значением коэффициента отражения Г.

Для реализации метода использованы два зонда 1 и 2, размещенных на подвижной платформе (ПП). Расстояние между зондами выбрано равным $\lambda/4$, где λ — длина волны в СВЧ тракте. ПП реализована на основе стандартной измерительной линии, которая подвергнута доработке. Доработка заключалась в том, что на единой каретке размещен второй зонд с возможностью продольного перемещения относительно первого зонда. Кроме того, из камеры первого зонда удален СВЧ детектор. СВЧ сигналы, наводимые на зондах 1 и 2, с помощью идентичных кабелей подаются на измерительный и опорный входы квадратурного демодулятора (КД), кото-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

рый выполнен на основе микросхемы *ADL*5382 в виде блока в микрополосковом исполнении, размещенном также на ПП. В этом блоке осуществляется двухканальное синхронное детектирование, в результате чего на выходах КД возникают квадратурные составляющие продетектированного сигнала, поступающие в блок квадратурной обработки (БКО). В БКО формируется амплитудное и фазовое распределение поля в тракте и рассчитываются измеренные значения коэффициента отражения и КСВН.

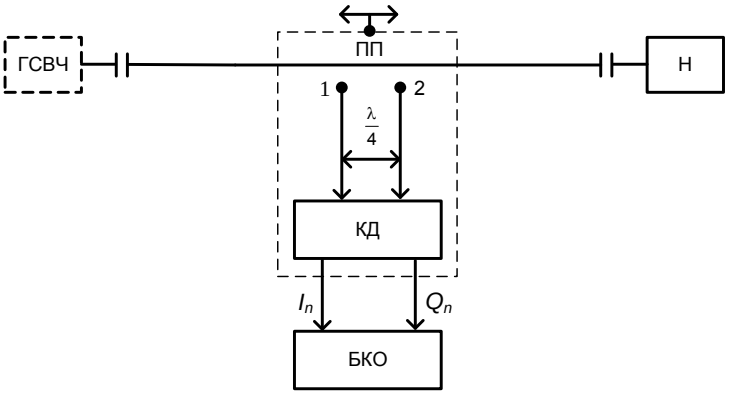


Рис. 1. Структурная схема.

Fig. 1. Schematic diagram

Измерения проводились в сорока дискретных точках при перемещении ПП вдоль тракта на расстояние, равное длине волны. При этом в каждой дискретной точке на выходах КД формируется пара квадратурных составляющих I_n и Q_n, которые поступают в БКО, оцифровываются и подвергаются математической обработке. В результате вычисляются величина U_n, пропорциональная произведению амплитуд ответвленных зондами 1 и 2 сигналов, и фазовый сдвиг ψ_n между этими сигналами по формулам:

$$\begin{aligned} U_n &= \sqrt{I_n^{\,2} + Q_n^{\,2}}; \\ \psi_n &= \operatorname{arctg}(Q_n / I_n), \end{aligned} \qquad (1)$$

где n — номер отсчета.

Сформированные в БКО массивы чисел U_n и ψ_n позволяют построить амплитудные и фазовые распределения и рассчитать с использованием особенностей этих распределений комплексный коэффициент отражения, то есть определить полное сопротивление нагрузки. Не трудно

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

показать, что, используя амплитудное распределение, коэффициент отражения Г можно определить по формуле

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}} - 1}}{\sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}} + 1}}, \quad (2)$$

а, используя фазовое распределение по формуле [5]

$$\Gamma = \mathrm{tg}\left(\frac{\Delta\psi_{\max}}{2}\right), \quad (3)$$

где $U_{\max}$ и $U_{\min}$ — максимум и минимум амплитудного распределения; $\Delta\psi_{\max}$ — максимальное отклонение фазового распределение от нуля.

3. Практические результаты

Эксперименты проводились на частоте f = 1,5 ГГц (λ = 20 см). При этом использовались меры КСВН второго разряда ЭК9-180, аттестованные с помощью векторного анализатора СВЧ цепей *Agilent* 87050. На рисунках 2-3 показаны аппроксимированные кусочно-линейным способом графики фазового $\psi(l/\lambda)$ и амплитудного $U_{\text{н}}(l/\lambda)$ распределений в пределах одной длины волны при различных образцовых нагрузках.

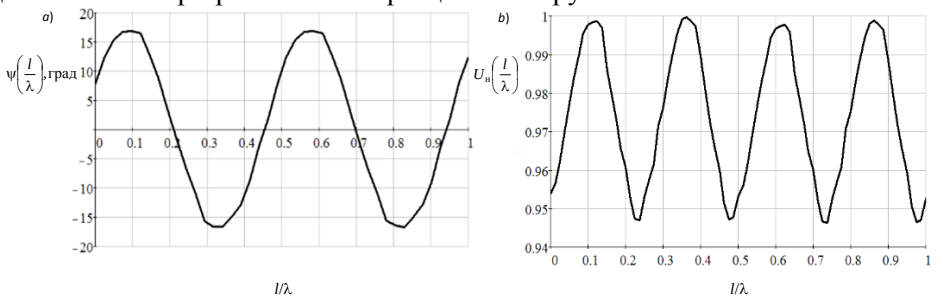


Рис. 2. Фазовое *a)* и амплитудное *b)* распределения при КСВН=1,4 .

Fig. 2. The phase a) and amplitude b) distribution when VSWR = 1,4

На графиках применены обозначения: $U_{\text{н}}$ — нормированная к максимальному значению амплитудное распределение; l — расстояние от опорной плоскости (плоскость первого отсчета) до плоскости размещения первого зонда.

В табл. 1 приведены результаты анализа фазового распределения как по экстремальным точкам (формула 3), так и по дискретным отсчетам.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

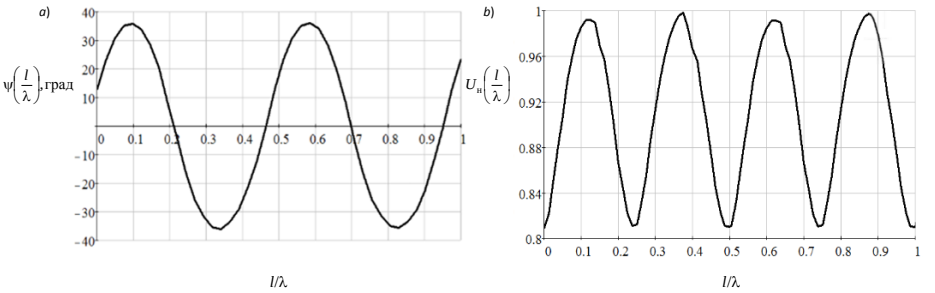


Рис. 3. Фазовое *a)* и амплитудное *b)* распределения при КСВН = 2,0 .

Fig. 3. The phase a) and amplitude b) distributions when VSWR=2,0

При дискретном анализе фазового распределения был использован алгоритмы, подробно описанный в работе [5]. При этом использовались лишь два дискретных отсчета фазового сдвига в точках, расстояние между которыми составляло $\lambda/8$.

Табл. 1 Результаты фазового анализа.
Table 1. The results of the phase analysis

Параметры меры	Результаты анализа по экстремальным значениям				Результаты анализа по двум дискретным отсчетам			
	Измер. $K_{стU}$	Измер. Г	Погр. $K_{стU}$, %	Погр. Г, %	Измер. $K_{стU}$	Измер. Г	Погр. $K_{стU}$, %	Погр. Г, %
$K_{стU}$ = 1,4 Г = 0,167	1,42	0,174	1,43	4,19	1,36	0,153	2,86	8,4
$K_{стU}$ = 2,0 Г = 0,333	1,97	0,325	1,50	2,4	1,96	0,324	2,0	2,7

Анализ результатов, представленных в таблице 1, показывает достаточно высокую точность измерения по результатам фазового анализа. Погрешность измерения КСВН при $K_{стU}$ = 2,0 составила 1,5 % по экстремальным значениям и 2,0% по дискретным отсчетам.

Табл. 2 Результаты фазового анализа.
Table 2. The results of the amplitude analysis

Параметры меры	Результаты анализа по экстремальным значениям			
	Измер. $K_{стU}$	Измер. Г	Погр. $K_{стU}$, %	Погр. Г, %
$K_{стU}$ = 1,4 Г = 0,167	1,42	0,174	1,43	4,19
$K_{стU}$ = 2,0 Г = 0,333	1,95	0,322	2,50	3,3

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В табл. 2 приведены результаты анализа амплитудного распределения по экстремальным точкам (формула 2).

Анализ результатов, представленных в таблице 2, показывает достаточно высокую точность измерения по результатам амплитудного анализа.

Погрешность измерения КСВН при $К_{стU}$ = 2,0 по экстремальным значениям составила 2,5 %.

Сравнивая результаты измерений с использованием фазового и амплитудного анализа, приходим к заключению о том, что погрешность измерений при фазовом анализе несколько меньше, чем при амплитудном анализе.

4. Заключение

Таким образом, в статье предложен двухзондовый метод измерения полного сопротивления на основе синхронного квадратурного детектирования ответвляемых сигналов с последующей квадратурной обработкой измерительной информации. С использованием этого метода проведен экспериментальный анализ амплитудного и фазового распределения поля в линии передачи и определение коэффициента отражения (КСВН) для обоих случаев. Отмечается, что точность измерений при фазовом анализе несколько выше, чем при амплитудном анализе. Полученные результаты свидетельствуют о возможности аппаратурной реализации этого метода, в частности для целей встроенного и технологического контроля.

Финансирование

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (НИР № 115041610026 базовой части государственного задания, соглашение № 15.1.18.4388.01)

Список литературы

[1] Gimpilevich Y.B., Smailov Y.Y. A method for measuring of two microwave signals vector ratio // Proceedings of the 5th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). Kyiv. 2005. P. 397-398.

[2] Gimpilevich Yu.B., Vertegel V.V., Noskovich V.I. Increasing operation speed during complex parameters measurements for microwave devices with the help of 12-pole reflectometer method // Radioelectronics and Communications Systems. 2007. V. 55. P. 578-581.

[3] Gimpilevich Y.B. The built-in measuring device of passing microwave power level // Proceedings of the 22nd IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo’2012). Sevastopol. 2012. V. 2. P. 819-820.

[4], Zebek S.E. The mathematical model of a complex reflection coefficient measuring instrument based on a method of direct frequency conversion // Proceedings of the 24th IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo’2014). Sevastopol, Crimea, September 7—13, 2014. V. 2. P. 882-883.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Гимпилевич Ю.Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов. Севастополь: СевНТУ, 2009. — 296 с.

References

[1] Gimpilevich, Y.B.,Smailov, Y.Y. A method for measuring of two microwave signals vector ratio. *Proceedings of the 5th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kyiv, 2005, pp. 397-398.

[2] Gimpilevich Yu.B., Vertegel V.V., Noskovich V.I. Increasing operation speed during complex parameters measurements for microwave devices with the help of 12-pole reflectometer method. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2007, v. 55, pp. 578-581.

[3] Gimpilevich Y.B. The built-in measuring device of passing microwave power level. *CriMiCo'2012 — 22nd International Crimean Conference: Microwave & Telecommunication Technology*, Conference Proceedings (Sevastopol, September 10–14, 2012), 2012, vol. 2, pp. 819-820.

[4], Zebek S.E. The mathematical model of a complex reflection coefficient measuring instrument based on a method of direct frequency conversion. *CriMiCo'2014 — 24th International Crimean Conference: Microwave & Telecommunication Technology*, Conference Proceedings (Sevastopol, September 7–13, 2014), 2014, vol. 2, P. 882-883.

[5] Gimpilevich Yu.B. *Izmereniye i kontrol' parametrov microvolnovykh traktov.* [The measurement and control of microwave paths parameters]. Sevastopol: SevNTU, 2009, 296 p.

Financing

This paper is supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (Project No 115041610026, the basic part of the state task, the agreement No 15.1.18.4388.01).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Absolute calibration of ultra-short pulse meter nonlinear characteristics of circuits using transversal filter

Maksim A. Nazarov, Edward V. Semyonov
Tomsk State University of control systems and radioelecronics
Tomsk, 634034, Russian Federation
mnaz90@mail.ru
edwardsemyonov@narod.ru

Abstract: *This paper demonstrates the effect of absolute calibration on ultra-short pulse measurement of capacitance-voltage characteristics (CVC) nonlinear objects. For example, Schottky diode 1N5817 and capacitor NP0 shows the influence of the absolute calibration on the measurement of object. When exposed to a pulsed voltage amplitude of 1 V NP0 capacitor CVC measurement error of relative calibration is not more than 0.4%. When exposed to a voltage pulse amplitudes 250 mV 1N5817 Schottky diode CVC measurement error relative calibration is 30%.*

Keywords: *nonlinear measurements, pulse impact, linear distortion, insulator, semiconductor.*

Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей с применением трансверсального фильтра

Назаров М.А., Семенов Э.В.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634034, Российская Федерация
mnaz90@mail.ru
edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация:*. На примере диода Шоттки 1N5817 и конденсатора NP0 показано влияние абсолютной калибровки на результат измерения вольтфарадной характеристики (ВФХ) объекта. При воздействии импульсным напряжением амплитудой 1 В на конденсатор NP0 погрешность измерения ВФХ при относительной калибровке составляет не более 0,4%. При воздействии импульсным напряжением амплитудой 250 мВ на диод Шоттки 1N5817 погрешность измерения ВФХ при относительной калибровке составляет 30%.*

Ключевые слова: нелинейные измерения, импульсное воздействие, линейные искажения, диэлектрик, полупроводник.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Современные нелинейные измерители для получения нелинейных характеристик элементов производят измерения квазистатическим методом [1]. Такие измерения приводят к методическим погрешностям, если в последующем исследуемый элемент будет работать с импульсными сигналами. Известен альтернативный метод измерения [2], позволяющий одновременно измерять вольт-амперные (ВАХ) и вольт-фарадные (ВФХ) характеристики объектов посредством воздействия сверхкоротким (100 нс и менее) видеоимпульсом.

Одна из проблем реализации данного метода – обеспечение малой погрешности измерения тока через объект и напряжения на нем. Погрешность измерения зависит от линейных искажений измерительного тракта и регистрирующего устройства. Линейные искажения измерительного тракта корректируются при применении относительной калибровки, с использованием референсных калибровочных нагрузок [3]. В случае, если необходимо корректировать искажения измерительного тракта и регистрирующего устройства, необходимо производить абсолютную калибровку. Ранее были предложены варианты абсолютных калибровок измерителя, позволяющие снизить систематическую погрешность регистрирующего устройства [4, 5]. В данной статье рассматривается альтернативный метод калибровки сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей при помощи трансверсального фильтра.

Цель данной работы – исследовать влияние абсолютной калибровки сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей, используя трансверсальный фильтр, на погрешность измерения вольтфарадной характеристики объекта при малосигнальном видеоимпульсном воздействии.

2. Методика линейной относительной калибровки

В первую очередь рассмотрим алгоритм линейной относительной калибровки, позволяющей корректировать искажения измерительного тракта. Схема измерения напряжения на исследуемом объекте (ИО) и тока через объект приведена на рис. 1.

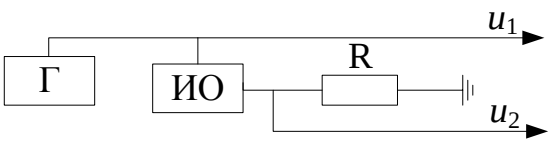


Рис. 1. Схема измерения напряжения на исследуемом объекте (ОИ) и тока через объект при подачи сигнала с выхода генератора (Г).
Fig.1 Block diagram for measurement voltage and current of testing object.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ток через ИО пропорционален только напряжению на втором канале, а напряжение на исследуемом объекте – разности напряжений на каналах. Запишем выражения для тока через объект и напряжения на нем:

$$I(\omega) = G_2(\omega) \cdot U_2(\omega) \quad (1)$$

$$U(\omega) = H_1(\omega) \cdot U_1(\omega) + H_2(\omega) \cdot U_2(\omega), \quad (2)$$

где $U_1(\omega)$, $U_2(\omega)$ – спектры напряжений, зарегистрированных каналами регистрирующего устройства, $G_2(\omega)$ – коэффициент, связывающий линейно ток через исследуемый объект с напряжением на объекте, $H_1(\omega)$, $H_2(\omega)$ – полные передаточные функции, линейно связывающие напряжение на объекте с напряжениями на каналах.

Поскольку относительная калибровка не требует определения абсолютных значений тока и напряжения на объекте, а только их отношения, найдем отношение напряжения к току, поделив выражение (2) на выражение (1): $Z(\omega) = \dfrac{H_1(\omega)}{G_2(\omega)} \dfrac{U_1(\omega)}{U_2(\omega)} + \dfrac{H_2(\omega)}{G_2(\omega)}$ (3)

Обозначим $Z_1(\omega) = \dfrac{H_1(\omega)}{G_2(\omega)}$, $Z_2(\omega) = \dfrac{H_2(\omega)}{G_2(\omega)}$, тогда выражение (3) примет вид:

$$Z(\omega) = Z_1(\omega) \frac{U_1(\omega)}{U_2(\omega)} + Z_2(\omega) \quad (4)$$

Ввиду того, что искажения в измерительном тракте линейные, то $Z_1(\omega)$, $Z_2(\omega)$ будут постоянными при любых значениях тока и напряжения. Необходимо и достаточно для определения $Z_1(\omega)$, $Z_2(\omega)$ провести измерения при двух известных нагрузках $Z(\omega)$ (например, при согласованной нагрузке и при коротком замыкании). Таким образом получим систему из двух уравнений с двумя неизвестными:

$$Z_{CH}(\omega) = Z_1(\omega) \frac{U_1{}^{CH}(\omega)}{U_2{}^{CH}(\omega)} + Z_2(\omega), \; 0 = Z_1(\omega) \frac{U_1{}^{K3}(\omega)}{U_2{}^{K3}(\omega)} + Z_2(\omega)$$

Из данной системы определим $Z_1(\omega)$, $Z_2(\omega)$:

$$Z_1(\omega) = \frac{Z_{CH}(\omega)}{\dfrac{U_1{}^{CH}(\omega)}{U_2{}^{CH}(\omega)} - \dfrac{U_1{}^{K3}(\omega)}{U_2{}^{K3}(\omega)}}, \; Z_2(\omega) = -Z_1(\omega) \frac{U_1{}^{K3}(\omega)}{U_2{}^{K3}(\omega)}$$

3. Методика линейной абсолютной калибровки

Рассмотрим алгоритм абсолютной калибровки линейных искажений. Абсолютная калибровка в отличии от относительной предполагает определение абсолютных значений тока через объект и напряжения на объекте.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для определения абсолютных значений тока необходимо определить параметр $G_2(\omega)$ по выражению: $G_2(\omega) = H_1(\omega)/Z_1(\omega)$ (5)

В выражении (5) неизвестной является передаточная функция $H_1(\omega)$, которая показывает соотношение между напряжением на объекте и зарегистрированным первым каналом регистрирующего устройства.

Передаточную функцию $H_1(\omega)$ определим из переходной характеристики первого канала регистрирующего устройства, подав на него ступенчатый сигнал с коротким фронтом. По выражению (1) определим ток через исследуемый объект, а по известному соотношению между током и напряжением (4) определим напряжение на объекте.

Аппроксимируем импульсную характеристику регистрирующего устройства трансверсальным фильтром-корректором, передаточная функция которого определяется выражением:

$$H(\omega) = \frac{a_0 + a_1 e^{-i\omega\tau} + a_2 e^{-i2\omega\tau} + \ldots + a_n e^{-in\omega\tau}}{a_0 + a_1 + a_2 + \ldots + a_n},$$

где a_0, a_1,..., a_n – постоянные коэффициенты, τ – постоянная задержка. Коэффициенты a_0, a_1,..., a_n определяются таким образом, чтобы скомпенсировать выброс (или провал) на импульсной характеристике. Тогда передаточная функция, используемая для калибровки нескорректированного напряжения будет определяться передаточной функцией $H(\omega)$.

4. Экспериментальные исследования и оценка погрешности относительной и абсолютной калибровки

В качестве слабонелинейного объекта измерения был выбран керамический конденсатор NP0 с номинальной емкостью 240 пФ. Емкость данного конденсатора 233 пФ при измерении прибором Е7-24. Функции $Z_1(\omega)$, $Z_2(\omega)$ были определены при согласованной нагрузке и коротком замыкании при подаче тестовых сигналов, фронт которых меньше длительности переходных процессов в регистрирующем устройстве.

Определим передаточную ф-ию $H_1(\omega)$ и коэффициенты передаточной функции $H(\omega)$. Для этого была вычислена импульсная характеристика первого канала регистрирующего устройства [6] и импульсная характеристика фильтра-корректора. Полученная передаточная функция фильтра-корректора имеет первый порядок с коэффициентами $a_1 = 0.23$ и $\tau = 3.5$ нс.

Рассчитаем ток через конденсатор (выражение (1)) и напряжение на конденсаторе (выражение (2)), применяя относительную и абсолютную калибровку (рис. 2, 3). Рассмотрим как влияет калибровка на результат расчета малосигнальной емкости конденсатора. На рис. 6 показан график вольтфарадной характеристики (ВФХ), измеренной квазистатическим методом и

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сверхкороткоимпульсным методом с учетом относительной и абсолютной калибровки. Из рис. 5 видно, что результаты измерения ВФХ с калибровкой практически совпадают с номинальной емкостью конденсатора и квазистатическими измерениями. Этот факт свидетельствует о том, что исследуемый объект работает в слабонелинейном режиме. Погрешность между абсолютной и относительной погрешностью составляет не более 0.4 %.

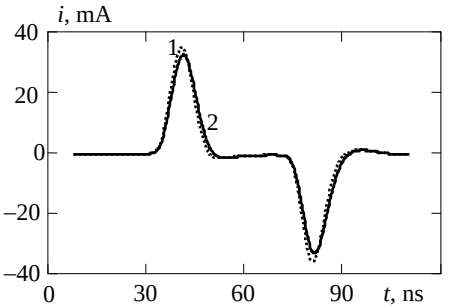


Рис. 2. Ток через конденсатор, рассчитанный с учетом относительной (кривая 1) и абсолютной (кривая 2) калибровки.
Fig. 2.The current through the capacitor by using the relative calibration (curve 1) and absolutely calibration (curve 2).

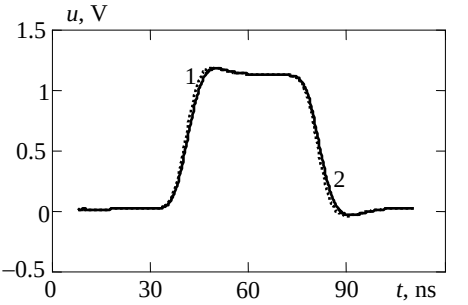


Рис. 3. Напряжение на конденсаторе, рассчитанное с учетом относительной (кривая 1) и абсолютной (кривая 2) калибровки.
Fig. 3.The voltage on the capacitor by using relative calibration (curve 1) and absolutely calibration (curve 2).

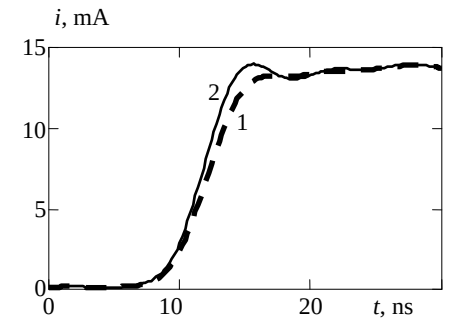


Рис. 4. Фронт тока при абсолютной (кривая 1) и относительной (кривая 2) калибровке.
Fig. 4. Current at the rise by using the absolute (curve 1) and relative (curve 2) calibration.

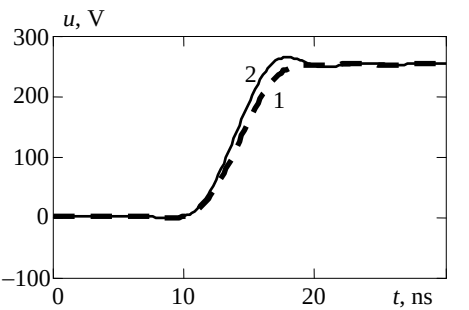


Рис. 5. Фронт напряжения при абсолютной (кривая 1) и относительной (кривая 2) калибровке
Fig. 5. Voltage at the rise by using the absolute (curve 1) and relative (curve 2) calibration.

Рассмотрим влияние абсолютной калибровки на результат измерения ВФХ объекта с большей нелинейностью. В качестве объекта был выбран диод Шоттки 1N5817. Подадим на диод сигнал, крутизна фронта ко-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

торого будет значительно больше крутизны спада. Таким образом фронт будет в большей степени влиять на результаты измерения ВФХ. Частотно зависимые множители $Z_1(\omega)$, $Z_2(\omega)$ определялись аналогичным образом. На рис. 4, 5 изображены ток через диода и напряжение на нем при относительной и абсолютной калибровке. ВФХ диода, измеренная сверхкороткоимпульсным методом при относительной, абсолютной калибровке, и измеренная квазистатическим методом показана на рис. 7. Погрешность измерения ВФХ растет при переходе диода в более нелинейный режим и может достигать 30%.

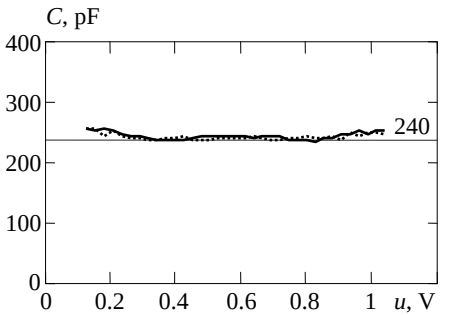


Рис. 6. ВФХ конденсатора NP0, измеренная сверхкороткоимпульсным методом: с относительной калибровкой, с абсолютной калибровкой.

Fig. 6. CVC of capacitor NP0, measured by ultra-short pulse method using: the relative calibration and absolute calibration.

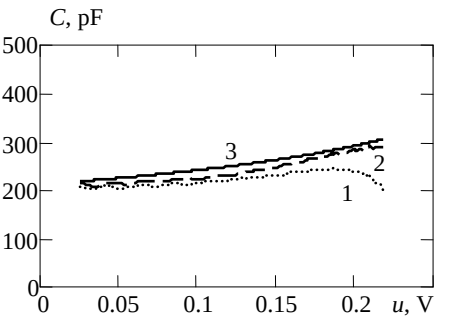


Рис. 7. ВФХ диода 1N5817, измеренная с учетом относительной (кривая 1), абсолютной (кривая 2) калибровки и экстрагированная из результатов квазистатических измерений (кривая 3).

Fig. 7. The CVC of diode 1N5817, measured based on the relative (curve 1) and absolute (curve 2) calibration and extracted from the results of quasi-static measurement (curve 3).

4. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние абсолютной калибровки на результат измерения вольтфарадной характеристики конденсатора NP0 и диода Шоттки 1N5817 при воздействии видеоимпульсным сигналом. При измерении ВФХ конденсатора погрешность ВФХ при относительной калибровки составляет не более 0.4% при воздействии импульсным напряжением 1 В, погрешность ВФХ диода Шоттки 1N5817 растет с увеличением напряжения и составляет 30% при воздействии импульсным напряжением 250 мВ.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Список литературы

[1] Измеритель иммитанса-миллиомметр Е7-24. Руководство по эксплуатации 411218.014 рэ (режим доступа: http://www.mnipi.ru/products.php4?group=6&device=3, дата обращения 07.09.2015).

[2] Семенов Э.В. Патент 2498326 (РФ). Метод измерения вольтамперных и вольтфарадных характеристик сверхкоротким импульсом. Опубл. в Б. И., 2012. № 31.

[3] Remley K.A. Practical applications of nonlinear measurements. – 15 p. [Электронный ресурс]. –Режим доступа:http://www.nist.gov/ctl/rf-technology/rf_fields/upload/R16_ARFTG73_Remley.pdf, свободный (дата обращения: 16.07.16).

[4] Назаров М.А., Семенов Э.В. Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей // Доклады ТУСУРа, № 3 (29), сентябрь 2013. С. 38 – 42.

[5] Назаров М.А., Семенов Э.В. Анализ искажений короткоимпульсных сигналов минимально фазовыми и фазолинейными фильтрами // Электронные средства и системы управления :матер. 11-й Международной научно-практической конференции, 25 – 27 ноября 2015 г. – Томск, С. 65 – 68.

[6] Назаров М.А. Оценка систематической погрешности измерения формы импульсного сигнала регистрирующим устройством / М.А. Назаров, Э.В. Семенов // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 1. – С. 324–326.

References

[1] Izmeritel' immitansa-milliommetr E7-24. Rukovodstvo po jekspluatacii 411218.014 rje (rezhim dostupa: http://www.mnipi.ru/products.php4?group=6&device=3, data obrashhenija 07.09.2015) (In Russian).

[2] Semenov Je.V. Patent 2498326 (RF). Metod izmerenija vol'tampernyh i vol'tfaradnyh harakteristik sverhkorotkim impul'som. Opubl. v B. I., 2012. № 31. (In Russian).

[4] Nazarov M.A., Semenov Je.V. Absoljutnaja kalibrovka sverhkorotkoimpul'snogo izmeritelja nelinejnyh harakteristik cepej // Doklady TUSURa, № 3 (29), sentjabr' 2013. S. 38 – 42. (In Russian).

[5] Nazarov M.A., Semenov Je.V. Analiz iskazhenij korotkoimpul'snyh signalov minimal'no fazovymi i fazolinejnymi fil'trami // Jelektronnye sredstva i sistemy upravlenija :mater. 11-j Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoj konferencii, 25 - 27 nojabrja 2015 g. – Tomsk, S. 65 – 68.(In Russian).

[6] Nazarov M.A. Ocenka sistematicheskoj pogreshnosti izmerenija formy impul'snogo signala registrirujushhim ustrojstvom / M.A. Nazarov, Je.V. Semenov // Nauchnaja sessija TUSUR–2013: mater. Vseros. nauch.-tehn. konf. studentov, aspirantov i molodyh uchenyh. – Tomsk: V-Spektr, 2013. – Ch. 1. – S. 324–326. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The use of the meter "Obzor TR1300/1" to research the antennas radiation characteristics

Vladimir M. Iskiv, Andrey V. Lukyanchikov, Yuri P. Mickhayluck,
Alexandr A. Savochkin, Andrey A. Schekaturin
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
savochkin@sevsu.ru

Abstract: *A review of the existing systems for measuring antenna radiation characteristics: amplitude and phase radiation patterns (RP), the gain (G). It is proposed to use for measuring radiation characteristics of antennas complex transmission and reflection coefficients meter (CTRCM) "Obzor TR1300/1", which allows the realization of measurement RP and G at frequencies up to 1300 MHz. The technique of applying CTRCM, used in studies of the RP and G linear and circular polarization antenna for RFID systems.*

Keywords: antenna, radiation pattern, complex transmission and reflection coefficients meter, RFID

Применение измерителя «ОБЗОР TR1300/1» для исследования характеристик излучения антенн

Иськив В.М., Лукьянчиков А.В., Михайлюк Ю.П.,
Савочкин А.А., Щекатурин А.А.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
savochkin@sevsu.ru

Аннотация: *Проведен обзор существующих комплексов для измерения характеристик излучения антенн: амплитудных и фазовых диаграмм направленности (ДН), коэффициентов усиления (КУ). Предложено использовать для измерения характеристик излучения антенн измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения (ИККПО) типа «Обзор TR1300/1», который позволяет реализовать измерения ДН и КУ на частотах до 1300 МГц. Приводится методика применения ИККПО, использованная при исследованиях ДН и КУ антенн линейной и круговой поляризаций для систем радиочастотной идентификации.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: антенна, диаграмма направленности, измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения, RFID.

1. Введение

Антенные измерения относятся к специфичному классу радиотехнических измерений. Это обусловлено в первую очередь относительно высокой трудоемкостью процедур, неизбежно входящих в процесс измерения характеристик излучения антенн (амплитудных и фазовых ДН, КУ, поляризационных характеристик): изменение взаимного расположения исследуемой и вспомогательной антенн путем поворота в необходимых плоскости и угловом секторе и с необходимым дискретом; изменение частоты в необходимом диапазоне и с необходимым дискретом; высокоточное измерение амплитуды поля излучения и разности фаз опорного и исследуемого сигналов; поиск направления максимума поля излучения и др. [1]. В течении многих десятилетий возможности автоматизации процедур антенных измерений были весьма ограничены, что обусловливалось прежде всего малым спектром типовых измерительных средств. В итоге автоматизированные стенды для антенных измерений чаще всего имели уникальную по составу используемых средств структуру [2], что сказывается на стоимостных показателях и проблемах технического обслуживания. Сходная проблема экономического плана сохраняется и с появлением специализированного оборудования таких производителей, как «*Keysight Technologies*», «*Rohde & Schwarz*» и др. Далеко немногие предприятия и организации готовы нести соответствующие материальные затраты. В связи с этим представляет интерес опыт применения неспециализированного измерительного оборудования в составе стендов для исследования характеристик излучения антенн, а частности, использования для этих целей ИККПО. Предлагаются структура и методика применения стенда для измерений характеристик излучения антенн на частотах до 1300 МГц на основе ИККПО «Обзор *TR*1300/1» производства ООО «ПЛАНАР» [3].

2. Структура стенда для измерения характеристик излучения антенн на основе ИККПО типа «Обзор *TR*1300/1»

В основе стендов для измерения характеристик излучения антенн — многоканальные измерители амплитуды и разности фаз (амплифазометры), к которым предъявляются повышенные требования по идентичности параметров каналов, как правило, в широкой полосе частот [1, 2].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как следует из приводимых производителем функциональной схемы (см. рис. 1) [3] и ее описания ИККПО типа «Обзор *TR*1300/1» представляет собой трехканальный амплифазометр. На рис. 1 и в описании схемы использованы следующие сокращения: ОН — ответвитель направленный; См — смеситель; *DSP* — цифровой сигнальный процессор.

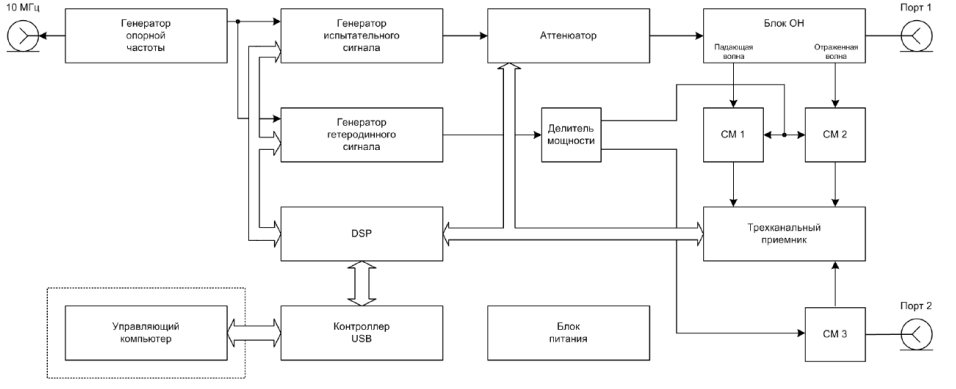


Рис. 1. Функциональная схема ИККПО «Обзор *TR*1300/1» [3].
Fig. 1. CTRCM "Obzor TR1300/1" functional diagram [3]

Измерительный блок ИККПО включает в себя генераторы испытательного и гетеродинного сигналов [3]. Через аттенюатор регулировки мощности испытательный сигнал поступает на блок ОН, заканчивающийся соединителем порта 1. Таким образом, порт 1 является источником испытательного сигнала. Испытательный сигнал, прошедший через исследуемое устройство, поступает на соединитель порта 2. Порт 2 является приемником сигнала. Сигналы падающей и отраженной волн с выходов блока ОН и сигнал с порта 2 с применением гетеродинных сигналов преобразуются в смесителях См1, См2 и См3 в сигналы первой промежуточной частоты (ПЧ) со значением 5,04 МГц и затем поступают на входы трехканального приемника. В трехканальном приемнике осуществляются фильтрация сигналов первой ПЧ и перенос спектров на вторую ПЧ вблизи 40 кГц. Сигналы второй ПЧ преобразуются в цифровые коды и подаются на последующую обработку (фильтрация, измерение разности фаз, измерение амплитуды) в *DSP*. Фильтры второй ПЧ реализованы в цифровой форме и имеют полосу пропускания от 10 Гц до 30 кГц. Сочетание узлов ОН, СМ и трехканального приемника обработки на ПЧ образует три идентичных измерительных канала приемника сигнала. Работа узлов измерительного блока выполняется под управлением персонального компьютера. По данным производителя [3] принцип измерения комплексных коэффи-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

циентов передачи заключается в подаче на исследуемое устройство от порта 1 испытательного сигнала на заданной частоте, последующего измерения амплитуды и фазы прошедших и отраженных исследуемым устройством сигналов и сравнения их с амплитудой и фазой испытательного сигнала. Именно этот набор операций в сочетании с требованиями к аппаратуре, необходимой для реализации наиболее часто используемого метода дальней зоны [1], позволяет использовать в качестве амплифазометра ИККПО «Обзор *TR*1300/1». Структурная схема антенного измерительного стенда на основе ИККПО «Обзор *TR*1300/1» показана на рис. 2.

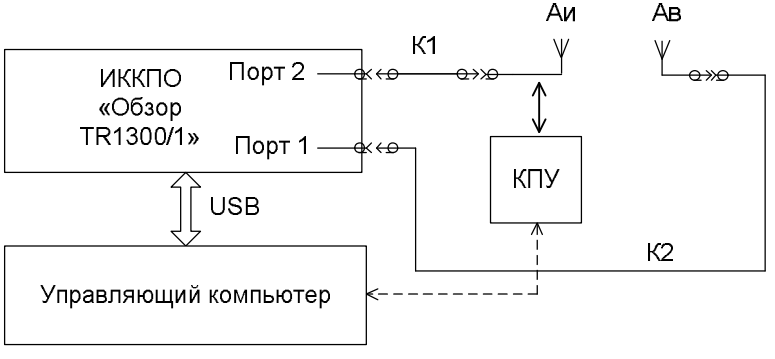


Рис. 2. Структурная схема стенда для измерения характеристик излучения антенн на основе ИККПО «Обзор *TR*1300/1».
Fig. 2. Stand for measuring antenna radiation characteristics based on CTRCM "Obzor TR1300/1" structural diagram

На рис. 2 использованы следующие обозначения: Аи и Ав — исследуемая и вспомогательная антенны соответственно; К1 и К2 — первый и второй радиочастотные кабели; КПУ — координатно-поворотное устройство. В соответствии со структурной схемой стенда предполагается формирование измерительного сигнала, подаваемого с Порта 1 через кабель К2 на вход вспомогательной антенны Ав. Порт 2 через кабель К1 соединен с выходом исследуемой антенны Аи. В зависимости от типа используемого КПУ с управляющего компьютера на КПУ подаются команды на установку углового положения исследуемой антенны (в простейшем случае изменение осуществляется вручную). Особенностью схемы стенда является, в частности, необходимость учета требуемой в соответствии с условиями обеспечения расстояния дальней зоны [1] длины кабеля К2. При большой направленности исследуемой антенны возникает необходимость в использовании кабеля значительной длины, что в свою очередь требует

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

применения кабеля с минимальными потерями в рабочем диапазоне частот.

3. Методика измерения характеристик излучения антенн с использованием стенда на основе ИККПО «Обзор *TR*1300/1»

Для измерения характеристик излучения антенн с использованием стенда на основе ИККПО «Обзор *TR*1300/1» предлагается использовать штатное программное обеспечение *Planar*. После подготовки измерительного стенда в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 2, следует ориентировать исследуемую антенну в направлении вспомогательной антенны. Далее необходимо выполнить настройку ИККПО, установив диапазон частот измерений. Для этого в основном меню программы выбирается пункт «Стимул» и устанавливаются начальное и конечное значения частот диапазона, как показано на рис. 3, а). Удобно переключить режим вывода информации в двухоконный, для чего используются установки меню «Канал». Затем устанавливается режим измерения «S21», «Ампл лог» для верхнего окна и режим «S21», «Фаза» для нижнего, как показано на рис. 3, б).

а) б)

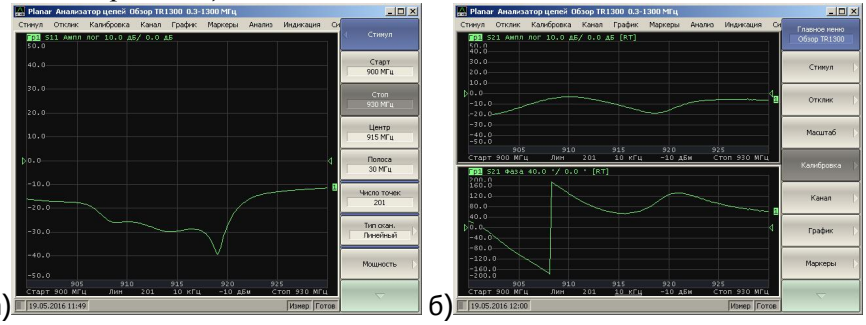


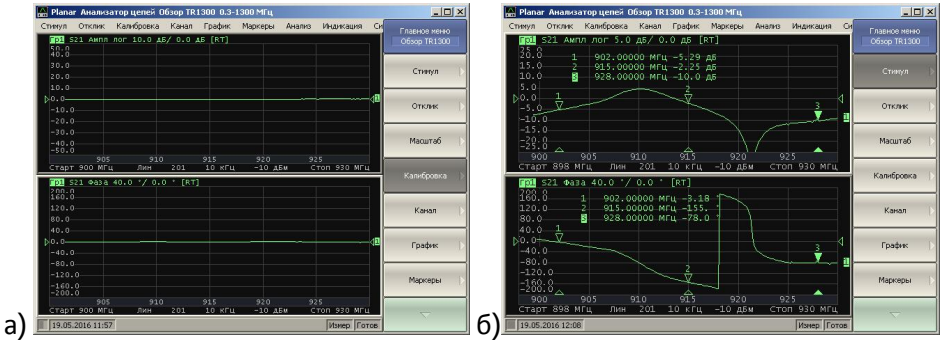
Рис. 3. Вид окна установки диапазона частот (а) и настройка режима вывода информации (б) в программе *Planar*.

Fig. 3. Type of installation window frequency range (a), and setting mode information display (b) in the program Planar

Калибровка измерительного тракта реализуется последовательностью действий: меню «Калибровка» — «Перемычка» — «Применить». Результат выполнения калибровки показан на рис. 4, а). Измерения можно выполнять одновременно для нескольких частот диапазона, для этого следует настроить необходимое количество меток.

В примере на рис. 4, б) на поле окна выводятся значения уровня и фазы ДН для частот 902, 915 и 928 МГц.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

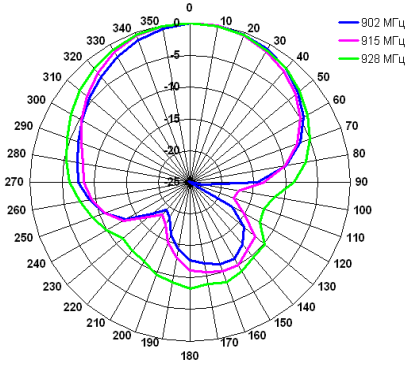
Рис. 4. Результат калибровки (а) и пример проведения измерений (б).
Fig. 4. The calibration result (a) and an example of measurement (b)

4. Результаты измерения характеристик излучения антенны линейной поляризации для *RFID* системы пространственной локализации объектов

В качестве примера использования стенда на основе ИККПО приведем результаты исследования печатной антенны линейной поляризации для *RFID* системы пространственной локализации объектов [4]. Фото антенны во время измерений показано на рис. 5, а).



а)



б)

Рис. 5. Антенна диапазона частот 902—928 МГц (а) и экспериментальные ДН (б).
Fig. 5. 902-928 MHz frequency band antenna (a) and experimental RP (b)

На рис. 5, б) показаны результаты измерения амплитудных ДН на частотах 902, 915 и 928 МГц. Уровень ДН на графиках отсчитывается в децибелах. Из результатов рис. 5, б) следует, что значения ширины ДН по уровню половинной мощности $\Delta\theta_{0.5}$ составляют 87°, 90° и 109° на частотах 902, 915 и 928 МГц соответственно. КУ определялся методом эталонной

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

антенны. Для эталонной антенны с известным КУ определены уровни ДН в направлении максимума, по которым рассчитаны значения КУ исследуемой антенны: 3,9; 4,1 и 3,5 дБ для частот 902, 915 и 928 МГц соответственно.

4. Заключение

Таким образом, в работе показана возможность использования в качестве амплифазометра ИККПО «Обзор *TR*1300/1», который позволяет реализовать измерения амплитудных и фазовых ДН и КУ антенн на частотах до 1300 МГц. Приведенные измерения показали возможность использования данного подхода для исследования характеристик излучения антенн различного назначения.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (НИР № 115041610026 базовой части госзадания, соглашение № 15.1.18.4388.01).

Список литературы

[1] http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/ORFR-Theory.pdf

[2] Страхов А.Ф. Автоматизированные антенные измерения, М.: Радио и связь, 1985. — 136 с.

[3] http://www.planar.chel.ru/Products/Measurement%20instrument/tr1300/

[4] Гимпилевич Ю.Б., Михайлюк Ю.П., Савочкин А.А., Щекатурин А.А., Левин Э.А. Разработка и экспериментальное исследование антенной решетки для системы RFID // 25-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015), Севастополь, 2015. С. 467-468.

References

[1] http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/ORFR-Theory.pdf

[2] Strahov, A.F. Automated antenna measurements, M.: Radio and communication, 1985. — 136 p.

[3] http://www.planar.chel.ru/Products/Measurement%20instrument/tr1300/

[4] Gimpilevich Yu.B., Mickhayluck Y.P., Savochkin A.A., Schekaturin A.A., Levin E.A. Design and experimental study of RFID system antenna array // 25th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2015), Sevastopol, 2015. P. 467-468.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted with the support of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (research effort № 115041610026 of the base part of state assignment, the agreement № 15.1.18.4388.01).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Automation of phased array antenna's aperture phase distribution tuning process

Ivan A. Nenov, Andrey A. Rogozin,
Vladimir I. Litun, Maksim Ye. Golubtsov
Bauman Moscow State Technical University
Moscow, 105005, Russian Federation
andrew.a.rogozin@yandex.ru

Abstract: *Automatized phase tuning algorithm for segmental phased array antenna without possibility of independent segments switching is described. Criterion of realized antenna gain maximization was used. Resulting phase distribution can be obtained after small number of iterations.*

Keywords: *phased array antenna, phase distribution, automatized tuning.*

Автоматизация настройки фазового распределения в раскрыве антенной решетки

Ненов И.А., Рогозин А.А., Литун В.И., Голубцов М.Е.
Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
г. Москва, 105005, Российская Федерация
andrew.a.rogozin@yandex.ru

Аннотация: *Приведен алгоритм автоматизированной настройки фазового распределения в раскрыве модульных антенных решеток при отсутствии возможности отключения модулей. Выравнивание фазового распределения осуществляется по критерию максимума коэффициента усиления. Показана возможность достижения качественного результата уже при малом количестве итераций.*

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, фазовое распределение, автоматизация настройки фазового распределения в антенной решетке.

1. Введение

Возможность быстрого и точного электрического сканирования луча позволяет фазированным антенным решеткам (ФАР) выполнять сложные и разнообразные задачи. ФАР могут использоваться в системах связи для приема и передачи информации, а также в системах распознавания и сопровождения целей. ФАР отличаются от фиксированных антен-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ных решеток включением в антенный тракт излучателя управляемых фазовращателей, осуществляющих установку требуемого фазового распределения по антенному полотну. Особенностью некоторых типов ФАР является необходимость контроля и настройки фазового распределения в раскрыве после окончательной сборки. Существуют несколько способов, обеспечивающих решение задачи формирования плоского фазового фронта. Например, использование линий передач заранее определенной длины, набег фаз в которых известен. К сожалению, такой метод не всегда технологичен и рационален. Поэтому часто прибегают к настройке фазового распределения уже после сборки АР. Такая настройка ограничивается только характеристиками ФАР. При рассмотрении модульных активных ФАР (МАФАР) существует фактор неидентичности электрических длин их трактов. В малоэлементном модуле эта проблема устраняется еще на этапе пусконаладочных работ, а при сборе АР эффективное устранение межмодульного фазового набега обеспечивается с помощью итерационного включения модулей. При отсутствии возможности отключения модулей, необходимо выравнивать фазу у всей антенной решетки (АР), что значительно усложняется при большом количестве элементов.

Таким образом, необходимо разработать алгоритм автоматизированной настройки фазового распределения в раскрыве фазированной антенной решетки для случая, когда отключение сегментов полотна невозможно.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим решение поставленной задачи на примере линейной антенной решетки работающей в режиме приема, состоящей из 64 излучателей, расположенных с шагом в половину длины волны. Схема реализации указанной линейной решетки в виде МАФАР представлена на рис. 1.

Отметим, что рассматривается антенная решетка с учетом особенностей реализации. Такая решетка имеет существенные различия по сравнению с идеальной. Эти различия проявляются в амплитудно-фазовом распределении. С конструкционно-технологической точки зрения амплитудное распределение задается равным для всех излучателей в рамках модуля с целью упрощения конструкции, уменьшения ее стоимости и облегчения настройки распределения. Количество модулей выбирается из условия корректной аппроксимации амплитудного распределения. Известно, что ступенчатое амплитудное распределение будет достаточно точно аппроксимировать плавно спадающее распределение в случае, если количе-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ство модулей будет не менее 8 вдоль заданного направления [1]. Амплитудное распределение для реальной ФАР показано на рис. 2 в виде маркеров (□).

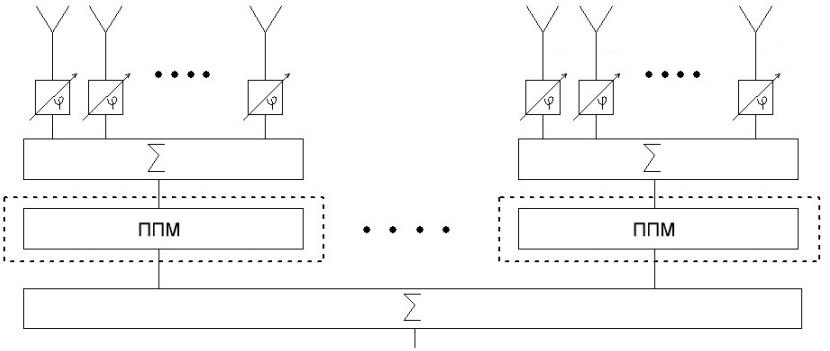
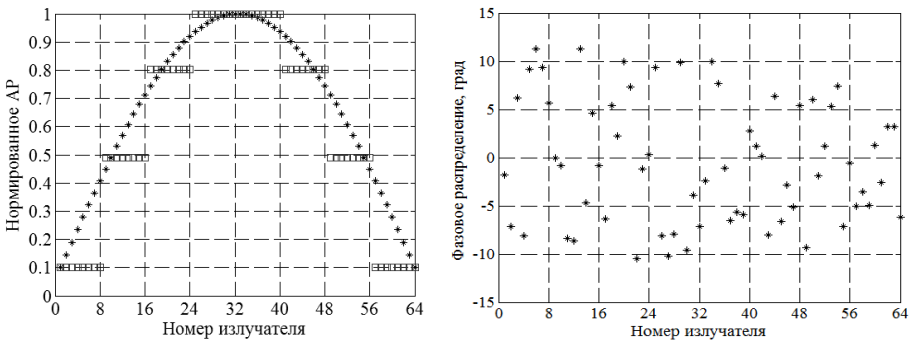


Рис. 1. Структура модульной активной ФАР
Fig. 1. Segmental phased array antenna structure

Фазовое распределение для идеальной решетки понимается синфазным. В реальных же ФАР обеспечивать идентичную фазу в каналах технологически часто возможно лишь с точностью до минимального дискрета фазовращателя. Примем, что значение минимального дискрета фазовращателя равно 22,5°, тогда фазовое распределение (ФР) в раскрыве будет равномерно распределено в диапазоне ±11,25° от математического ожидания (рис. 2б).



а) б)

Рис. 2. Амплитудное и фазовое распределения реальной модульной ФАР
Fig. 2. Amplitude and phase distribution in real segmental phased array antenna

На рис. 3 представлена диаграмма направленности (ДН) для ФАР с идеальным амплитудно-фазовым распределением в раскрыве (1) и диа-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

грамма направленности для ФАР со ступенчатым амплитудным распределением и случайной реализацией ФР приведенного выше (2).

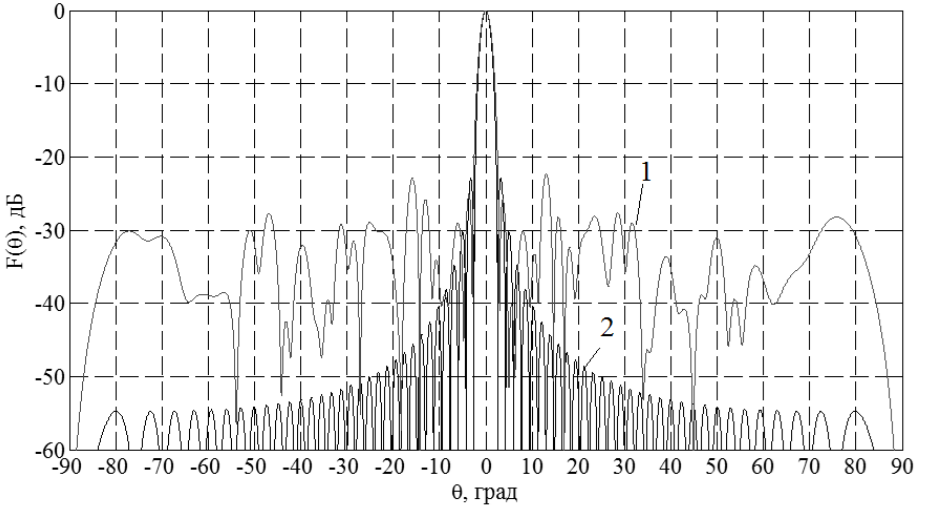


Рис. 3. Диаграмма направленности ФАР
Fig. 3. Far field of real segmental phased array antenna

3. Реализация алгоритма и результаты моделирования

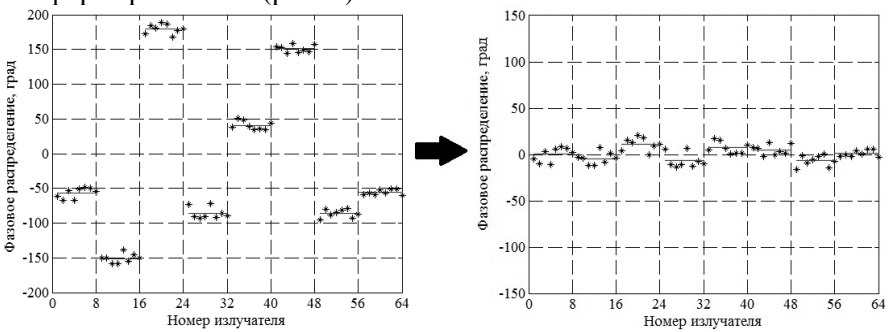
При подключении всех модулей фаза между ними распределяется случайным образом. Предсказать можно только диапазон, в котором может изменяться математическое ожидание фаз. Для узкополосной системы в самом худшем случае разброс фаз достигает 2π. Простым примером этого является неидентичность внутренней структуры приемо-передающих модулей, следствием которой являются различные фазовые набеги между модулями.

Выравнивание математического ожидания ФР между группами модулей происходит путем увеличения вносимого фазового сдвига на одно дискретное значение фазовращателя и нахождения максимума коэффициента усиления (КУ). Заметим, что важной характеристикой алгоритма помимо выравнивания фазового распределения является скорость получения результата. Зависимость коэффициента усиления от вносимого в части антенного полотна фазового сдвига является гладкой функцией с выраженными минимумом и максимумом. Поэтому в процессе поиска оптимального значения фазы нет смысла использовать все дискретные значе-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ния вносимого фазового сдвига от 0 до 2π для выравнивания фазового распределения, достаточно найти локальный экстремум.

Рассмотрим работу алгоритма на каждом этапе. Первым этапом приближения такого фазового распределения к исходному будет выравнивание между собой группового математического ожидания половины всех модулей, последовательно расположенных в решетке. В первой половине раскрыва ФР не изменяется, а ко второй будет добавляться значение минимального вносимого фазового сдвига. Вторым этапом улучшения ФР, как и в первом случае будет выравнивание половины модулей, но теперь модули будут взяты через один, то есть изменяться фаза будет во всех нечетных модулях относительно четных с последующей оценкой КУ. Теперь, когда изменение фазы половины модулей уже не даст никакого существенного увеличения КУ, чтобы продолжить настройку ФР уменьшается в 2 раза количество одновременно выравниваемых модулей. После завершения данного этапа математические ожидания фаз в модулях близки к общему по АР, поэтому теперь имеет смысл выравнивать каждый модуль в отдельности. По итогам выполнения данного этапа ФР можно считать сформированным (рис. 4).



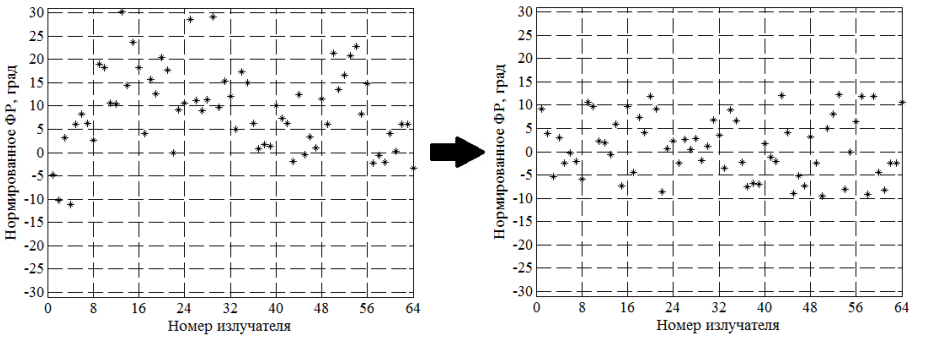
a) b)

Рис. 4. Фазовое распределение до (a) и после (b) выполнения помодульной настройки
Fig. 4. Phase distribution before (a) and after (b) tuning between segments

Остается вопрос о том, как можно еще улучшить ФР. Имеет смысл итерационное повторение перечисленных выше действий. Количество повторений будет обусловлено критерием стабилизации КУ с определённой точностью, например, до 0,2 дБ. После итерационного повторения всех 4 этапов изменение группового математического ожидания не приводит к улучшению КУ, поэтому имеет смысл произвести поэлементную коррекцию ФР. На рис. 5 (a) представлено ФР после итерационного повторения

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

первых 4 этапов, а на рис. 5(б) после применения поэлементной коррекции.



a) b)

Рис. 5. Фазовое распределение до (a) и после (b) поэлементной коррекции
Fig. 5. Phase distribution before (a) and after (b) tuning between elements

Сравнение ДН ФАР с полученным ФР и исходным, принятым для рассмотрения, приведено на рис. 6: ДН (1) – для ФАР с ФР, изначально выравненным с точностью до наименьшего дискрета ФВ; ДН (2) – для ФАР с ФР, выравненным с применением алгоритма.

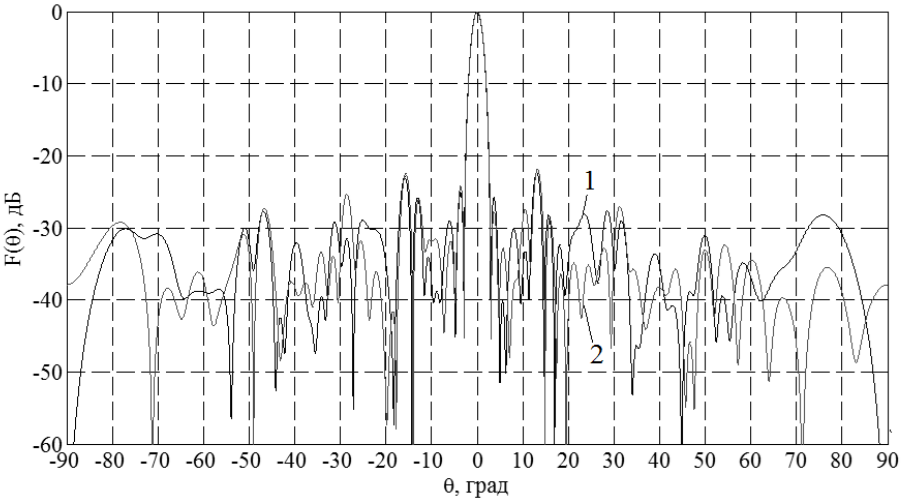


Рис. 6. Сравнение полученной и исходной диаграмм направленности ФАР

Fig. 6. Initial and obtained far field of phased array antenna

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Предложенный метод подбора фазового распределения в раскрыве фазированной антенной решетки в процессе ее настройки может быть использован в тех случаях, когда невозможно отключение отдельных частей полотна для выравнивания фаз между модулями. Реализован алгоритм, который позволяет проводить настройку ФАР с большим числом излучателей, когда стандартные методы настройки, основанные на поэлементном варьировании фазы не применимы. В качестве критерия работы алгоритма выбран критерий максимизации коэффициента усиления в направлении излучения, что позволяет проводить настройку ФАР, используя достаточно простой стенд, состоящий из генератора и измерителя мощности. Алгоритм обеспечивает более высокое быстродействие по сравнению с наиболее известными классическими методами, а качественный результат может быть достигнут уже после малого количества итераций, что важно при проведении измерений.

Список литературы

[1] Голубцов М.Е. Оптимизация амплитудного распределения модульных АФАР / Голубцов М.Е., Литун В.И., Фадеева Н.Ю.// МНТК РЛНС-2014: сборник трудов, 2014. сс. 432-438.

[2] J.L. Volakis Antenna engineering handbook, Fourth Edition/ J.L. Volakis. McGraw-Hill Companies, 2007.

[3] N.Amitay Theory and analysis phased array antennas/ N.Amitay,V.Galindo, C.Wu. New Yor, London, Sydney, Toronto, 1972. 455 p.

[4] Устройства СВЧ и антенны/ Д.И.Восресенский, В.Л.Гостюхин, В.М.Максивом, Л.И. Пономарёв. М.: Радиотехника, 2006. 375 с.

References

[1] Golubtsov M.Ye. Optimization of modular active phased array antenna amplitude distribution: Golubcov M.E., Litun V.I., Fadeeva N.Y. // RLNC-2014 conference proceedings, 2014. pp. 432-438

[2] J.L. Volakis Antenna engineering handbook, Fourth Edition/ J.L. Volakis. – McGraw-Hill Companies, 2007.

[3] N.Amitay Theory and analysis phased array antennas/ N.Amitay,V.Galindo, C.Wu. – New Yor, London, Sydney, Toronto, 1972. 455 p.

[4] Ustrojstva SVCh i antenny/ D.I.Voskresenskij, V.L.Gostjuhin, V.M.Maksivom, L.I. Ponomarjov. Moscow: Radiotehnika, 2006. 375 s.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Measurement of nonlinear distortion of bandpass signals in their continuous spectrum band

Edward V. Semyonov
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
edwardsemyonov@narod.ru

Abstract: *The method of nonlinear distortions measurement, with which it is possible to observe them in the spectrum of the bandpass test signal, is considered. For this method, including the impact on the object by two pulses with the different form, an approach for the reducing of out-of-band noise in nonlinearity characteristic (arising from division by finite spectrum of the second test pulse) is proposed. The prototype of nonlinear distortion meter for the frequency band 0.07…6 GHz based on a new principle is created. It has experimentally been shown that the nonlinear distortion in the test signal spectrum band may be greater than the distortion beyond the test spectrum by up to 7 dB.*

Keywords: *nonlinear distortion, bandpass signal, communication systems.*

Измерение нелинейных искажений полосовых сигналов внутри полосы сплошного спектра

Семенов Э.В.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация: *Рассмотрен метод измерения нелинейных искажений, при котором возможно их наблюдение внутри спектра полосового тестового сигнала. Для данного метода, включающего воздействие на объект двумя импульсами разной формы, предприняты меры по уменьшению внеполосных шумов в характеристике нелинейности, возникающих из-за деления на ограниченный спектр второго тестового импульса. Реализован макет измерителя нелинейных искажений на новом принципе для полосы частот 0.07…6 ГГц. Экспериментально показано, что нелинейные искажения внутри полосы спектра тестового сигнала могут превышать внеполосные на величину до 7 дБ.*

Ключевые слова: нелинейные искажения, полосовые сигналы, системы связи.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Нелинейные искажения сигналов – одно из основных отрицательных свойств различных устройств, ограничивающих качество систем связи и измерения. Для характеризации нелинейных искажений существует много методов, однако каждому из них присущи определенные недостатки – специфика задачи состоит в том, что на различных тестовых сигналах нелинейные искажения проявляются по-разному. Кроме того, существуют разные подходы к селекции продуктов нелинейного преобразования.

Так метод наблюдения за гармониками требует рабочего диапазона исследуемого устройства не менее октавы. Метод наблюдения за комбинационными спектральными составляющими использует двухчастотный сигнал, далекий по статистическим свойствам от реально используемых в системах связи. Наиболее близкие к реальным сигналы применяются в рамках метода, при котором используется в качестве тестового узкополосный шумовой сигнал [1]. Однако при этом наблюдению доступны только интермодуляционные составляющие за пределами полосы тестового шума. Это существенно снижает ценность метода, поскольку такие спектральные составляющие не оказывают мешающего действия непосредственно на передаваемый сигнал и могут лишь косвенно указывать на наличие и приблизительный уровень мешающих продуктов нелинейного преобразования внутри полосы тестового сигнала.

Известный метод наблюдения нелинейных искажений внутри полосы тестового сигнала, использующий «концепцию эквивалентного усиления» [2], накладывает требование отсутствия линейных искажений в исследуемом устройстве и выделяет только те составляющие нелинейных искажений, которые ортогональны входному сигналу. При этом результат измерения оказывается заниженным, поскольку часть продуктов нелинейного преобразования не ортогональны тестовому сигналу.

Цель настоящей работы – рассмотреть метод и прототип измерителя, позволяющие наблюдать нелинейные искажения полосовых сигналов внутри полосы их спектра.

2. Метод измерения

Существует метод, позволяющий наблюдать нелинейные искажения на фоне сплошного спектра отклика объекта [3–4]. При этом сигнал нелинейных искажений $\varepsilon(t)$ отыскивается по формуле:

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

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

где $x_{1,2}$ – различные по форме первый и второй тестовые сигналы, $u_{1,2}$ – отклики объекта на них, F, F^{-1} – прямое и обратное преобразование Фурье. Два тестовых сигнала необходимы по той причине, что при сплошном спектре единственного тестового сигнала всегда можно подобрать некоторую передаточную функцию, преобразующую данный тестовый сигнал в отклик объекта на него (т.е. нелинейные искажения принципиально необнаружимы).

Однако данный метод был разработан для сверхширокополосных сигналов и систем, для которых деление на спектр x_2 в (1) не приводило к неприятным последствиям (деление на нуль или малые величины). Для полосовых сигналов такая ситуация непременно возникает за пределами полосы спектра тестового сигнала, поэтому для таких сигналов и систем метод [3–4] нуждается в некоторой модификации.

Первый возможный подход состоит в использовании для нахождения сигнала нелинейных искажений формулы

$$\varepsilon(t) = u_1(t) * x_2(t) - u_2(t) * x_1(t).$$

Здесь деление на спектр x_2 не требуется, однако невязка слагаемых отыскивается не относительно отклика объекта, а относительно его корреляционной функции (с тестовым сигналом). Это усложняет интерпретацию результатов и их сравнение с результатами измерения известными методами.

Использованный нами подход включает две составляющих. Во-первых, используется формула (1) и спектр x_2 выбирается вдвое шире спектра x_1. Это обеспечивает отсутствие артефактов спектре $\varepsilon(t)$ при сохранении свойств этой характеристики в области частот, включающей спектры тестового сигнала и наблюдаемых обычным методом [1] интермодуляционных продуктов.

Во-вторых, за пределами спектра x_2 отношение спектров x_1 и x_2 в (1) принимается равным единице. Т.е. окончательно формула (1) принимает вид

$$\varepsilon(t) = u_1(t) - u_2(t) * F^{-1}[H(f)], \qquad (2)$$

$$\begin{cases} H(f) = F[x_1(t)]/F[x_2(t)], & f < 2f_{\text{в}} \\ H(f) = 1 & f \geq 2f_{\text{в}} \end{cases},$$

где $f_{\text{в}}$ – максимальная частота в спектре $x_1(t)$.

3. Тестовые сигналы

Изложенный метод не накладывает ограничений на форму тестовых сигналов. Поэтому можно использовать отрывки реальных сигналов, применяемых в системах связи. В простейшем случае это может быть одиночный импульс, используемый для передачи отдельного информационного символа.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В настоящей работе будем использовать импульсы, спектр огибающей которых $X_1^{\text{LF}}(f)$ описывается функцией вида «приподнятый косинус» (такие импульсы часто применяются для передачи информационных символов):

$$X_1^{\text{НЧ}}(f)=\left\{\begin{array}{l} 1 \text{ для } f<\dfrac{1-\alpha}{1+\alpha}f_{\text{в}} \\ \cos^2\left[\dfrac{\pi}{4}\left(\dfrac{f}{f_{\text{в}}}\dfrac{1+\alpha}{\alpha}-\dfrac{1-\alpha}{\alpha}\right)\right] \text{ для } \dfrac{1-\alpha}{1+\alpha}f_{\text{в}}\le f<f_{\text{в}} \\ 0 \text{ для } f\ge f_{\text{в}} \end{array}\right\}.$$

Для создания разницы в формах первого и второго тестовых сигналов можно использовать различные подходы. Один из них состоит в том, чтобы изменить фазовый спектр второго сигнала, не меняя его амплитудный спектр (не внося потерь) [3]. Например, такое преобразование можно выполнить фазовым корректором второго порядка с передаточной функцией

$$H_p(f)=\left(1-j\frac{1}{m}\frac{f}{f_p}-\frac{f^2}{f_p^2}\right)\Big/\left(1+j\frac{1}{m}\frac{f}{f_p}-\frac{f^2}{f_p^2}\right),$$

где m – коэффициент крутизны фазовой характеристики, f_p – частота, на которой фаза $H_p(f)$ имеет значение $-\pi$.

Форма тестовых сигналов при выбранных параметрах $\alpha = 0.35$, $f_{\text{в}} = 250/500$ кГц (для первого/второго тестовых сигналов), $m = 1.09$, $f_p = 99$ кГц и частоте несущей 1 ГГц приведена на рис. 1. Амплитуда сигналов соответствует пиковой мощности 0.2 Вт на нагрузке 50 Ом.

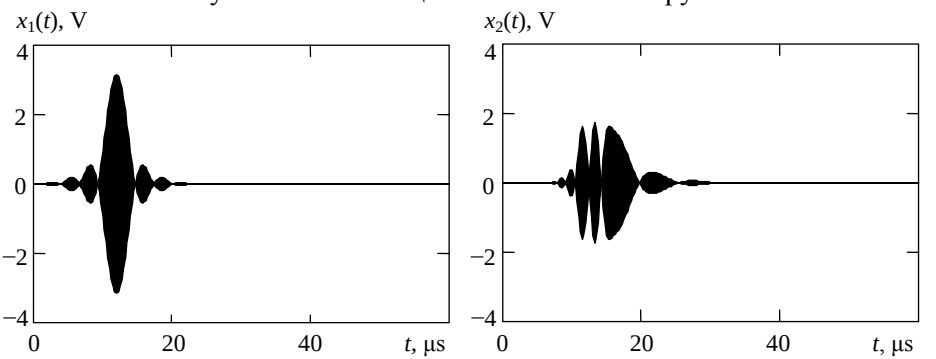


Рис. 1. Форма первого (x_1) и второго (x_2) тестовых сигналов.

Fig. 1. The shape of the first (x_1) and the second (x_2) test signals

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Прототип измерителя нелинейных искажений

Вышеизложенный метод измерения нелинейных искажений предполагает возможность использования различных по форме тестовых сигналов. Поэтому соответствующий измерительный прибор должен включать цифро-аналоговый преобразователь, преобразователь частоты (наверх), направленный ответвитель для разделения падающих на объект измерения и отраженных от объекта сигналов, два преобразователя частоты вниз и два аналого-цифровых преобразователя.

Для прототипирования измерителя хорошо подходит двухканальный программно-определяемый трансивер National Instruments USRP-2901, который включает все перечисленные функциональные узлы. Он имеет низкую стоимость и прост в программировании из среды LabVIEW. Диапазон частот его составляет 0.07…6 ГГц, ширина полосы сигнала до 56 МГц, мощность тестового сигнала до 0.1 Вт, динамический диапазон приемника 78 дБ. В прототипе использован направленный ответвитель НО15-0,5-26-03Р производства НПФ «Микран» с диапазоном частот 0.5…26.5 ГГц, направленностью 22 дБ и коэффициентом ответвления −15 дБ.

Управление процессом измерения и обработка результатов в соответствии с формулой (2) осуществляются в оригинальном программном обеспечении BND-AP (Bandpass Nonlinear Distortion Analysis Program), реализованном в среде LabVIEW.

5. Экспериментальные исследования

Одним из основных источников нелинейных искажений в системах связи являются преобразователи частоты (смесители). Экспериментальные исследования нелинейных искажений полосовых сигналов выполнены на примере смесительного диода Шотки HSMS 8101. На рис. 2 показано включение диода в измерительный тракт.

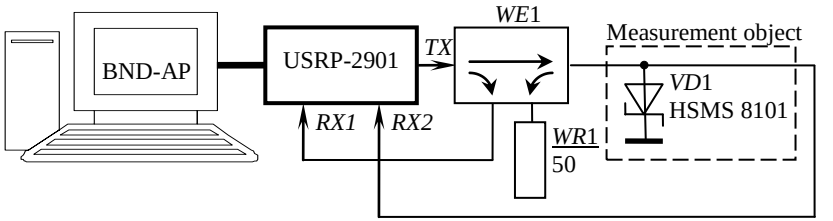


Рис. 2. Структурная схема тракта для измерения нелинейных искажений полосовых сигналов: *TX* – выход передатчика, *RX*1–2 – входы приемника.

Fig. 2. Block diagram for the measurement of nonlinear distortion of bandpass signals: *TX* – transmitter output, *RX*1–2 – receiver inputs

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Результат измерения нелинейных искажений полосовых сигналов смесительным диодом Шотки HSMS 8101 приведен на рис. 3. Кривая *1* изображает спектр отклика на полосовой тестовый сигнал x_1 (так, как его наблюдают в рамках метода [1]). Видны интермодуляционные нелинейные искажения («плечики») с уровнем −27 дБн. Кривая *2* представляет спектр сигнала нелинейных искажений, полученный рассматриваемым методом с использованием формулы (2). Спектр этого сигнала вне полосы тестового сигнала x_1 практически совпадает с наблюдаемыми обычным образом интермодуляционными нелинейными искажениями. Однако внутри полосы сигнала x_1 сигнал нелинейных искажений достигает −20 дБн, что на 7 дБ больше внеполосных нелинейных искажений.

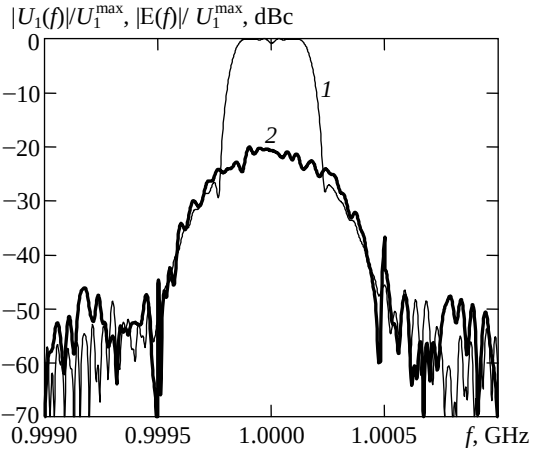


Рис. 3. Амплитудные спектры отклика (кривая *1*, $|U_1(f)|$) смесительного диода Шотки HSMS 8101 на полосовой тестовый сигнал с уровнем 20 дБм на частоте 1 ГГц и сигнала нелинейных искажений (кривая *2*, E(*f*)). Кривые нормированы относительно максимума $U_1^{\max}$ амплитудного спектра отклика $|U_1(f)|$.

Fig. 3. Amplitude spectra of the response (curve *1*, $|U_1(f)|$) of Schottky mixer diode HSMS 8101 to a bandpass test signal (20 dBm at 1 GHz) and of the nonlinear distortions signal (curve *2*, |E(*f*)|). The curves are normalized relative to maximum $U_1^{\max}$ of the amplitude spectrum $|U_1(f)|$

6. Заключение

В настоящей работе рассмотрен метод измерения нелинейных искажений полосовых сигналов внутри сплошного спектра тестового сигнала. Разработан прототип соответствующего измерителя нелинейных искажений.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Проведены экспериментальные исследования нелинейных искажений полосовых сигналов смесительным диодом Шотки HSMS 8101. Впервые в диапазоне СВЧ проведено наблюдение нелинейных искажений полосовых сигналов внутри сплошного спектра тестовых сигналов.

Показано, что нелинейные искажения сигналов внутри полосы используемого диапазона (неустранимые частотной фильтрацией) могут более чем вдвое (по напряжению) превышать внеполосные искажения, наблюдаемые обычными методами.

Источники финансирования

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188).

Список литературы

[1] Chen S.-W., Panton W., Gilmore R. Effects of nonlinear distortion on CDMA communication systems // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1996. V. 44. № 12. P. 2743-2750.

[2] Arnstein D.S., Vuong X.T., Cotner C.B., Daryanani H.M. The IM microscope: a new approach to nonlinear analysis of signals in satellite communications systems // COMSAT Technical Review. 1992. V. 22. № 1. P. 93-123.

[3] 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.

[4] Семенов Э.В. Патент 2263929 (РФ). Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом. Опубл. в Б. И., 2005. № 31 (III ч.). С. 595.

References

[1] Chen S.-W., Panton W., Gilmore R. [Effects of nonlinear distortion on CDMA communication systems]. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 1996, vol. 44, no 12, pp. 2743 - 2750.

[2] Arnstein D.S., Vuong X.T., Cotner C.B., Daryanani H.M. [The IM microscope: a new approach to nonlinear analysis of signals in satellite communications systems]. *COMSAT Technical Review*, 1992, vol. 22, no. 1, pp. 93 - 123.

[3] Semyonov E.V., Semyonov A.V. [Applying the difference between the convolutions of test signals and object responses to investigate the nonlinearity of the transformation of ultrawideband signals]. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2007, vol. 52, no. 4, pp. 451 - 456.

[4] Semyonov E.V. Patent No. : RU 2263929. *Method for researching non-linear nature of transformation of signals by object*. Date of Patent : April 7, 2004.

Acknowledgements

The work was partially supported by the Ministry of Education and Science of Russian Federation (agreement No. 14.577.21.0188 , ID RFMEFI57715X0188).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Method for Quality Control and Comparison of VNA Calibration and Verification Lines

Aleksandr A. Savin
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
savin@tusur.ru

Abstract: *The method of impedance comparison for the calibration and verification lines is considered. For comparison, an analysis of the lines reflection coefficient in the plane of its connection to the vector network analyzer is performed. The high precision is realized by using the difference measurements. Experimental studies were carried out in coplanar and coaxial waveguides. It is shown that the difference between the resistances of the two lines on the same wafer depends on the number of the line input. Coaxial 50 Ohm lines of the same manufacturer have similar impedance. Coaxial 50 Ohm lines of different manufacturers may be some difference in resistance.*

Keywords: *vector network analyzer, transmission line, reflection coefficient, wave resistance, characteristic impedance, coaxial waveguide, coplanar waveguide.*

Метод оценки качества и сравнения калибровочных и верификационных линий векторного анализатора цепей

Савин А.А.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
savin@tusur.ru

Аннотация: *Рассмотрен метод сравнения импеданса калибровочных и верификационных линий. Для сравнения выполняется анализ коэффициента отражения линии в плоскости ее подключения к векторному анализатору цепей. На основе разностных измерений реализуется высокая точность. Экспериментальные исследования выполнены в копланарном и коаксиальном волноводах. Показано, что разность сопротивлений двух линий на одной пластине различается в зависимости от номера входа линии. Коаксиальные 50 Ом линии одного производителя имеют близкие волновые сопротивления. Коаксиальные 50 Ом линии разных производителей могут иметь некоторые отличия волнового сопротивления.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, линия передачи, коэффициент отражения, волновое сопротивление, характеристический импеданс, коаксиальный волновод, копланарный волновод.

1. Введение

Перед использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) выполняют калибровку. После калибровки и включения коррекции измерений полагают, что волновое (характеристическое) сопротивление прибора является известным и определяется калибровочным набором. Обозначим это сопротивление Z_{VNA}. Если между портами двухпортового ВАЦ подключить линию передачи с точно таким же сопротивлением, то измеренные коэффициенты отражения должны быть нулевыми (с точностью до случайной и систематической погрешности измерений). Отчасти причиной появления систематической погрешности является отличие Z реальной системы от полученной при калибровке оценки Z_{VNA}. Известно несколько способов определения остаточной систематической погрешности: метод сравнения калибровок [1], метод разделения эффективных параметров во временной области [2]. Для реализации метода сравнения калибровок необходим эталонный калибровочный набор. Для разделения эффективных параметров во временной линии необходима только линия передачи. Обозначим сопротивление линии Z_L. Отметим, что если сопротивление линии отличается от Z_{VNA}, то появляются дополнительные отраженные сигналы Γ_L. В этом случае линия не может быть использована для верификации. В данной работе на основе разностных измерений выполнено сравнение калибровочных и верификационных линий различной длины.

2. Алгоритм сравнения линий

На рис. 1 показана модель измерительной системы при подключении к калиброванному ВАЦ верификационной или калибровочной линии передачи. Коэффициент отражения, возникающий при изменении сопротивления тракта с Z_{VNA} на Z_L, равен

$$\Gamma_L = (Z_L - Z_{VNA})/(Z_L + Z_{VNA}). \quad (1)$$

Коэффициент отражения при обратном изменении сопротивления равен $-\Gamma_L$. За счет распространения сигнала в линии существует возможность разделить разные отражения. Известны разные методы фильтрации во временной области [3, 4]. В работе [5] показаны преимущества совместного оценивания одновременно всех сигналов. При использовании

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

данного алгоритма можно определить оценку Γ_L из измеренных S_{11} или S_{22} линии.

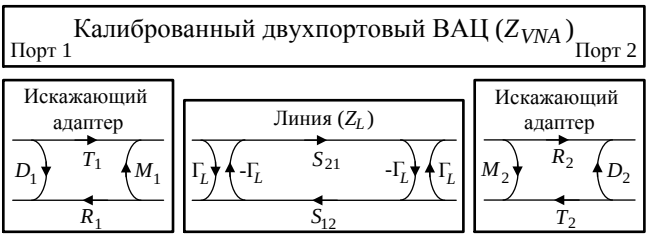


Рис. 1. Модель двухпортовой измерительной системы при подключении линии к портам (эффективные параметры ВАЦ: *D* – направленность; *M* – рассогласование; *T* – трекинг передачи; *R* – трекинг отражения).

Fig. 1. The model of a two-port measurement system with a test line connected to both ports (VNA residuals: *D* – directivity, *M* – match, *T* – transmission tracking, *R* – reflection tracking)

С учетом наличия эффективных параметров, пренебрегая многократными отражениями, можно записать оценку после фильтрации во временной области:

$$\hat{\Gamma}_L^{11} \approx D_1 + \Gamma_L \cdot T_1 R_1 \tag{2}$$

при обработке S_{11}; или

$$\hat{\Gamma}_L^{22} \approx D_2 + \Gamma_L \cdot T_2 R_2 \tag{3}$$

при обработке S_{22}. В формулах (2) и (3) нижние индексы 1 и 2 определяют номер порта ВАЦ.

При тестировании двух линий (Z_{L1} и Z_{L2}) на одном и том же калиброванном приборе можно сравнить полученные оценки:

$$\Delta\hat{\Gamma}_L^{11} = \hat{\Gamma}_{L1}^{11} - \hat{\Gamma}_{L2}^{11} = (\Gamma_{L1} - \Gamma_{L2}) \cdot T_1 R_1; \tag{4}$$

$$\Delta\hat{\Gamma}_L^{22} = \hat{\Gamma}_{L1}^{22} - \hat{\Gamma}_{L2}^{22} = (\Gamma_{L1} - \Gamma_{L2}) \cdot T_2 R_2. \tag{5}$$

Разностные измерения на низком уровне имеют высокую точность, так как исключается эффективная направленность прибора *D*. Очевидно, что погрешность разностных измерений определяется шумом, повторяемостью подключений и трекингом. Отметим, что остаточный трекинг незначительно влияет на сигналы низкого уровня.

На основе $\Delta\Gamma_L$ из (4) или (5) и с учетом (1) можно найти разность сопротивлений линий:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\Delta\Gamma_L = \frac{(Z_{L1} - Z_{VNA})}{(Z_{L1} + Z_{VNA})} - \frac{(Z_{L2} - Z_{VNA})}{(Z_{L2} + Z_{VNA})} \approx \frac{Z_{L1} - Z_{L2}}{2Z_{VNA}}; \quad (6)$$

$$\Delta\hat{Z}_L = Z_{L1} - Z_{L2} \approx 2Z_{VNA} \cdot \Delta\hat{\Gamma}_L. \quad (7)$$

При выводе (6) в знаменателе использовано $Z_{L1} \approx Z_{L2} \approx Z_{VNA}$.

3. Результаты экспериментальных исследований

Рассмотрим результаты двух экспериментов. С учетом проведенного анализа, можно полагать, что точность разностных измерений практически не зависит от типа калибровки ВАЦ.

Первый эксперимент выполнен на пластине [6] в диапазоне частот до 70 ГГц. Предварительно выполнена калибровка multiline TRL [7] с определением импеданса системы. Затем были проведены измерения с целью сравнения двух калибровочных линий длиной 7,115 мм (L6) и 20,245 мм (L19). Разности коэффициентов отражения и характеристических сопротивлений линий L6 и L19 со стороны первого и второго портов показаны на рис. 2. Разность сопротивлений со стороны первого порта достигает значения 2 Ом, со стороны второго порта – 1 Ом.

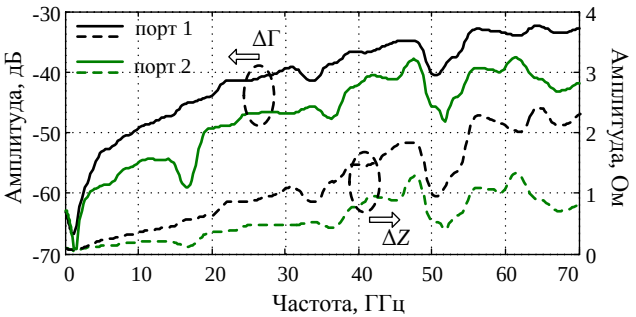


Рис. 2. Сплошные линии: модули оценок ΔΓ линий L6 и L19 со стороны первого порта (обработка S_{11}) и со стороны второго порта (обработка S_{22}). Пунктирные линии: модули оценок ΔZ линий L6 и L19 со стороны первого и второго портов.

Fig. 2. Solid lines: magnitude of ΔΓ estimates for L6 and L19 lines on first port (processing of S_{11}) and on second port (processing of S_{22}). Dotted lines: magnitude of ΔZ estimates for L6 and L19 lines on first and second ports

Второй эксперимент выполнен в коаксиальном 50 Ом волноводе 3,5 мм в диапазоне до 34 ГГц. Выполнено два типа калибровки: SOLT и TRL.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для калибровки SOLT использована согласованная нагрузка, которая полагалась идеальной. Калибровка TRL выполнена с использованием линий 5 мм и 16 мм. Очевидно, что трекинг после калибровки SOLT больше, чем после калибровки TRL. Выполнен анализ двух линий производства компании Agilent Technologies: калибровочная линия длиной 16 мм (L16) и верификационная 50 Ом линия длиной 75 мм (L75). Также исследованы две калибровочные линии собственного производства длиной 24 мм (L24) и 30 мм (L30). Для исключения влияния зазора и шайбы верификационной линии на результаты анализа использованы измерения S_{22} (порт ВАЦ – вилка). На рис. 3 приведены разности коэффициентов отражения двух линий одного производителя после двух калибровок, а также отличия этих разностей друг от друга.

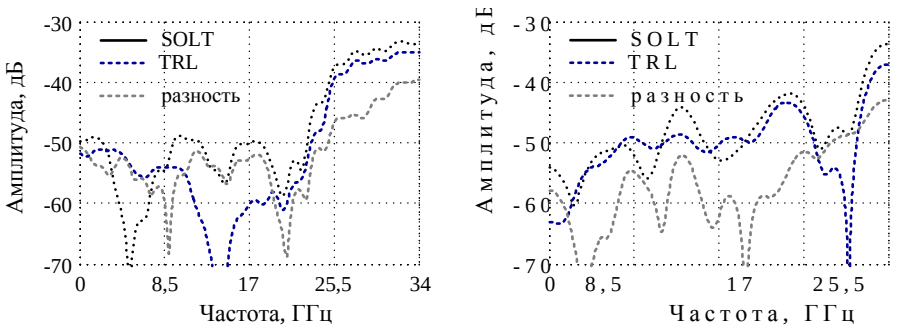


Рис. 3. Модули оценок ΔГ линий L16 и L75 (слева) и L24 и L30 (справа) после SOLT (сплошные линии) и TRL (пунктирные линии) калибровок; модуль разностей оценок показан светлой линией.

Fig. 3. Magnitude of ΔГ estimates for L16 and L75 lines (left) and L24 and L30 lines (right) after SOLT (solid lines) and TRL (dotted lines) calibrations; magnitude of differences of the estimates is shown by a light line

Наблюдается влияние трекинга на оценки после калибровки SOLT. Тем не менее, различия оценок ΔГ не превышают -50 дБ в диапазоне до 25 ГГц для L16 и L75 и до 28 ГГц для L24 и L30.

Сравним линии разных производителей: L30 и L75. Результаты показаны на рис. 4. В диапазоне частот до 26 ГГц линии отличаются примерно на 1 Ом практически равномерной в полосе. Отметим, что линии L24 и L30 были изготовлены для калибровки ВАЦ в диапазоне до 20 ГГц.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

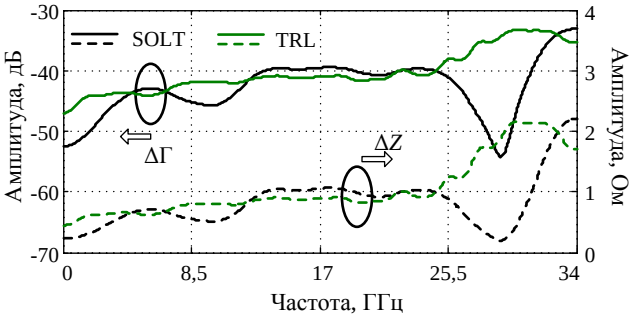


Рис. 4. Модули оценок ΔГ линий L30 и L75 после SOLT и TRL калибровок (сплошные кривые) и модули оценок ΔZ этих линий (пунктирные кривые)

Fig. 4. Magnitude of ΔГ estimates for L30 and L75 lines after SOLT and TRL calibration (solid lines) and magnitude of ΔZ estimates for this lines (dotted lines)

4. Заключение

В работе рассмотрен метод сравнения коэффициентов отражения и сопротивлений калибровочных и верификационных линий. Для реализации метода сравнения калибровок требуется эталонный набор. Для качественного сравнения линий не требуется высокоточная калибровка ВАЦ или эталонный набор мер. Если одна из линий считается эталонной (имеет эталонный импеданс), то параметры других линий можно определить предложенным методом с высокой точностью.

Выполнены эксперименты на пластине в диапазоне до 70 ГГц и в коаксиальном воздушном волноводе в диапазоне до 34 ГГц. Различия характеристических сопротивлений двух линий на одной пластине могут достигать значения 2 Ом в зависимости направления зондирования. Сопротивления коаксиальных линий двух различных производителей могут отличаться на величину до 1 Ом практически равномерно в рабочей полосе частот.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3107.2015.8.

Список литературы

[1] Williams D.F., Marks R.B., Devidson A. Comparison of on-wafer calibration. *38th ARFTG Conf. Dig.*, pp. 68-81, Dec. 1991.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Savin A.A., Guba V.G., Rumiantsev A., Maxson B.D. Estimation of Complex Residual Errors of Calibrated Two-Port Vector Network Analyzer. *83rd ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2014, Tampa, Florida, USA, pp. 1-4.

[3] Wübbeler G., Elster C., Reichel T., Judaschke R. Determination of the Complex Residual Error Parameters of a Calibrated One-Port Vector Network Analyzer. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 9. September 2009, pp. 3238-3244.

[4] Savin A.A. A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer. *Proceedings of the 43rd European Microwave Conference*, 7-10 Oct 2013, Nuremberg, Germany, pp. 60-63.

[5] Savin A.A., Guba V.G., Bykova O.N. Comparison Analysis of VNA Residual Errors Estimation Algorithms with Time Domain Separation. *86th ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2015, Atlanta, Georgia, USA, pp. 1-4.

[6] Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set. NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

[7] Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205-1215, Jan. 1991.

References

[1] Williams D.F., Marks R.B., Devidson A. Comparison of on-wafer calibration. *38th ARFTG Conf. Dig.*, pp. 68-81, Dec. 1991.

[2] Savin A.A., Guba V.G., Rumiantsev A., Maxson B.D. Estimation of Complex Residual Errors of Calibrated Two-Port Vector Network Analyzer. *83rd ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2014, Tampa, Florida, USA, pp. 1-4.

[3] Wübbeler G., Elster C., Reichel T., Judaschke R. Determination of the Complex Residual Error Parameters of a Calibrated One-Port Vector Network Analyzer. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 9. September 2009, pp. 3238-3244.

[4] Savin A.A. A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer. *Proceedings of the 43rd European Microwave Conference*, 7-10 Oct 2013, Nuremberg, Germany, pp. 60-63.

[5] Savin A.A., Guba V.G., Bykova O.N. Comparison Analysis of VNA Residual Errors Estimation Algorithms with Time Domain Separation. *86th ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2015, Atlanta, Georgia, USA, pp. 1-4.

[6] Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set. NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

[7] Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205-1215, Jan. 1991.

Acknowledgements

The work was supported by Russian President Grant No. MK-3107.2015.8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Methods and Algorithms for Testing and Measurement of the Parameters of Microwave Radioelectronic Components

Aleksandr A. Savin
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
savin@tusur.ru

Abstract: *The results of investigations aimed at the creation of software for the measurement of electrical parameters of electronic components are presented. The developed methods and algorithms are used for calibration and verification of precision measuring systems used for testing in the coaxial waveguide devices, semiconductor devices on the wafer, printed circuit board electronic components, antennas and antenna systems. The proposed approach is based on the representation of the model of the measuring system as a set of the components which are local to the parameter and selective on the spectrum. It can be used for calibration of navigation signals imitators.*

Keywords: *vector network analyzer, S-parameters, coaxial waveguide, coplanar waveguide, PCB component, antenna, signal imitator, navigational system.*

Методы тестирования и алгоритмы измерения параметров СВЧ радиоэлектронных компонент

Савин А.А.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
savin@tusur.ru

Аннотация: *Приведены результаты исследований, направленных на создание программного обеспечения для измерения электрических параметров электронных компонент. Разработанные методы и алгоритмы предназначены для калибровки и верификации прецизионных измерительных систем, которые используются для тестирования устройств в коаксиальном волноводе, полупроводниковых приборов на пластине, радиоэлектронных элементов печатных плат, антенн и антенных систем. Предлагаемый подход основан на представлении модели измерительной системы в виде совокупности локальных по параметру и селективных по спектру составляющих. Он также может быть использован для калибровки имитаторов навигационных сигналов.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, S-параметры, коаксиальный волновод, копланарный волновод, электронная компонента печатных плат, антенна, имитатор сигналов, радионавигационная система.

1. Введение

Для построения современных радиоэлектронных систем необходимо использовать качественные и проверенные комплектующие изделия. Информация о параметрах комплектующих требуется как на этапе разработки системы или части системы, так и на этапах настройки и ввода в эксплуатацию. Среди изделия радиоэлектроники важно выделить следующие: изделия микроэлектроники, которые являются основой интеллектуальной части любого современного устройства; пассивные компоненты печатных плат, обеспечивающие функционирование базовых узлов электрической схемы; элементы коаксиального тракта, способные передавать и преобразовывать радиосигналы; антенны, излучающие и принимающие электромагнитные колебания. В данной работе на основе общего подхода показано решение нескольких задач обеспечения точности и надежности измерений параметров изделий радиоэлектроники.

2.Математическая модель измерительной системы и алгоритмы оценивания параметров модели

Существует большое количество измерительных задач, в которых тестовое воздействие распространяется в тракте передачи сигналов в присутствии неоднородностей, приводящих к появлению парциальных сигналов. Тестовое воздействие имеет определенный спектр (полосу частот), а сигналы, приходящие по разным путям в тракте распространения могут быть разнесены по параметру (например, по задержке). Рассмотрим модель, показанную на рис. 1. Эта модель представлена двумя парциальными составляющими с параметрами p_1 и p_2. Спектральные свойства каждого сигнала описаны набором отсчетов $S_\bullet$ (как правило, комплексных).

С помощью k на рис. 1 отмечена некоторая точка в спектральной области, для которой получены измерения z. Зависимость измерений от неизвестных свойств составляющих модели можно записать в виде

$$z(k) = \sum_{i=1}^{N} S_i(k) \cdot \exp\left[-j \cdot 2\pi f(k) \cdot p_i(k) \sqrt{\varepsilon}/c \right] + n(k), \qquad (1)$$

где N – число составляющих ($N = 2$ для модели на рис. 1); S – спектральные свойства составляющих; $f(k)$ – значение частоты в точке измерений k;

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме; ε – эффективная диэлектрическая проницаемость среды; p – параметр составляющей, который в общем случае может быть функцией k; n – шум измерений. Для рассматриваемого класса задач параметром каждой составляющей является расстояние.

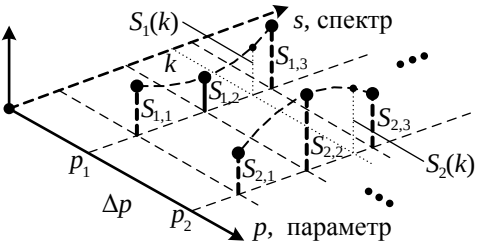


Рис. 1. Модель измерительной системы на плоскости параметр-спектр.

Fig. 1. The model of a measurement system on the parameter-spectrum plane

На рис. 1 показан набор отсчетов для S_1 (опорные значения $S_{1,1}$; $S_{1,2}$; $S_{1,3}$) и для S_2 (опорные значения $S_{2,1}$; $S_{2,2}$; $S_{2,3}$). Данные опорные отсчеты размещаются в специальной сетке по спектру, составляют вектор состояния системы и подлежат оцениванию при обработке z. Выражение для выбора шага сетки в зависимости от шага по параметру имеет следующий вид

$$\Delta s = c \Big/ \left(\Delta p \sqrt{\varepsilon} \right), \tag{2}$$

где Δp – разность расстояний между составляющими. Для интерполяции спектральных свойств составляющих модели с целью определения значений S_i в k-ой точке можно использовать кубические сплайны, функции отсчетов или другие способы интерполяции. При использовании кубических сплайнов выражение (1) имеет сложный аналитический вид по отношению к неизвестным опорным отсчетам. При использовании функции отсчетов можно получить простую зависимость в (1). Обработка при сложной связи наблюдений с вектором состояния возможна с помощью квазиоптимального сигма-точечного фильтра Калмана (в зарубежной литературе *UKF* – unscented Kalman filter) [1-4]. При простой связи можно воспользоваться методом наименьших квадратов (МНК) [5].

3. Результаты экспериментальных исследований

Первый эксперимент – верификация векторного анализатора цепей (ВАЦ) во временной области. Для разделения эффективных параметров прибора используется линия передачи с нагрузкой высокого отражения

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

(для однопортовых измерений), линия, подключенная между портами, (для двухпортовых измерений) и обработка измерений алгоритмом UKF. На рис. 2 показаны оценки эффективных параметров ВАЦ в коаксиальном волноводе (рис. 2 слева для первого порта) и в копланарном волноводе (рис. 2 по центру для прямого зондирования и рис. 2 справа для обратного зондирования). Длина воздушной коаксиальной линии 75 мм (измерения до 32 ГГц, калибровка SOLT [7]), длина линии на подложке из GaAs [6] 20,245 мм (измерения до 70 ГГц, калибровка multiline TRL).

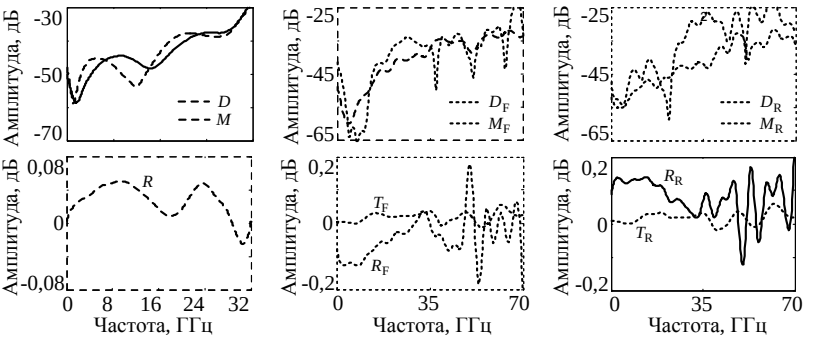


Рис. 2. Оценки эффективных параметров ВАЦ в коаксиальном волноводе для одного порта (слева) и в копланарном волноводе для прямого зондирования (центр) и обратного зондирования (справа). Обозначения: *D* – направленность; *M* – рассогласование; *T* – трекинг передачи; *R* – трекинг отражения. Индексы: F – прямое зондирование, R – обратное.

Fig. 2. VNA residual errors estimates in coaxial waveguide for one port (left) and in coplanar waveguide for forward (center) and reverse (right) directions. VNA residuals: *D* – directivity, *M* – match, *T* – transmission tracking, *R* – reflection tracking. Indexes: F – forward, R – reverse

Второй эксперимент – измерение S-параметров электронной компоненты в оснастке. Изготовлена специальная оснастка, параметры которой были определены при помощи алгоритма МНК. Полученные оценки использованы для коррекции параметров широкополосного конденсатора (АТС 550S 100 нФ), подключенного в центр линии оснастки (рис. 3 слева). Коэффициенты отражения (КО) до и после коррекции показаны на рис. 3 справа. Измерения выполнены с помощью ВАЦ в диапазоне до 20 ГГц. Коррекция позволяет исключить биения, вызванные отражениями от соединителей тестовой оснастки.

Третий эксперимент – измерений диаграммы направленности антенны при наличии переотражений. Схема эксперимента показана на рис. 4 слева. Измерения выполнены в поле, ограниченном кромкой леса. Сигнал на частоте 9,6 ГГц излучался опорной антенной передатчика. Антенная

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

система приемника состояла из двух малогабаритных антенн, расположенных на подвижной платформе [8].

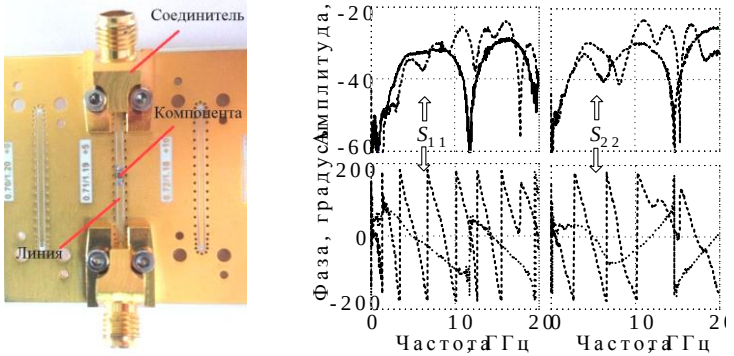


Рис. 3. Фотография тестовой оснастки (слева) и результаты измерений амплитуды и фазы КО (справа): пунктирные линии – до коррекции; сплошные линии – после коррекции.

Fig. 3. Photo of the test fixture (left) and reflection coefficients measurements (right): dotted lines are for without corrections; solid lines are for with corrections

Обработка первичных измерений с помощью алгоритма, основанного на модели системы (рис. 1), позволяет повысить точность определения формы диаграммы направленности (см. рис. 4 справа).

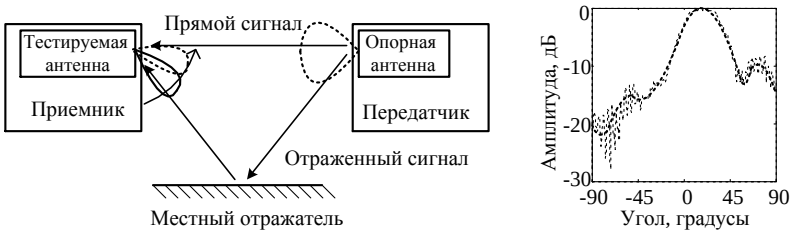


Рис. 4. Схема формирования наблюдаемого сигнала (слева) и результаты измерений (справа): сплошная линия – измерения; пунктирная линия – после обработки.

Fig. 4. Scheme of a signal shaping (left) and measurements results (right): solid line is for measurements, dotted line is for after processing

Четвертый эксперимент – калибровка имитатора навигационных сигналов (НС) по времени задержки. При помощи векторного генератора сигналов произвольной формы разработан имитатор НС одновременно четырех систем: ГЛОНАСС, GPS, GALILEO и BDS. Калибровка и проверка имитатора проводились при помощи цифрового осциллографа (ЦО).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Синхронизацию установки обеспечивал водородный стандарт частоты Ч1-2010. Схема измерений показана на рис. 5 слева. Рассогласование портов имитатора НС и ЦО приводит к появлению переотраженного сигнала. Для проверки алгоритма оценки времени задержки, учитывающего наличие мешающего сигнала, имитатор был настроен на формирование сигнала с полосой 5 МГц и с изменяющейся центральной частотой в спектре формируемого сигнала в диапазоне от 1530 до 1630 МГц с шагом 5 МГц. Результаты калибровки приведены на рис. 5 справа.

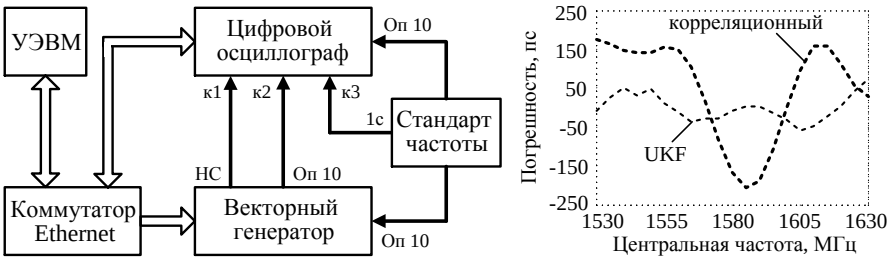


Рис. 5. Схема калибровки имитатора навигационных сигналов (слева) и результаты экспериментальных исследований (справа): сплошная линия – алгоритм UKF, пунктирная линия – обработка корреляционным методом.

Fig. 5. Scheme of a measurement system for calibration of navigation signal imitator (left) and experimental results (right): solid line is for UKF algorithm, dotted line is for correlation method

Традиционный корреляционный алгоритм не является оптимальным при наличии многолучевости и формирует оценки времени задержки с систематической погрешностью до 250 пс для рассматриваемого эксперимента. Остаточная погрешность алгоритма UKF не более 50 пс.

4. Заключение

В работе с общих позиций рассмотрены задачи оценки качества и повышения точности измерений различных компонент для радиоэлектронных модулей и систем. Главная отличительная особенность рассмотренного подхода заключается в том, что формируется совместные оценки всех неизвестных сигналов (полезных или мешающих). В результате повышается точность извлечения информации из наблюдений. Проведен обзор многочисленных экспериментальных исследований, выполненных с использованием современного оборудования. Алгоритм на основе фильтра UKF обладает высокой точностью. Алгоритм МНК требует меньше вычислительных ресурсов и его проще реализовать в программном обеспечении прибора.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3107.2015.8.

Список литературы

[1] Julier S.J., Uhlmann J.K., Durrant-Whyte H.F. A new approach for filtering nonlinear systems. *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 3, pp. 1628-1632, June 1995.

[2] Julier S., Uhlmann J., Durrant-White H.F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators. *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 45, no. 3, March 2000, pp. 477-482.

[3] Julier S.J. The scaled unscented transformation. *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 6, pp. 4555-4559, 2002.

[4] Julier S.J., Uhlmann J.K. Unscented Filtering and Nonlinear Estimation. *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 3. March 2004, pp. 401-422.

[5] Sage A.P., Melsa J.L. System identification. Academic Press Inc., New-York, 1970.

[6] Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set // NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

[7] Губа В.Г. и др. Классификация и анализ методов калибровки векторных анализаторов цепей. *Доклады ТУСУР*. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 149-155.

[8] Мещеряков А.А., Крутиков М.В., Куприц В.Ю. Сравнение эффективности методов оценки пеленга устройствами со слабонаправленными антеннами в условиях пересеченной местности. *Доклады ТУСУР*. – 2010. – № 2 (22). – С. 220-224.

References

[1] Julier S.J., Uhlmann J.K., Durrant-Whyte H.F. A new approach for filtering nonlinear systems. *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 3, pp. 1628-1632, June 1995.

[2] Julier S., Uhlmann J., Durrant-White H.F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators. *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 45, no. 3, March 2000, pp. 477-482.

[3] Julier S.J. The scaled unscented transformation. *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 6, pp. 4555-4559, 2002.

[4] Julier S.J., Uhlmann J.K. Unscented Filtering and Nonlinear Estimation. *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 3. March 2004, pp. 401-422.

[5] Sage A.P., Melsa J.L. System identification. *Academic Press Inc.*, New-York, 1970.

[6] Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set // NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

[7] Guba V.G. et al [Classification and analysis of calibration methods of vector network analyzers]. *Reports of TUSUR*, 2011, no. 2 (24), part 1, pp. 149-155. (In Russian).

[8] Mescherjakov A.A., Krutikov M.V., Kupritz V.Yu. [The efficiency of radio bearing estimation methods over rough terrain by using low directivity antennas]. *Reports of TUSUR*, 2010, no. 2 (22), pp. 220-224. (In Russian).

Acknowledgements

The work was supported by Russian President Grant No. MK-3107.2015.8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Microwave signal modulation kind estimation method

Vladimir D. Zakharchenko
Volgograd State University
Volgograd, 400062, Russian Federation
Zakharchenko_VD@mail.ru

Abstract: *An integral criterion of radar signal narrowbandness is described which is devoid of local criteria's downsides as it allows integrable derivative jumps. The criterion takes the signal phase change rate into account with an amplitude weight and is convenient for classifying kinds of modulation of complex radar signals. The algorithm structure for discriminating modulation kinds is described together with results of statistical modelling for signals with amplitude and phase modulation for reception of narrowband radar signals.*

Keywords: *narrowband signal, narrowbandness criterion, amplitude and angle modulation, recognition algorithm, statistical modeling.*

Метод оценки вида модуляции СВЧ-радиосигналов

Захарченко В.Д.
Волгоградский государственный университет
г. Волгоград, 400062, Российская Федерация
Zakharchenko_VD@mail.ru

Аннотация: *Рассматривается интегральный критерий узкополосности радиосигналов, который лишен недостатков локальных критериев, так как допускает отдельные интегрируемые скачки производных. Критерий учитывает скорость изменения фазы сигнала с амплитудным весом и удобен для классификации видов модуляции сложных радиосигналов. Приводится структура алгоритма различения видов модуляции, а также результаты статистического моделирования для сигналов с амплитудной и фазовой модуляцией при приеме узкополосных радиосигналов.*

Ключевые слова: узкополосный сигнал, критерий узкополосности, амплитудная и угловая модуляция, алгоритм распознавания, статистическое моделирование.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Радиотехнические сигналы, используемые для передачи информации через пространство, обычно моделируются финитными функциями времени $x(t)$, спектр которых $\dot{S}_x(\omega)$ концентрируется в небольшой окрестности центральной частоты ω_0. Это обусловлено неравномерностью частотных характеристик излучения антенных систем и отражательной способности целей в радиолокации. Сигналы, спектр которых удовлетворяет условию $\Delta\omega << \omega_0$, называют «узкополосными». В теоретической радиотехнике широко используется предложенная Д. Габором [1] математическая модель:

$$x(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \Theta(t)] \qquad (1)$$

- классический узкополосный сигнал, где $A(t)$ и $\Theta(t)$ - медленные в сравнении с $\omega_0 t$ функции времени (амплитуда и фаза).

В ряде задач радиосвязи представляет интерес определение вида модуляции, используемого на передающей стороне при передаче информации. Развитие технических средств радиоразведки и радиопротиводействия также ставят задачу распознавания типа устройств, осуществляющих передачу сигналов. Кроме того, немаловажно классифицировать принимаемый сигнал, особенно, если он пришел от неизвестного корреспондента. Это можно сделать на основе интегрального критерия [2], который основан на вычислении спектральных моментов [3].

2. Интегральный критерий узкополосности

Формулировка интегрального критерия «узкополосности» строится на комплексной модели узкополосного сигнала $\dot{x}(t) = \dot{A}(t)e^{j\omega_0 t}$, где $\dot{A}(t) = A(t)e^{j\Theta(t)}$ - комплексная огибающая, обладающая односторонним спектром $\dot{S}_{\dot{A}}(\omega)$, адекватным спектру действительного сигнала при $\omega > 0$:

$$\dot{S}_{\dot{x}}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(t)e^{-j(\omega-\omega_0)t}dt = \dot{S}_{\dot{A}}(\omega-\omega_0)$$

Ширина спектра $\Delta\omega$ сигнала $\dot{x}(t)$ оценивается по методу моментов [3]:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

$$\Delta\omega^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_A|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |S_A|^2 d\omega} \Rightarrow \frac{\|j\omega S_A\|^2}{\|S_A\|^2} = \frac{\|d\dot{A}/dt\|^2}{\|\dot{A}\|^2}.$$

Оценка сверху норм в этом выражении с учетом требования узкополосности $\Delta\omega << \omega_0$ приводит к условию [2]:

$$\left\|\frac{dA}{dt}\right\| + \left\|A\frac{d\Theta}{dt}\right\| << \|A\|\omega_0. \qquad (2)$$

Предлагаемые в литературе [3] локальные ограничения

$$\frac{1}{A}\left|\frac{dA}{dt}\right| << \frac{\omega_0}{2\pi} \quad \text{и} \quad \left|\frac{d^2\Theta}{dt^2}\right| << \frac{\omega_0^2}{2\pi} \qquad (3)$$

для классического «узкополосного» сигнала, очевидно, невыполнимы во всех точках временной оси для многих используемых моделей радиосигналов (например, сигналы с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией).

Интегральный критерий (2) лишен недостатков, присущих локальному критерию (3), поскольку в нем фигурируют не мгновенные значения $A(t)$ и $\Theta(t)$, а усредненные характеристики - нормы производных. Таким образом, это условие слабее, так как допускает отдельные (интегрируемые) разрывы производных, без которых не обходятся модельные сигналы.

Отметим, что скорость изменения фазы участвует в расширении спектра только с амплитудным весом и узкополосность не нарушается, если в модели сигнала присутствуют участки $A \to 0,\ d\Theta/dt \to \infty$, что позволяет снять ряд ограничений на финитность моделей частотной и фазовой модуляции при описании сложных сигналов.

Пример.

Для амплитудно-модулированного сигнала $A(t)\cos(\omega_0 t)$, представленного на рис.1, где обозначено: T - длительнось сигнала; τ - длительность фронта $(\tau << T)$, соответствующие нормы составляют: $\|dA/dt\|^2 = 2A_0^2/\tau;\quad \|A\|^2 = A_0^2 T;\quad d\Theta/dt = 0.$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

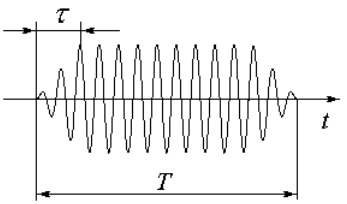


Рис.1. Амплитудно-модулированный сигнал

Fig.1. Amplitude-modulated signal

Заметим, что условие узкополосности $\sqrt{2/T\tau} << \omega_0$, полученное из интегрального критерия (2), при большой длительности сигнала значительно ослаблено по сравнению с традиционным условием (3): $2\pi/\tau << \omega_0$.

Интегральный критерий (2) показывает, что основные виды модуляции (АМ, ФМ, ЧМ) неравноправны с точки зрения их идентификации: на приемной стороне при отсутствии информации об источнике сигнала можно идентифицировать только амплитудную и угловую модуляцию (рис.2). Чтобы разделить частотную и фазовую модуляцию, необходимо знать, какой из параметров сигнала (фаза или частота) модулируется сообщением на передающей стороне.

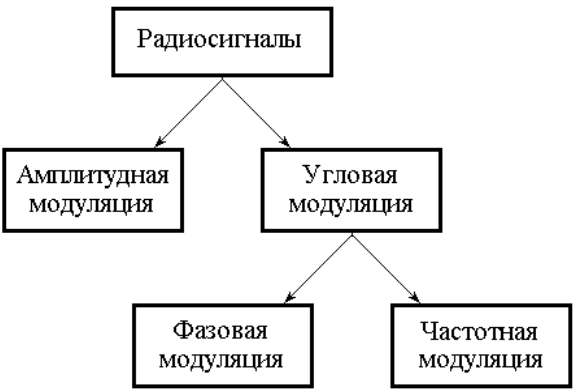


Рис. 2. Идентификация видов модуляции узкополосных сигналов.

Fig. 2. Identification of narrowband signal modulation kinds.

Кроме того, критерий (2) удобен для распознавания вида модуляции радиосигнала (АМ или ФМ, ЧМ) по вкладу в левую часть неравенства. Для этого необходимо вычислить и сравнить соответствующие нормы

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$\|dA/dt\|$ и $\|Ad\Theta/dt\|$. Если основной вклад в расширение спектра осуществляет первая норма, то сигнал (1) следует считать амплитудно-модулированным, а если вторая - то мы имеем дело с угловой модуляцией сигнала. Структура алгоритма распознавания вида модуляции на основе интегрального критерия узкополосности приведена на рис.3 и содержит два квадратурных канала и блоки выполнения отдельных операций (СС – схема сравнения).

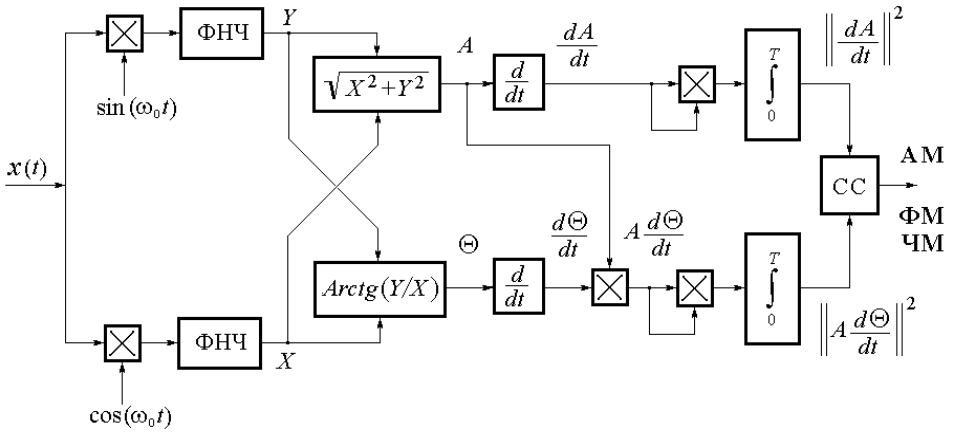


Рис.3. Структура алгоритма распознавания вида модуляции по интегральному критерию.

Fig.3. Algorithm structure for modulation kind recogntion using the integral criterion

3. Результаты статистического моделирования

Для оценки помехоустойчивости приведенного алгоритма распознавания использовались временные последовательности с тональной амплитудной $x_1[k]$ и фазовой $x_2[k]$ модуляцией вида

$$x_1[k] = A_0[1 + m\sin(\Omega k\Delta t)]\cos(\omega_0 k\Delta t); \quad (4)$$

$$x_2[k] = A_0\cos[\omega_0 k\Delta t + m\sin(\Omega k\Delta t)], \quad (5)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 64.0$; $\Omega = 2\pi F$; $F = 1.0$; $\Delta t = 0.001$, $m = 0.5$, $A_0 = 1.0$, $k = 1,...1024$.

К каждой последовательности были добавлены отсчеты белого гауссова шума $n(t)$ с распределением $W(n) = N(0,\sigma_n^2)$. Затем во временной

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

области вычислялись нормы $\|dA/dt\|$ и $\|A\,d\Theta/dt\|$ по моделям сигналов (4) и (5) и производилось их сравнение. Методом статистического моделирования определялась вероятность правильных решений при различном уровне аддитивного шума σ_n. Результаты моделирования представлены на рис.4, где приведены вероятности правильного распознавания P_1 (для АМ-сигнала) и P_2 (для ФМ-сигнала) при различном уровне аддитивного шума.

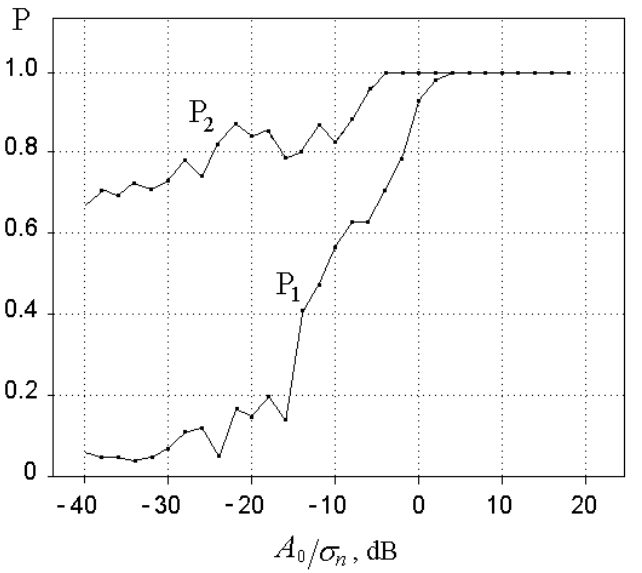


Рис.4. Зависимость вероятностей правильного распознавания вида модуляции P_1 (АМ) и P_2 (ФМ) в сигналах (4) и (5) от отношения сигнал/шум.

Fig.4. Correct modulation kind recognition probability P_1 (AM) и P_2 (PM) in signals (4) and (5) as function of signal-to-noise ratio

Таким образом, несмотря на то, что энергетические спектры последовательностей (4) и (5) достаточно близки, чувствительность идентификации к аддитивному шуму у них различна. Предлагаемый алгоритм, структура которого приведена на рис.3, с большей вероятностью определяет сигналы с фазовой модуляцией, в то время как для правильной идентификации амплитудной модуляции (при $P_1 > 0.8$) требуется отношение сигнала к шуму на 10 дБ выше, чем для фазовой.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

4. Заключение

Интегральный критерий узкополосности радиосигналов может быть успешно использован в задачах распознавания вида модуляции, произведенной на передающей стороне. Алгоритм распознавания содержит два квадратурных канала и может быть легко реализован. Помехоустойчивость предлагаемого алгоритма позволяет осуществлять уверенное распознавание при превышении шума над сигналом до 10 дБ; причем сигналы с фазовой (частотной) модуляцией распознаются точнее.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 15-47-02438-р_поволжье_а. Автор выражает признательность профессору Ю. Н. Паршину (Рязанский радиотехнический институт) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Gabor D. Theory of communication // J.IEE, 1946. Pt. III, vol. 93, pp. 429-457.

[2] Захарченко В.Д. Интегральный критерий узкополосности радиотехнических сигналов // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2000. №10. С. 923-925.

[3] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М: Дрофа, 2006. - 719 с.

References

[1] Gabor D. Theory of communication. *J.IEE*, 1946. Pt. III, vol. 93, pp. 429 - 457.

[2] Zakharchenko V.D. [Integral Criterion of Narrowbandness of Radiosignals] *Izv. vuzov. Radiofizika,* 2000, no. 10, pp. 923 - 925. (In Russian).

[3] Gonorovskiy I.S. Radio engineering circuitry and signals. *Drofa*, 2006, 719 p. (In Russian).

Acknowledgements

The report is prepared based on results of study conducted in Russian Foundation for Basic Research project № 15-47-02438-p_povolzh'e_a. The author is grateful to prof. Yu. N. Parshin (Ryazan radiotechnical institute) for his attention to the work and useful advice.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Measuring test-bench for input checking of high-frequency microcircuits

Alexander V. Schukin[1], Peter I. Bobkovich[1]
[1]*National Research University "Moscow Power Engineering Institute"*
Moscow,111250, Russian Federation
assa127r@mail.ru; seven@advantex.ru

Abstract: *The development results of the measuring test-bench for testing and functional control of high-frequency microcircuits are considered using the vectoral spectrum analyzer, the quadrature signals' oscillator, and the software package from National Instruments. The problem solution is shown on an example of microcircuit testing of the quadrature modulator as well as the frequency synthesizer's microcircuit. Experimental measurement results are given. Advantages of such a test are determined.*

Keywords: *functional testing of UHF microcircuits, quadrature modulator, frequency synthesizer, automated measuring test-bench.*

Измерительный стенд для входного контроля высокочастотных микросхем

[1]Щукин А.В., [1]Бобкович П.И.
[1]*Национальный исследовательский университет «МЭИ»*
г. Москва, 111250, Российская Федерация
assa127r@mail.ru; seven@advantex.ru

Аннотация: *Приводятся результаты разработки измерительного стенда для тестирования и функционального контроля высокочастотных микросхем с использованием векторного анализатора спектра, генератора квадратурных сигналов и программной среды National Instruments. На примере тестирования микросхемы квадратурного модулятора и микросхемы синтезатора частоты показано решение задачи. Приведены результаты экспериментальных измерений. Определенны преимущества такого тестирования.*

Ключевые слова: функциональный контроль СВЧ микросхем, квадратурный модулятор, синтезатор частоты, автоматизированный измерительный стенд.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Задача дополнительных отбраковочных испытаний компонентов радиоэлектронных схем при изготовлении аппаратуры ответственного применения и повышенной надежности стоит достаточно остро [1]. Часто на предприятии – изготовителе компонентов выполнить эти процедуры не удается, особенно когда это касается импортных комплектующих. Существующее тестовое оборудование позволяет проводить испытания простых полупроводниковых компонентов или однородных интегральных схем, таких как диоды, транзисторы, операционные усилители, цифровая логика, микросхемы памяти [2]. Серьезные трудности возникают, когда возникает задача тестирования высокочастотных аналоговых или аналого-цифровых микросхем. Трудности связаны с тем, что для таких микросхем как синтезаторы частоты, квадратурные смесители и модуляторы, радиочастотные программируемые приемники и передатчики, стандартного тестового оборудования не существует. Микросхемы высокой степени интеграции (БИС) имеют большое количество плотно расположенных выводов различного типа: аналоговые, цифровые, радиочастотные, питания - что затрудняет контактирование с ними универсальными щупами. Специализированная контактирующая оснастка (зонд) делается для определенного типа микросхем, зонд ограничен в применении, чрезвычайно дорог и оправдан только при массовом производстве микросхем. Помимо контактирования, для нормального функционирования БИС требуется некоторая обвязка (схема включения) и выполнение определенных конструктивно-топологических решений по согласованию высокочастотных подключений, выравниванию длины путей дифференциальных и скоростных цифровых каналов, развязке аналоговой и цифровой части. Такие требования могут быть выполнены только при использовании для размещения схемы многослойной печатной платы, как правило, не менее 4-х металлизированных слоев. Для коммутации выводов микросхемы БИС с топологией печатной платы используются переходные контактирующие устройства (КУ) с нулевым усилием установки (типа ZIF), не повреждающие поверхность выводов компонента. При использовании КУ важна минимальная длина соединения от выводов компонента до платы и минимальная паразитная связь соседних контактов. Другая проблема заключается в том, что БИС часто имеют программируемую структуру, и для их функционирования необходима программная конфигурация. Желательно, чтобы была возможность оперативно изменять эту конфигурацию для контроля функционирования в разных режимах.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

В работе рассматриваются вопросы практического решения этих задач для двух типов БИС, выпускаемых компанией Analog Devices Inc.:

1) квадратурного модулятора AD8345;

2) программируемого синтезатора частоты ADF4350.

2. Измерительный стенд для квадратурного модулятора

Микросхема квадратурного модулятора AD8345 выпускается в корпусе типа TSSOP-16 размером 4,4 х 5,0 мм высотой 1 мм с шагом выводов 0,65 мм. Диапазон рабочих частот от 140 до 1000 МГц. Полоса модулирующего сигнала до 80 МГц. Выходная мощность около 0 дБм. Питание от 2,7 до 5,5 В, ток потребления 65 мА. Квадратурная ошибка по амплитуде 0,2 дБ, по фазе 0,5 градуса [3].

Структурная схема измерительного стенда показана на рис.1.

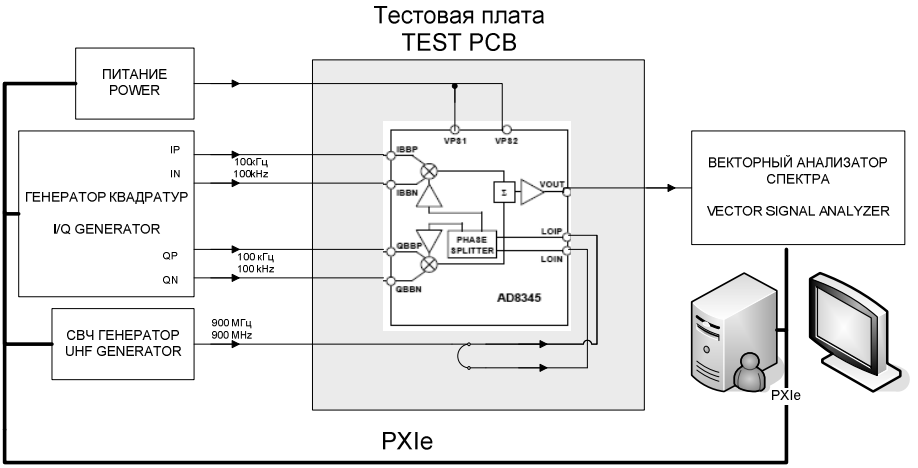


Рис. 1. Структурная схема автоматизированного измерительного стенда для AD8345

Fig. 1. Structural diagram of the automated measuring test bench for AD8345

Тестовая схема включения модулятора собрана на 4-х слойной печатной плате с стандартным КУ для установки тестируемых микросхем. В стенде использованы следующие модульные приборы, установленные в шасси NI PXIe-1085: источник питания–измеритель NI PXIe-4142, генератор квадратурных дифференциальных сигналов NI PXIe-5451, векторный анализатор ВЧ сигналов NI PXIe-5665, а также СВЧ генератор несущей частоты. Управление и синхронизация работы приборов осуществляется по шине PXIe из программы тестирования от компьютера, написанной в

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

среде LabView National Instruments. Для тестирования микросхем формировался SSB сигнал (с одной боковой полосой) на несущей частоте 900 МГц с модуляцией гармоническим сигналом частотой 100 кГц. При тестировании измерялись ток потребления и спектр сигнала, по которому определялись амплитуды характерных спектральных составляющих. На рис. 2 показан результат измерения спектра одного из образцов, который соответствует показателям, приведенным в документации [3].

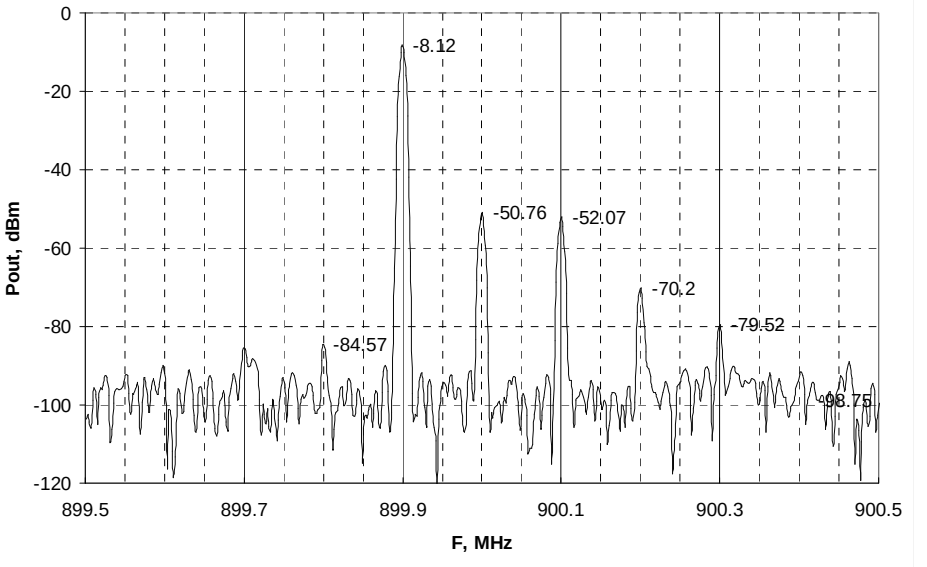


Рис. 2. Спектр тестового сигнала

Fig. 2. Spectrum of testing signal

2. Измерительный стенд для синтезатора частоты

Микросхема широкополосного синтезатора частоты со встроенным генератором ADF4350 выпускается в 32-х выводном корпусе LFCSP размером 5 х 5 мм, высотой 1 мм, с шагом выводов 0,5 мм, расположенных с 4-х сторон [4]. Микросхема формирует гармонический сигнал в диапазоне частот от 140 до 4400 МГц с низким уровнем фазовых шумов и выходной мощностью до 5 дБм. По 3-х проводному последовательному цифровому интерфейсу SPI программируются частота и уровень мощности выходного сигнала, а также выполняются другие настройки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Структурная схема измерительного стенда показана на рис.3. Для выполнения измерений используется источник питания–измеритель NI PXIe-4142, векторный анализатор ВЧ сигналов NI PXIe-5665 или R&S FSUP26. Для управления синтезатором разработана плата контроллера шины SPI с передачей данных от компьютера по USB-интерфейсу, которая позволяет из управляющей программы компьютера конфигурировать микросхему синтезатора. Управление приборами и синхронизация в шасси NI производится по PXIe – интерфейсу, другие приборы могут быть подключены к стенду для автоматизированного выполнения измерений через интерфейсы RS-232, USB, Ethernet или GPIB.

На тестовой плате размещаются контактное устройство для тестируемой микросхемы, стабилизаторы питающих напряжений, цепи развязки, согласования, фильтра ФАПЧ, разъемы для подключения измерительных кабелей, питания и шлейфа управления от платы микроконтроллера.

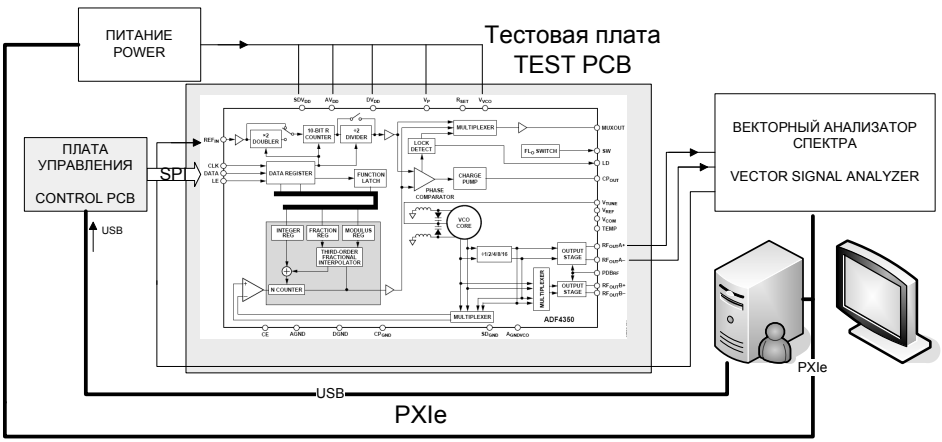


Рис. 3. Структурная схема автоматизированного измерительного стенда для ADF4350

Fig. 3. Structural diagram of the automated measuring test bench for ADF4350

На рис. 4 приведены результаты измерения анализатором спектра R&S FSUP26 характеристики спектральной плотности фазового шума при замкнутой петле ФАПЧ. Измеренное значение фазового шума при отстройке на 10 кГц при частоте выходного сигнала 1100 МГц составляет минус 103 дБн, при частоте 2200 МГц – минус 99,6 дБн. В технической документации на синтезатор для частоты 2200 МГц типовое значение фа-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зового шума при отстройке 10 кГц равно минус 89 дБн. Измерения на тестовой плате показали уровень фазового шума на 10,6 дБ меньше типового.

Такое построение измерительного стенда позволяет в автоматическом режиме выполнить комплекс измерений характеристик, определить параметры и оценить пригодность компонента по заданным критериям (порогам), а также сохранить результаты измерений в электронной базе данных и сформировать требуемые отчеты. В задачи оператора входит выполнение следующих процедур: установка на стенд тестовой платы, соответствующей компоненту, подключение к разъемам платы измерительных кабелей, загрузка программы тестирования, установка на плату и прижим компонента в КУ, запуск цикла тестовых измерений, текущий контроль измерений на экране дисплея, смена компонента и запуск следующего цикла измерений. По окончании измерений по накопленным и сохраненным данным формируются необходимые отчеты о тестировании, вносятся записи в электронную базу данных по тестируемым компонентам.

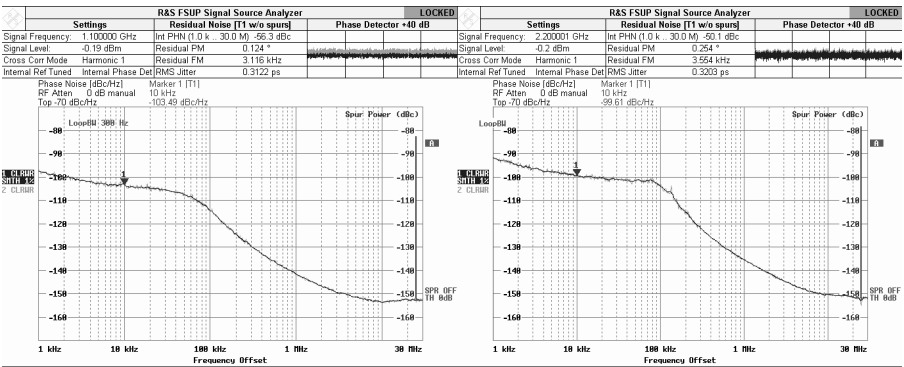


Рис. 4. Фазовый шум ADF4350: 1100МГц и 2200 МГц

Fig. 4. Phase noise of ADF4350: 1100 MHz and 2200 MHz

Конфигурация стенда может быстро перенастраиваться под другой тип компонента (или другое тестирование) путем замены измерительных модулей (при необходимости), тестовой платы и программы измерений. Соединение тестовой платы с измерительными приборами гибкими кабелями позволяет поместить плату в зону испытательных воздействий окружающей среды, например, в термокамеру, и измерить характеристики при повышенной/пониженной температуре.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Современные измерительные приборы с внешним управлением позволяют создавать и конфигурировать измерительные стенды под различные виды измерений. Тестовые платы, обеспечивающие схемное и конструктивно-топологическое включение тестируемого компонента, существенно упрощают технологическую оснастку для проведения измерений отдельных партий микросхем. Небольшое количество подключаемых к плате кабелей и разъемов позволяет помещать плату и выполнить тестирование микросхем в условиях воздействия различных факторов окружающей среды. Автоматическое выполнение большого комплекса измерений, с сохранением и обработкой результатов существенно сокращает время испытаний и исключает субъективные ошибки оператора. Формируемые базы данных измерений компонентов, позволяют дать дополнительную информацию при анализе причин отказов аппаратуры и сформировать обоснованные требования к границам пригодности микросхем.

Список литературы

[1] Федосов В.В., Патраев В.Е. Повышение надежности радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов при применении электрорадиоизделий, прошедших дополнительные отбраковочные испытания в специализированных испытательных технических центрах // Авиакосмическое приборостроение. 2006. № 10. С. 50–55.

[2] Романова И. Точные измерения – основа качества и безопасности. XI Московский международный форум// Электроника: Наука, технология, бизнес. 2013. № 5 (127). С. 162-168.

[3] AD8345: 140 MHZ to 1000 MHz Quadrature Modulator Data Sheet (Rev. B) [Электронный ресурс] http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/AD8345.pdf

[4] UG-109: Evaluation Board User Guide for ADF4350 [Электронный ресурс]. http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/UG-109.pdf

References

[1] Fedosov V.V., Patraev V.E. [Reliability increase of electronic equipment for space systems when using electrical-radio particles passing through additional screening tests in specific testing engineering centers], *Aviakosmicheskoe priborostroenie*, 2006, no 10, pp. 50 – 55. (In Russian).

[2] Romanova I. [Precision Measurements as the Quality and Security. Base IX Moscow International Forum], *Elektronika: Nauka, tekhnologiya, biznes*, 2013. vol. 127, no. 5, pp. 162 - 168. (In Russian).

[3] AD8345: 140 MHz to 1000 MHz Quadrature Modulator Data Sheet (Rev. B) *http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluationdocumentation/AD8345.pdf*

[4] UG-109: Evaluation Board User Guide for ADF4350 . *http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/UG-109.pdf*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

To the problem of reference mixer reciprocity in microwave frequency converter measurements

Daniil R. Frolov[1, 2], Akim A. Babenko[1], Konstantin S. Korotkov[1], Anton S. Levchenko[1]
[1]*Kuban State University*
Krasnodar, 350040, Russian Federation
akbabenko@mail.ru
[2]*Fermi National Accelerator Laboratory*
Batavia, IL 60510, United States
frolov.drf@gmail.com

Abstract: *We discuss reasons that limit accuracy of RF converters frequency response measurements that are based on different combinations of parallel and serial connection of frequency converters. It is proved that it is impossible to carry out such measurements without using reciprocal frequency converters. It is shown that the ultimate precision of such measurements is determined by the reciprocity of at least one of the frequency converters involved in the measurement process.*

Keywords: *frequency converter, vector network analyzer, frequency response, RF mixer, gain, phase, microwave networks with frequency conversion.*

О проблеме взаимности опорного смесителя при измерении параметров СВЧ-устройств с преобразованием частоты

[1, 2] Фролов Д.Р., [1] Бабенко А.А., [1] Коротков К.С., [1] Левченко А.С.
[1] *Кубанский государственный университет*
г. Краснодар, 350040, Российская Федерация
akbabenko@mail.ru
[2] *Национальная ускорительная лаборатория им. Э. Ферми*
г. Батавия, Ильинойс, 60510, Соединенные Штаты Америки
frolov.drf@gmail.com

Аннотация: *Рассмотрены причины, ограничивающие точность измерения комплексных коэффициентов передачи преобразователей частоты методами, основанными на различных комбинациях параллельного и последовательного соедине-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ния преобразователей частоты. Доказано, что невозможно проводить такие измерения без применения взаимных преобразователей частоты. Показано, что предельная точность таких методов измерений определяется степенью взаимности как минимум одного из преобразователей частоты, участвующих в процедуре измерения.

Ключевые слова: *векторный анализатор цепей, комплексный коэффициент передачи, СВЧ-смеситель, модуль, фаза, СВЧ-устройство с проеобразованием частоты.*

1. Введение

Полнота описания характеристик СВЧ-устройств с помощью системы S-параметров и соответствие ее элементов реальным физическим процессам в таких устройствах позволяют, с некоторыми допущениями, применить эту систему и для описания характеристик нелинейных СВЧ-устройств, которыми являются преобразователи частоты. Однако для получения полной системы S-параметров, являющихся комплексными величинами и характеризующих преобразователь частоты, необходимо, кроме модулей S-параметров, знать и величины их аргументов. В наших предыдущих публикациях [1] сообщалось, что определить аргумент комплексного коэффициента передачи преобразователя частоты традиционными методами невозможно, поскольку на его входе и выходе присутствуют сигналы различных частот и сравнение их по фазе теряет смысл. Таким образом, существует измерительная задача, связанная с определением комплексных коэффициентов передачи и отражения нелинейных СВЧ-устройств вообще и комплексных коэффициентов передачи преобразователей частоты в частности, которая за рубежом получила название «нелинейный векторный анализ цепей» (non-linear vector network analysis (NVNA)).

2. Исследуемая модель

В общем случае СВЧ устройство является взаимным, если его матрица рассеяния симметрична, то есть $Sij = Sji$ [2]. Представим преобразователь частоты в виде четырехполюсника с преобразованием частоты, имеющего два полюса, работающих в диапазоне СВЧ и два полюса, работающих в диапазоне промежуточных частот (ПЧ). Эти две пары полюсов назовем соответственно портом СВЧ и портом ПЧ, имея при этом ввиду,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

что оба этих порта могут работать как вход и как выход. Направленный граф такого четырехполюсника изображен на рисунке 1.

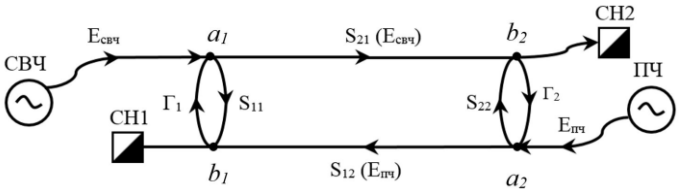


Рис. 1. Направленный граф четырехполюсника с преобразованием частоты.
Fig. 1. Flow graph of network with frequency conversion.

При прямом режиме работы «СВЧ-ПЧ» сигнал $E_{СВЧ}$ поступает от генератора СВЧ, преобразуется в сигнал ПЧ на пути от полюса a_1 к полюсу b_2 с коэффициентом передачи $S_{21}(E_{СВЧ})$ и поглощается в согласованной нагрузке СН2. При обратном режиме работы «ПЧ-СВЧ» сигнал $E_{ПЧ}$ поступает от генератора ПЧ, преобразуется в сигнал СВЧ на пути от полюса a_2 к полюсу b_1 с коэффициентом передачи $S_{12}(E_{ПЧ})$ и поглощается в согласованной нагрузке СН1. Под полностью взаимным преобразователем частоты, согласно предложению, сделанному в [2], будем понимать такой преобразователь, у которого соблюдается равенство коэффициентов $S_{21}(E_{СВЧ})$ и $S_{12}(E_{ПЧ})$ как по их модулю, так и по аргументу.

Обратимся к основным методам, которые применяются для измерения комплексного коэффициента передачи преобразователей частоты. Их описание и анализ были выполнены нами в работе [1]. Для краткости будем далее рассматривать только процесс измерения аргумента (фазы) комплексного коэффициента передачи (ККП) преобразователя частоты. В большинстве случаев определение ККП основано на совокупных методах измерения [3,4], когда определяются параметры нескольких пар преобразователей частоты, в некоторые из которых входит испытуемый преобразователь частоты, а остальные преобразователи частоты являются вспомогательными. При этом существует всего два способа соединения: последовательное соединение либо параллельное соединение, что соответствует измерению суммы и разности ККП пары преобразователей частоты. Согласно методу трех сумм [3], для определения ККП испытуемого преобразователя частоты необходимо два опорных преобразователя, каждый из которых соединяется с испытуемым последовательно для измерения сум-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

марного ККП φ_Σ. В методе суммы и разности [4] для определения ККП испытуемого преобразователя частоты необходим один опорный преобразователь, который соединяется с испытуемым сначала последовательно для измерения суммарного ККП φ_Σ, а затем параллельно для измерения разностного ККП φ_Δ. Таким образом, для метода трех сумм имеем систему (1), а для метода суммы и разности имеем систему (2):

$$\left.\begin{aligned}\varphi_X+\varphi_1&=\varphi_{\Sigma1}\\ \varphi_X+\varphi_2&=\varphi_{\Sigma2}\\ \varphi_1+\varphi_2&=\varphi_{\Sigma3}\end{aligned}\right\}\ (1) \qquad \left.\begin{aligned}\varphi_X+\varphi_1&=\varphi_\Sigma\\ \varphi_X-\varphi_1&=\varphi_\Delta\end{aligned}\right\}(2)$$

Из систем (1) и (2) можно сделать вывод, что в обоих методах всегда должен присутствовать опорный преобразователь частоты, у которого в одном измерении ПЧ-порт работает как вход, а СВЧ-порт работает как выход, а в каком-нибудь другом измерении наоборот: СВЧ-порт служит входом, а ПЧ-порт – выходом.

Допустим, что имеется метод измерения модуля и фазы ККП преобразователя частоты, который позволяет избежать для каждого из преобразователей одновременного преобразования «вверх» и «вниз» во всей серии измерений. Тогда каждый из преобразователей, в том числе и испытуемый, можно будет отнести к группе преобразователей, производящих преобразование частоты либо из ПЧ в СВЧ, либо из СВЧ в ПЧ. Обозначим значения аргументов ККП каждого преобразователя частоты из первой группы φ_i (i =1, 2, 3…), а значения фазы ККП каждого преобразователя частоты из второй группы ψ_k (k =1, 2, 3…). Тогда мы имеем возможность измерять либо разность фаз ККП преобразователей частоты, принадлежащих одной группе (поскольку не имеет смысл сравнивать преобразователи частоты, у которых выходные сигналы лежат в разных диапазонах частот), либо сумму фаз ККП преобразователей частоты, принадлежащих разным группам. Вся серия таких измерений описывается системой (3):

$$\left.\begin{aligned}\varphi_i-\varphi_j&=\Delta\varphi_{ij}\ (i\neq j)\\ \varphi_i+\psi_k&=\Sigma\varphi_{ik}\\ \psi_k-\psi_j&=\Delta\psi_{kj}\ (k\neq j)\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Получив значения φ и ψ для каждой из групп и прибегнув к прибавлению к каждому φ какого-либо значения δ и, соответственно, прибавлению к каждому ψ значения «минус» δ, можно получить те же значения в столбце свободных коэффициентов системы (3):

$$\left.\begin{aligned}
&(\varphi_i+\delta)-(\varphi_j+\delta)=\Delta\varphi_{ij}\ (i\neq j)\\
&(\varphi_i+\delta)+(\psi_k+(-\delta))=\Sigma\varphi_{ik}\\
&(\psi_k+(-\delta))-(\psi_j+(-\delta))=\Delta\psi_{kj}\ (k\neq j)
\end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Таким образом, такая система имеет бесконечное множество решений. Это означает, что в любой серии измерений как минимум один преобразователь частоты должен обладать свойством взаимности.

3. Интерпретация результатов анализа

Нами измерялся суммарный аргумент ККП двух последовательно соединенных преобразователей частоты в противоположных направлениях. Упрощенная схема показана на рисунке 2. Измерения проводятся следующим образом. Испытательный сигнал СВЧ, поступающий на порт 1 векторного анализатора цепей, обозначенного на схеме как ВАЦ, преобразуется в испытуемом преобразователе с модулем K_x и аргументом φ_x в сигнал ПЧ, который, попадая на вход опорного преобразователя частоты, преобразуется в нем с модулем K_1 и аргументом φ_1 в сигнал СВЧ, поступающий на порт 2 ВАЦ.

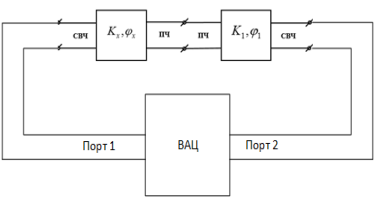


Рис. 2. Схема измерений суммарного аргумента ККП преобразователей частоты.
Fig. 2. Schematic of mixer sum frequency response measurement.

Таким образом, векторный анализатор цепей измеряет суммарный аргумент ККП φ_Σ согласно первому уравнению системы (2). При измерениях в обратном направлении суммарный аргумент ККП φ_Σ' отличается от φ_Σ. Это различие говорит о том, что как минимум одно слагаемое в первой формуле системы (2) меняет свое значение при изменении направления измерений. Вследствие отличия от единицы модулей ККП преобразователя часто-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ты, на который поступает зондирующий сигнал, другой преобразователь начинает работать в режиме, отличном от первого. Таким образом, имеет место амплитудно-фазовая погрешность измерений, которую можно устранить присоединением к схеме последовательно соединенных усилителя и регулируемого аттенюатора, восстанавливающих прежний уровень сигнала. Результаты измерений без промежуточного усиления показаны на рисунке 3. Результаты измерений с усилением показаны на рисунке 4.

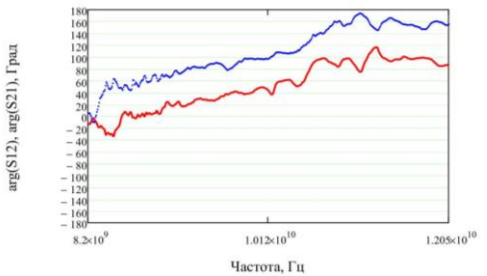


Рис. 3. Суммарный аргумент ККП без промежуточного усиления.

Fig. 3. Sum complex transmission phase response without intermediate amplifying.

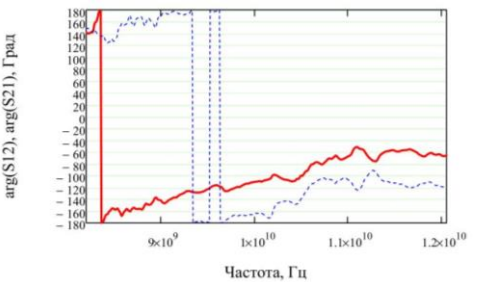


Рис. 4. Суммарный аргумент ККП с промежуточным усилением.

Fig. 4. Sum complex transmission phase response with intermediate amplifying.

Из рисунков 3 и 4, видно, что промежуточное усиление, а, следовательно, и компенсация амплитудно-фазовой погрешности не приводит матрицы рассеяния преобразователей к симметричному виду.

4. Заключение

В работе исследован самый общий случай совокупных измерений, используемых для определения аргументов комплексного коэффициента передачи преобразователей частоты и обнаружено принципиальное ограничение, накладываемое на результаты этих измерений и заключающееся в том, что хотя бы один из опорных преобразователей частоты должен обладать свойством взаимности, то есть его матрица рассеяния должна быть симметричной. Выводы проведенного анализа подтверждены экспериментальными результатами.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-47-230348 р_а.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Коротков К. С., Фролов Д. Р., Левченко А. С. Анализ методов измерения истинного сдвига фаз смесителей сверхвысокой частоты // Радиотехника и электроника. – 2015. – т. 60 - № 8. – С. 873-880.

[2] Van Moer, W., Rolain, Y. Determing the Reciprocity of Mixers Through Three–Port Signal Network Analyzer Measurements// IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2007. – vol. 56. – No. 5.

[3] Patent US 6,064,694 United States of America, Int. Cl. H 04 B 3/46, H 04 B 17/00, H 04 Q 1/20. Frequency Translating Device Transmission Response System / Christopher Joseph Clark (USA), Andrew Alfred Moulthrop (USA), Michael Steven Muha (USA), Chistopher Patrick Silva (USA); assignee The Aerospace Corporation. – 08/940,578; filed Sep. 30, 1997; pub. Date Mar. 16, 2000.

[4] А. с. 1596278 СССР, МКИ G 01 R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи четырехполюсников с преобразованием частоты / Коротков К. С.; опубл. 30.09.1990.

References

[1] Korotkov K. S., Frolov D. R., Levchenko A. S. Analysis microwave mixers absolute phase shift measurement methods. // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2015. – т. 60 - № 8. – С. 873-880.

[2] Van Moer, W., Rolain, Y. Determing the Reciprocity of Mixers Through Three–Port Signal Network Analyzer Measurements// IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2007. – vol. 56. – No. 5.

[3] Patent US 6,064,694 United States of America, Int. Cl. H 04 B 3/46, H 04 B 17/00, H 04 Q 1/20. Frequency Translating Device Transmission Response System / Christopher Joseph Clark (USA), Andrew Alfred Moulthrop (USA), Michael Steven Muha (USA), Chistopher Patrick Silva (USA); assignee The Aerospace Corporation. – 08/940,578; filed Sep. 30, 1997; pub. Date Mar. 16, 2000.

[4] K. S. Korotkov, USSR Inventor’s Certificate, No. 1596278, Byull. Izobret., No. 36 (30.09.1990).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research № 16-47-230348 r_a.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

A method for measuring complex coefficients reflection and transmission of microwave quadripoles

Alexander N. Trushkin
Sevastopol National University
Institute of Radio Electronics and Information Security
Department of electronics and telecommunications,
Str. University, 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
nataly_olga@list.ru

Abstract: *A method is suggested for measuring the complex reflection coefficients and transmission of microwave quadripoles and block diagram of a measuring instrument based on it. It is shown that by forming in the reference and measurement channels of the incident waves, modulated in amplitude harmonically it is possible to highlight the measurement information on all elements of the scattering matrix of quadripoles.*

Keywords: *electromagnetic wave, harmonic components, quadripole.*

Способ измерения комплексных коэффициентов отражения и передачи СВЧ четырехполюсников

Трушкин А.Н.
Севастопольский государственный университет
Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Кафедра радиоэлектроники и телекоммуникаций,
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
nataly_olga@list.ru

Аннотация: *Предложен способ измерения комплексных коэффициентов отражения и передачи СВЧ четырехполюсников и структурная схема измерителя на его основе. Показано, что путем формирования в опорном и измерительном каналах падающих волн, промодулированных по амплитуде по гармоническому закону имеется возможность выделения измерительной информации по всем элементам матрицы рассеяния исследуемых четырехполюсников.*

Ключевые слова: электромагнитная волна, гармонические составляющие, четырехполюсник.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Исследуется способ определения комплексных параметров четырехполюсников. СВЧ тракт интерференционного измерителя в опорном и измерительном каналах имеет амплитудные модуляторы, которые модулируют падающие волны по гармоническому закону. Выходы СВЧ детекторов трехзондовых измерительных линий в каждом из каналов подключены к устройствам обработки измерительной информации. В результате измеряются все элементы матрицы рассеивания за один измерительный цикл. Преимуществом предлагаемого метода и интерференционной схемы измерителя на его основе по сравнению с известными способами и схемами является сравнительная простота реализации его сверхвысокочастотной части и высокая производительность измерения за счет определения всех элементов матрицы рассеяния четырехполюсника в одном измерительном цикле.

2. Сущность предлагаемого способа и схема измерителя

На рис.1 представлена структурная схема измерителя, с помощью которого реализуется предлагаемый способ.

Измеритель содержит СВЧ генератор 1, делитель мощности 2, в первом канале первый ферритовый вентиль 3, амплитудный модулятор 4, второй ферритовый вентиль 5, трехзондовую измерительную линию с СВЧ детекторами 6, во втором канале первый ферритовый вентиль 7, амплитудный модулятор 8, второй ферритовый вентиль 9, трехзондовую измерительную линию с СВЧ детекторами 10, исследуемый четырехполюсник 11, блок аналоговой обработки 12, микроЭВМ 13 и ПЭВМ 14.

Измеритель работает следующим образом. СВЧ генератор 1 вырабатывает электромагнитную волну, которая распространяется к делителю 2. Делитель 2 делит эту волну на две равные части. С первого выхода делителя 2 по первому каналу волна распространяется к первому входу четырехполюсника 11 через последовательно соединенные ферритовый вентиль 3, амплитудный модулятор 4, ферритовый вентиль 5 и трехзондовую измерительную линию 6. Аналогично во втором канале волна распространяется ко второму входу четырехполюсника 11 через, последовательно соединенные ферритовый вентиль 7, амплитудный модулятор 8, ферритовый вентиль 9 и трехзондовую измерительную линию 10. Отраженные от входов четырехполюсника 11 волны суммируются с падающими в плоскостях подключения зондов измерительных линий 6 и 10. Прошедшие во взаимообратном направлении через четырехполюсник 11 волны также суммируются с падающими в плоскостях подключения зондов измерительных линий 6 и 10.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

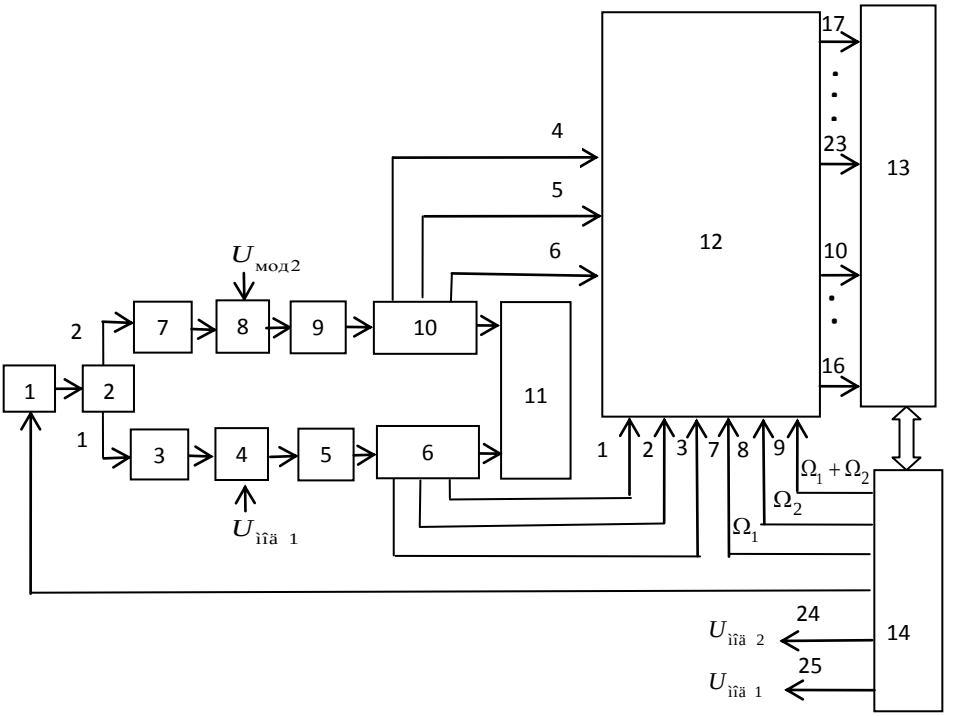


Рис. 1. Структурная схема измерителя в режиме измерения.

Fig. 1. Structural diagram Measuring device in the measurement mode

Структурная схема блока аналоговой обработки 12 показана на рис. 2. Блок аналоговой обработки 12 содержит: в первом канале — предварительные усилители 15…17; полосовые фильтры 18…24; блок синхронных детекторов 25, а во втором канале — предварительные усилители 26…28; полосовые фильтры 29…35; блок синхронных детекторов 36.

Режиму измерения предшествует режим калибровки. Структурная схема измерителя в режиме калибровки показана на рис. 3.

На первом этапе калибровки вместо четырехполюсника 11 в СВЧ тракт включаются согласованные нагрузки 15, 16. В режиме калибровки с первого выхода делителя 2 волна распространяется в сторону согласованной нагрузки 15 через последовательно соединенные ферритовый вентиль 3, амплитудный модулятор 4, ферритовый вентиль 5, трехзондовую измерительную линию 6 и полностью нагрузкой 15 поглощается. Аналогично во втором канале волна распространяется в сторону согласованной нагрузки 16 через последовательно соединенные ферритовый вентиль 7,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

амплитудный модулятор 8, ферритовый вентиль 9, трехзондовую измерительную линию 10 и полностью нагрузкой 16 поглощается.

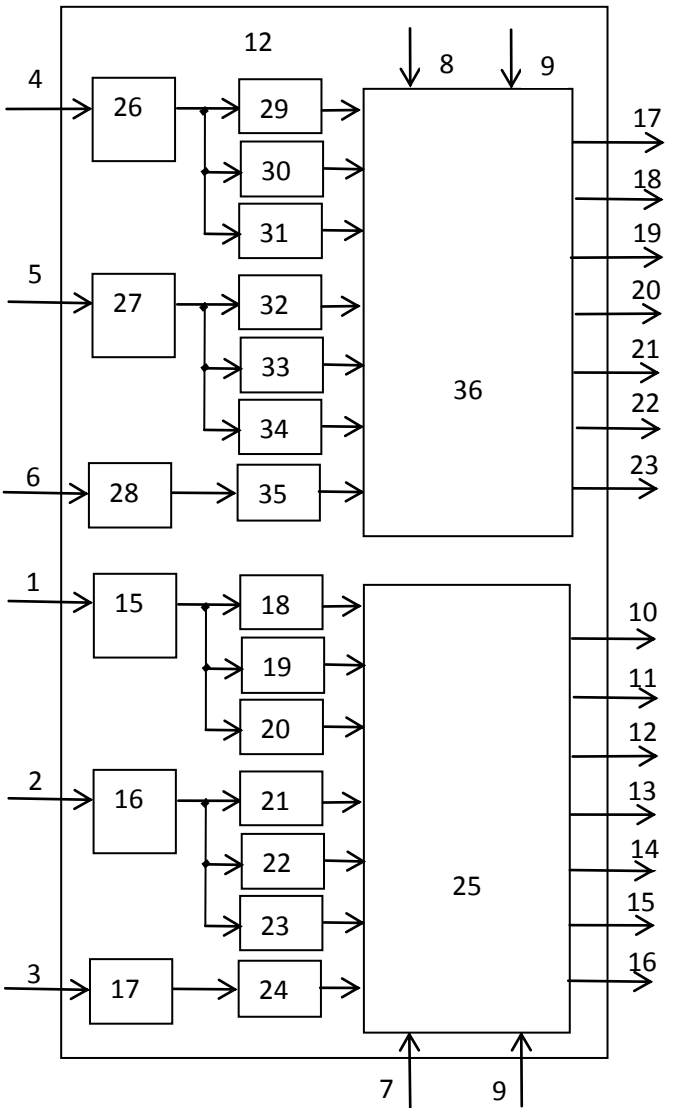


Рис. 2. Структурная схема блока аналоговой обработки

Fig. 2. Block diagram of an analog processing unit

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

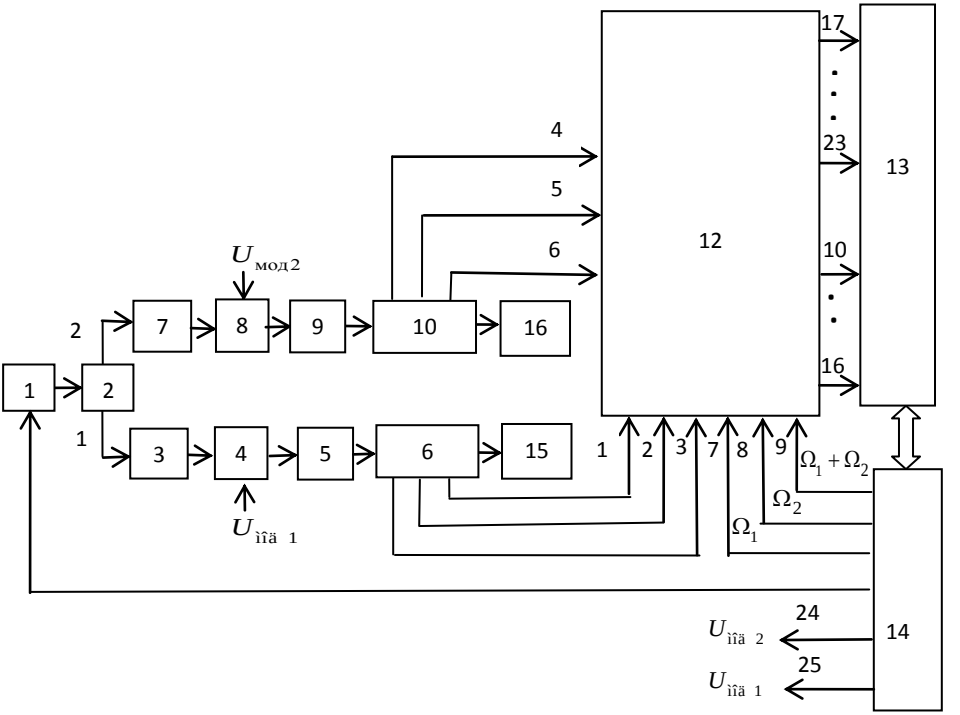


Рис. 3. Структурная схема измерителя в режиме калибровки.

Fig. 3. Structural diagram Measuring device in calibration mode

Измерительная информация, полученная при калибровке, обрабатывается и запоминается в виде констант, которые используются при измерении параметров исследуемого четырехполюсника 11.

В режиме измерения модули коэффициентов отражения Γ_{X1}, Γ_{X2}, аргументы коэффициентов отражения $\phi_{\Gamma x1}$, $\phi_{\Gamma x2}$ от первого и второго входов четырехполюсника соответственно, аргументы коэффициентов передачи α_{KX1}, α_{KX2} четырехполюсника; модули коэффициентов передачи K_{X1} — от первого его входа до второго, K_{X2} — от второго его входа до первого соответственно определяются по формулам:

$$\phi_{\Gamma x1} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\cos\beta_1 - \cos\beta_2 - \frac{U_1 - U_2}{U_1 - U_3}\cdot(\cos\beta_1 - \cos\beta_3)}{\sin\beta_1 - \sin\beta_2 - \frac{U_1 - U_2}{U_1 - U_3}\cdot(\sin\beta_1 - \sin\beta_3)}\right);$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\phi_{\Gamma x2} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\cos\beta_4 - \cos\beta_5 - \frac{U_4 - U_5}{U_4 - U_6}\cdot\left(\cos\beta_4 - \cos\beta_6\right)}{\sin\beta_4 - \sin\beta_5 - \frac{U_4 - U_5}{U_4 - U_6}\cdot\left(\sin\beta_4 - \sin\beta_6\right)}\right);$$

$$\Gamma_{X1} = \frac{0,25}{U_{K1}}\cdot\left(\frac{U_1 - U_2}{\cos\left(\phi_{\Gamma x1} + \beta_1\right) - \cos\left(\phi_{\Gamma x1} + \beta_2\right)} + \frac{U_1 - U_3}{\cos\left(\phi_{\Gamma x1} + \beta_1\right) - \cos\left(\phi_{\Gamma x1} + \beta_3\right)}\right);$$

$$\Gamma_{X2} = \frac{0,25}{U_{K4}}\cdot\left(\frac{U_4 - U_5}{\cos\left(\phi_{\Gamma x2} + \beta_4\right) - \cos\left(\phi_{\Gamma x2} + \beta_5\right)} + \frac{U_4 - U_6}{\cos\left(\phi_{\Gamma x2} + \beta_4\right) - \cos\left(\phi_{\Gamma x2} + \beta_6\right)}\right);$$

$$\alpha_{X1} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\frac{U_7}{U_8}\cos\left(\alpha_2\right) - \cos\left(\alpha_1\right)}{\frac{U_7}{U_8}\sin\left(\alpha_2\right) - \sin\left(\alpha_1\right)}\right);$$

$$\alpha_{X2} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\frac{U_9}{U_{10}}\cos\left(\alpha_4\right) - \cos\left(\alpha_3\right)}{\frac{U_9}{U_{10}}\sin\left(\alpha_4\right) - \sin\left(\alpha_3\right)}\right);$$

$$K_{X1} = \frac{0,25}{\sqrt{U_{k1}U_{k13}}}\cdot\left(\frac{U_7}{\cos\left(\alpha_{X1} + \alpha_1\right)} + \frac{U_8}{\cos\left(\alpha_{X1} + \alpha_2\right)}\right);$$

$$K_{X2} = \frac{0,25}{\sqrt{U_{k4}U_{k15}}}\cdot\left(\frac{U_9}{\cos\left(\alpha_{X2} + \alpha_3\right)} + \frac{U_{10}}{\cos\left(\alpha_{X2} + \alpha_4\right)}\right).$$

3. Заключение

Таким образом, измерительный цикл по предлагаемому способу осуществляется в один этап. При этом одновременно измеряются все восемь параметров исследуемого четырехполюсника, что увеличивает производительность измерений по сравнению с известными техническими решениями. Измерители, основанные на предлагаемом способе, найдут применение при панорамных измерениях параметров взаимных и невзаимных СВЧ устройств, например, ферритовых вентилей и других СВЧ четырехполюсников. Задачей дальнейших исследований является создание экспериментальной установки и совершенствование методики измерений с целью повышения точности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Список литературы

[1] Кудрявцев А.М. Интеллектуальные информационно-измерительные системы ВЧ и СВЧ диапазона: монография/ А.М. Кудрявцев, С.М. Никулин. — Новгород: Нижегород. гос. ун-т, 2006. — 198 с.

[2] Елизаров А.С. Автоматизация измерений параметров линейных невзаимных СВЧ четырехполюсников/ А.С. Елизаров. — М.: «Сов. радио», 1978, 168 с.

References

[1] Kudryavtsev A.M. Intelligent information-measuring system of the RF and microwave range: monograph / A.M. Kudryavtsev, S.M. Nikulin. — Novgorod: Nizhegorod. state. University, 2006. — 198 p.

[2] Elizarov A.S. Automation of measurements of parameters of linear non-reciprocal microwave two-port networks/ S.A. Elizarov. — M.: Owls. radio, 1978. — 168 p.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Calculation of determination error of the phase of the sine signal in arbitrary time coordinates with use of the linear approximation

Stanislav O. Polyakov[1], Andrey A. Kalmykov[1]
[1] *Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin*
19, Mira Str., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
zeppelinlz13@gmail.com
andrey-kalmykov@yandex.ru

Abstract: *We realized experiments on digital signal processing using approximate methods for increase of accuracy of measurements of small phase changes. Graphics images – a general view of the histogram of distribution of deviations of the received values, diagrams of dependence of mean square deviation on frequency change of sampling and from a choice of an approximating interval, and also estimated ratios are given. Results of experiments and theoretical researches, and also possibilities of improving of characteristics of digital signal processing on the basis of simple algorithms of the linear approximation are provided. Influence of a choice of value of an interval of approximation and influence of sampling rate is estimated.*

Keywords: *linear approximation, digital signal processing, algorithms of processing, measurement of a phase, increase of measurements accuracy.*

Расчет ошибки определения фазы синусоидального сигнала в произвольных временных координатах с использованием линейной аппроксимации

[1]Поляков С.О., [1]Калмыков Ан.А.
[1] *Уральский федеральный университет*
им. первого Президента России Б.Н. Ельцина ул. Мира, 19, Екатеринбург,
Свердловская обл., 620002, Россия
zeppelinlz13@gmail.com
andrey-kalmykov@yandex.ru

Аннотация: *В докладе изложены результаты эксперимента по обработке цифровых сигналов с применением аппроксимативных методов для повышения точности измерений малых изменений фазы. Приводятся графические изображения*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

– общий вид гистограммы распределения отклонений полученных значений, графики зависимости СКО от изменения частоты дискретизации и от выбора интервала аппроксимации, а также расчетные соотношения. Представлены результаты экспериментальных и теоретических исследований возможностей улучшения характеристик цифровой обработки сигналов на базе сравнительно простых алгоритмов линейной аппроксимации. Оценено влияние выбора величины интервала аппроксимации и влияние частоты дискретизации.

Ключевые слова: линейная аппроксимация, цифровая обработка сигналов, алгоритмы обработки, измерение фазы сигнала, методы повышения точности измерений.

1. Введение

В настоящее время очень важной задачей становится повышение точности различных вычислений. В данной работе предметом исследования является оценка точности аппроксимативных методов обработки данных при определении фазы гармонического сигнала. Основной проблемой применения данных методов является сложность разработки собственно самого метода (т.е. алгоритма) с учетом неизвестных изначально параметров сигнала, кроме того, постоянно меняющихся во времени. Также необходимо учитывать рациональность применения методов линейной аппроксимации для сигналов определенного вида. Изначально было высказано предположение о возможности линейной аппроксимации квазилинейных участков гармонических сигналов, которое и будет проверяться далее [1].

2. Описание алгоритма

В качестве исходного сигнала задается чистый синусоидальный сигнал следующего вида:

$$u(\mathrm{t}) = \sin(\mathrm{t}), \qquad (1)$$

где $u(\mathrm{t})$ – амплитуда, меняющаяся по гармоническому закону;
t – время.

Амплитуда шума выбрана как 2% от амплитуды исходного сигнала. Изначально сигнал был продискретизирован по времени с шагом 0,01. Нули исходного сигнала сравниваются с координатами пересечения аппроксимационных прямых с осью OX. На один период синусоиды приходится 200π точек. В экспериментах уменьшению числа точек на единицу времени, количество точек уменьшалось в 2, 4, 8 и 16 раз (т.е. эквивалентно снижению частоты дискретизации в два раза в каждом следующем эксперименте) [2].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Для пояснения работы алгоритма рассмотрим только участок фронта сигнала (обработка срезов происходит аналогично). Из исходного сигнала выделяются квазилинейный участок для построения аппроксимативной прямой. Для этого максимум и минимум «срезаются» симметрично относительно оси времени t. Затем, по полученному массиву точек, строится аппроксимативная прямая по методу наименьших квадратов (линейной регрессии). В результате получаем уравнение аппроксимативной прямой вида

$$y(t) = b \cdot t + c, \qquad (2)$$

Зная коэффициенты b и c, находим значение аргумента t, соответствующее значению функции y(t)=0. Данное число (назовем его точкой t_0) и представляет собой искомую точку пересечения исходной функции с осью OX. На рисунке 1 проиллюстрирована суть данного метода.

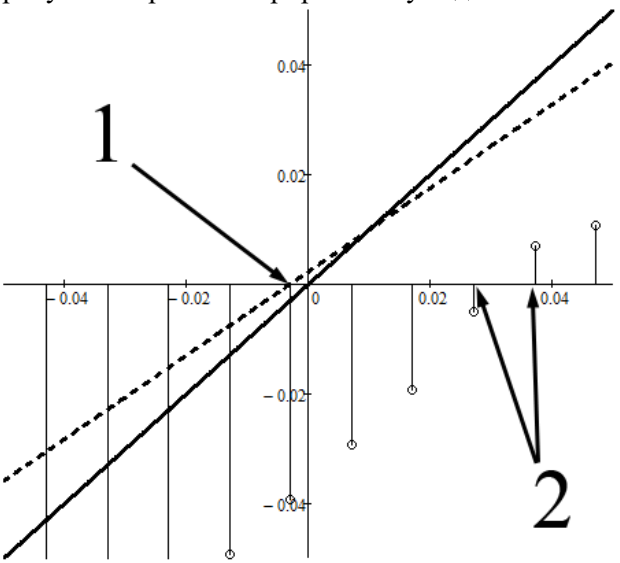


Рис. 1. Пояснение к модели
(1 – точка t_0, 2 – отсчёты сигнала с околонулевыми амплитудами).

Fig. 1. The explanation to model
(1 – t_0 point, 2 – samples of a signal with near zero amplitude)

Исходный сигнал *u(t)*=sin(t) представлен сплошной линией, продискретизированный сигнал представлен отрезками с маркерами в виде точек, аппроксимационная прямая изображена пунктиром. Точка t0 обозначена цифрой 1, а возможные точки для непосредственного определения дости-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

жения дискретизированным и зашумленным сигналом нулевого значения по близкому значению амплитуды обозначены цифрой 2. Как можно видеть, вследствие произвольной дискретизации в данной реализации в принципе невозможно получить точное значение, так как ни один из отсчетов не совпал с началом координат, кроме того, под влиянием шума возможные значения сильно смещены относительно истинного. В этой ситуации меньшая ошибка значения, полученного в результате обработки, становится очевидным, однако необходимо удостовериться в состоятельности данной методики путем установления влияния параметров алгоритма (выбора области аппроксимации) и влияния параметров сигнала (частоты дискретизации) на окончательную точность обработки [2].

3. Исследование влияния выбора интервала аппроксимации

Построение аппроксимационных прямых возможно в различных диапазонах точек. Вблизи нуля функция изменяется более линейно, с приближением к точкам экстремума скорость изменения значений увеличивается. Середина данного отрезка лежит на оси OX, так как относительно данной оси график функции sin(t) симметричен, вариативным параметром является протяженность данной области. В данной части исследования производится анализ влияния выбора длины данного участка. Было изучено 10 вариантов данного интервала, от 10% размаха до 90%, «отсечение» составило, соответственно, от 95% до 5% амплитуды сигнала [3,4].

Общий вид гистограммы распределения отклонений полученных значений от истинных представлен на рисунке 2.

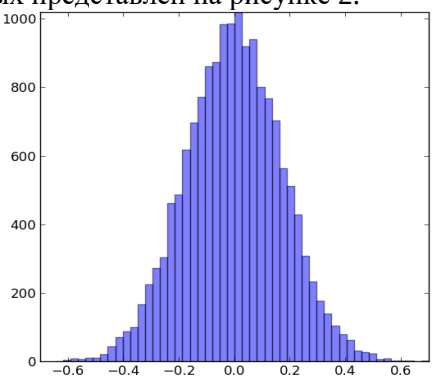


Рис. 2. Гистограмма распределения отклонений вычисленных значений от истинных (по оси X – величина отклонения, по оси Y – количество попаданий значений в интервал).

Fig. 2. The histogram of distribution of deviations of the calculated values from true values (on axis X – deviation size, on axis Y – the number of hits of values in an interval)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Распределение во всех случаях носит нормальный характер, что согласно центральной предельной теореме позволяет говорить о том, что отклонения являются совокупностью достаточно большого количества слабо зависимых случайных величин, то есть алгоритм не содержит грубых ошибок [5].

На основании проведенного исследования можно сделать вывод, что наиболее оптимальным выбором участка аппроксимации будет область, соответствующая 65% размаха, в этом случае наблюдается минимальные СКО и дисперсия, следовательно, достигается компромисс для двух условий - необходимостью сократить длину интервала для уменьшения ошибки, вносимой нелинейностью функции и при этом сохранить достаточное количество точек для построения наиболее точной аппроксимативной прямой при воздействии шума. Соответственно, с таким выбором интервала аппроксимации будет проведен эксперимент с уменьшением частоты дискретизации. График зависимости СКО от величины интервала аппроксимации представлен на рисунке 3.

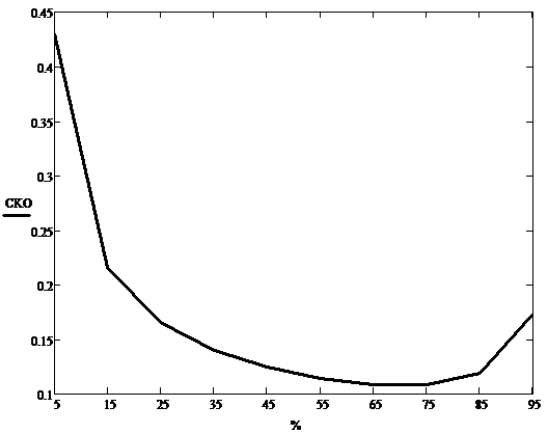


Рис. 3. График зависимости СКО от величины интервала аппроксимации

Fig. 3. Graph of dependence of MSD on approximation interval size

4. Исследование влияния частоты дискретизации

Как и в результате предыдущего эксперимента, можно заметить, что распределение отклонений значений точек пересечения, полученных аппроксимативными методами обработки от реальных точек пересечения, имеет нормальный характер, меняется только ширина гистограммы. При этом наблюдается квадратичная зависимость – при уменьшении числа то-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

чек в два раза во столько же раз увеличивается СКО. На рисунке 4 приведен сам график зависимости СКО от частоты дискретизации:

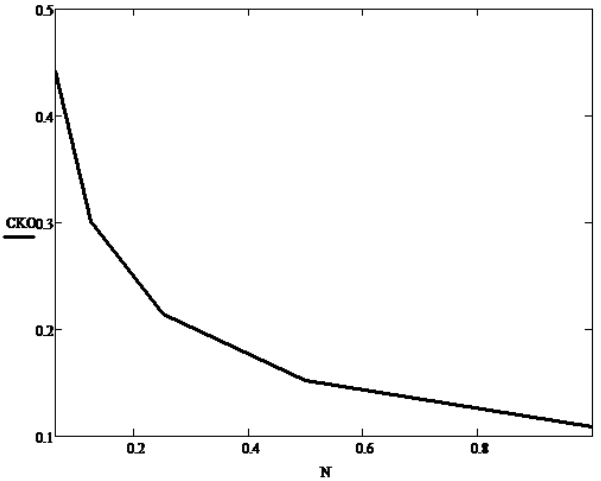


Рис. 4. График зависимости СКО от частоты дискретизации

Fig. 4. Graph with dependence of MSD on sampling rate

5. Заключение

В ходе исследований был определен оптимальный интервал для линейной аппроксимации гармонической функции, использующий максимальное количество точек при минимальном влиянии нелинейности. Затем, используя полученные результаты, был проведен эксперимент, иллюстрирующий влияние частоты дискретизации на точность аппроксимативной обработки.

Можно сделать вывод, что данный метод позволил решить поставленную во введении проблему – повышения точности определения фазы дискретизированного гармонического колебания с аддитивным белым шумом, причем погрешность составила менее одного интервала дискретизации. Следует, однако, учесть, что при уменьшении числа точек более, чем в 6 раз, максимальное значение ошибки определения точки составило более одного интервала дискретизации, что не соответствует требованиям к точности, поставленным во введении к данной работе. Таким образом, для использованного алгоритма минимально допустимым с точки зрения точности следует считать 105-110 точек на период.

В заключение стоит отметить, что данный алгоритм обработки позволяет добиться повышения точности нахождения фазы дискретизиро-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ванных гармонических сигналов, и может использоваться на практике, имеет смысл также провести исследования, направленные на изучение эффективности данной методики применительно к квазигармоническим и им подобным сигналам, допускающим на этапе обработки применение методов линейной аппроксимации.

Список литературы

[1] Алиев Т.М., Шекиханов А.М. Итерационное измерение положения и протяженности обобщенных импульсов по методу ассоциативных средних // Измерительная техника. Москва. Издательство стандартов 1990 №9.

[2] Калмыков Ал.А., Куликов В.А., Поляков С.О. Линейная аппроксимация при обработке фазохронометрических сигналов в системе измерения крутящего момента газоперекачивающих агрегатов // 2014 24-я Международная Крымская конференция “ СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии ” (КрыМиКо’2014), Севастополь, 2014, с. 944-945.

[3] Калмыков Ал.А., Поляков С.О. Исследование характеристик различных материалов подложек и аддитивных маркеров как элементов фазохронометрических измерительных систем // 2015 25-я Международная Крымская конференция “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМиКо’2015), Севастополь, 2015, с. 896-897.

[4] Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 240 с.

[5] В.Н. Хлестунов. О погрешности аппроксимации дискретных методов измерения.- Приборостроение, 1960, № 5.

References

[1] Aliev T.M., Shekihanov A.M. [Iterative measurement of situation and extent of the generalized impulses by a method of associative averages] / / *Izmeritel'naja tehnika. Moskva. Izdatel'stvo standartov* 1990 №9. (In Russian)

[2] Kalmykov Al.A., Kulikov V.A., Polyakov S.O. Linear approximation in phase-chronometric signal processing in torque measurement system of gas pumping plant // 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, 2014, pp. 944 - 945. (In Russian)

[3] Kalmykov Al.A., Polyakov S.O. Research of the characteristics of different substrate materials and additive markers as elements of phase-chronometric measuring system // 2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015), Sevastopol, 2015, pp. 896 - 897. (In Russian)

[4] Melentev V.S. Batishchev V.I. [Approximation methods and systems for measuring and monitoring the parameters of periodic signals]. - *M.: FIZMATLIT* 2011. - 240. (In Russian)

[5] V.N. Khlestunov. [About an error of approximation of discrete methods of measurement]. - *Priborostroenie,* 1960, № 5 (In Russian)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Null Scanning Method For APAA Calibration

Alexey A. Biryuk, Pavel Y. Vatskov, Ilya A. Kuzmin, Anna I. Maksimovskaya, Yuriy M. Meleshin
National Research University of Electronic Technology
Moscow, Zelenograd, 124498, Russian Federation
ksl@miee.ru

Abstract: *In this article active phased antenna array (APAA) calibration method is considered in three variations. This method is based on power to phase delay dependence in APAA channels. Calibration of ten-elements APAA was carried out in each variation of the method. Obtained calibration coefficients were used to form radiation patterns. Out of three considered approaches to calibration method, null scanning provides radiation pattern with lowest side-lobe level. Automatization of calibration process reduces calibration time.*

Keywords: APAA, calibration, automatization, equiphase distribution, radiation pattern.

Градуировка АФАР методом сканирования нулем

Бирюк А.А., Вацков П.Ю., Кузьмин И.А., Максимовская А.И., Мелёшин Ю.М.
Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
г. Москва, г. Зеленоград, 124498, Российская Федерация
ksl@miee.ru

Аннотация: *Рассмотрены три вариации метода градуировки активных фазированных антенных решеток (АФАР). Метод основан на измерении зависимости мощности от значения фазового сдвига в каналах АФАР. Проведена градуировка десятиканальной АФАР по каждой из вариаций. Полученные наборы градуировочных коэффициентов применены при измерении диаграммы направленности (ДН) антенны. Из трех вариаций рассмотренного метода сканирование нулем позволяет получить наименьший уровень боковых лепестков (УБЛ). Автоматизация метода позволяет ускорить градуировку АФАР.*

Ключевые слова: АФАР, градуировка, синфазное распределение, автоматизация, диаграмма направленности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

При разработке активной фазированной антенной решетки (АФАР) существует задача получения синфазного распределения по апертуре [1]. Между каналами новой, только что изготовленной решетки, существует случайная разность фаз. Различие между фазами в каналах антенной решетки (АР) связано с множеством факторов: особенности конструкции и сборки, различия фазово-частотной характеристики компонентов в каналах, технологические особенности изготовления и т.п. Разность фаз между каналами приводит к изменениям формы диаграммы направленности, таким как отклонение главного лепестка от нормали к апертуре АР, повышение уровня боковых лепестков, расширение основного лепестка и т.п. Для создания синфазного распределения проводится градуировка АФАР. Под градуировкой подразумевается присвоение каждому фазовращателю градуировочного коэффициента. Градуировочный коэффициент – это значение фазы, установленное на фазовращателе, при котором компенсируется разность фаз между каналами. Значения градуировочных коэффициентов находятся в границах 0° – 360°.

В ходе разработки АФАР была поставлена задача создания метода ее градуировки. Он должен обеспечивать минимальный УБЛ и направление главного лепестка по нормали к апертуре АР. Метод должен быть прост в применении и легко поддаваться автоматизации.

В работе представлен метод градуировки АФАР сканированием нулем и его вариации – метод сканирования максимумом и метод последовательной градуировки.

2. Описание метода

Схема установки для градуировки АФАР представлена на рис.1. Мощность с генератора СВЧ 4 подается на вход передающей АФАР 2 и принимается рупорной антенной 1. Значения принятой мощности отсчитываются анализатором спектра 3, а затем передаются на ПК 5 для обработки. Режимы работы АФАР и генератора СВЧ задаются оператором с ПК.

Градуировке подвергается антенная решетка, состоящая из нескольких каналов, в каждом из которых установлен фазовращатель. Значение фазового сдвига на всех фазовращателях установлено равным нулю. Произвольно выбираются два канала: опорный, значение градуировочного коэффициента которого принимается за ноль, и градуируемый. Остальные каналы антенной решетки отключаются. Метод заключается в измерении зависимости мощности, принятой приемной антенной, от значения фазового сдвига в опорном канале.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

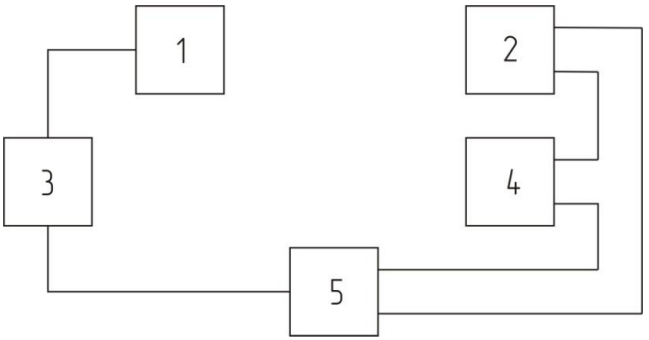


Рис. 1. Схема установки для градуировки АФАР
(1 – приемная антенна (рупорная); 2 – передающая АФАР; 3 – анализатор спектра; 4 – генератор СВЧ; 5 – персональный компьютер (ПК)).

Fig. 1 APAA calibration set.
(1 – receiving horn antenna; 2 – transmitting APAA; 3 – spectrum analyzer; 4 – UHF generator; 5 – personal computer)

На фазовращателе опорного канала последовательно изменяется значение фазового сдвига φ_i. Для каждого φ_i с помощью анализатора спектра отсчитывается значение мощности P_i. По полученной зависимости определяется значение фазового сдвига $\varphi_{\min}$, при котором мощность на выходе приемной антенны минимальна. Наличие минимума объясняется тем, что сигналы в выбранных каналах складываются в противофазе. Значение градуировочного коэффициента k' определяется по формуле:

$$\begin{cases} k' = 180° - \varphi_{\min}, \text{ при } \varphi_{\min} \le 180° \\ k' = 540° - \varphi_{\min}, \text{ при } \varphi_{\min} > 180° \end{cases} \quad (1)$$

Полученное значение градуировочного коэффициента устанавливается на фазовращателе градуируемого канала, и измерения повторяются. Если после повторных измерений минимальное значение мощности $P_{\min}$ соответствует фазовому сдвигу 180 градусов, то полученное значение k' считается градуировочным коэффициентом канала: $k = k'$. В противном случае для расчета градуировочного коэффициента используется формула:

$$k = k' + 180° - \varphi_{\min} \quad (2)$$

Измерения по приведенному алгоритму прекращаются, когда значение фазового сдвига 180° станет соответствовать минимальному значению мощности $P_{\min}$.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Градуировочные коэффициенты остальных каналов решетки определяются аналогично.

Существует еще две вариации описанного метода: метод сканирования максимумом и метод последовательной градуировки. Метод сканирования максимумом практически аналогичен методу сканирования нулем. Различие заключается в том, что по зависимости $P(\varphi)$ определяется значение фазового сдвига $\varphi_{\max}$, при котором мощность на выходе приемной антенны максимальна. Значение градуировочного коэффициента k' определяется следующим образом.

$$k' = 360° - \varphi_{\max} \tag{3}$$

Рассчитанное значение k' устанавливается на фазовращателе градуируемого канала. Если после повторных измерений значение $P_{\max}$ соответствует фазовому сдвигу 0 градусов, то $k = k'$. В противном случае, действия по методу выполняются еще раз, начиная с формулы (3).

Основной особенностью метода последовательной градуировки является отсутствие единственного опорного канала. В этом методе, аналогично методу сканирования нулем, произвольно выбираются два канала антенной решетки – опорный и градуируемый. После получения градуировочного коэффициента канала градуируемый канал становится опорным. Относительно него градуируется следующий канал решетки.

Установка для градуировки автоматизирована с помощью разработанного программного обеспечения, реализованного в среде программирования LabVIEW. Интерфейс программы представлен на рис.2.

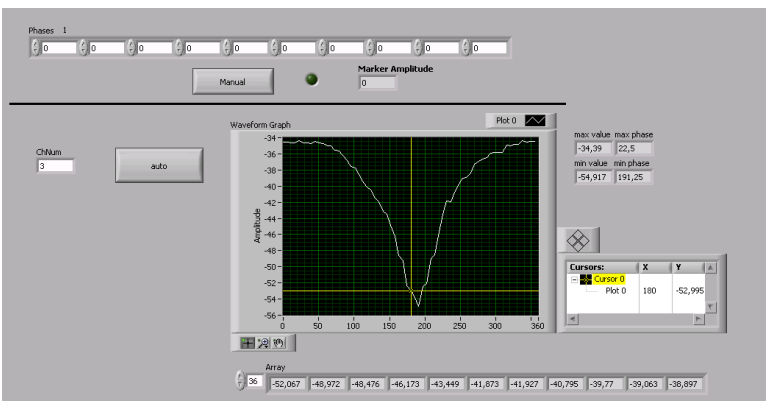


Рис. 2. Интерфейс программы для градуировки АФАР.
Fig. 2 APAA calibration program interface

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Программа последовательно устанавливает все возможные значения фазы на фазовращателе в опорном канале и считывает значения мощности с анализатора спектра. После окончания измерений программа строит график зависимости $P(\varphi)$. В соответствии с методом градуировки оператор рассчитывает градуировочный коэффициент. Коэффициент записывается в программу, затем измерения повторяются. Градуировка десятиканальной передающей АФАР [2] в ручном режиме занимает около 300 минут. Автоматизация позволяет исключить ошибки оператора и уменьшить время испытаний приблизительно в 20 раз по сравнению с градуировкой в ручном режиме.

3. Практические результаты

Градуировка передающей АФАР проводилась по каждой вариации метода. Полученные наборы градуировочных коэффициентов применялись при измерении диаграммы направленности антенны. Результаты сравнивались по трем параметрам: ширина ДН, уровень боковых лепестков и направление главного максимума. Измеренные диаграммы направленности представлены на рис.3.

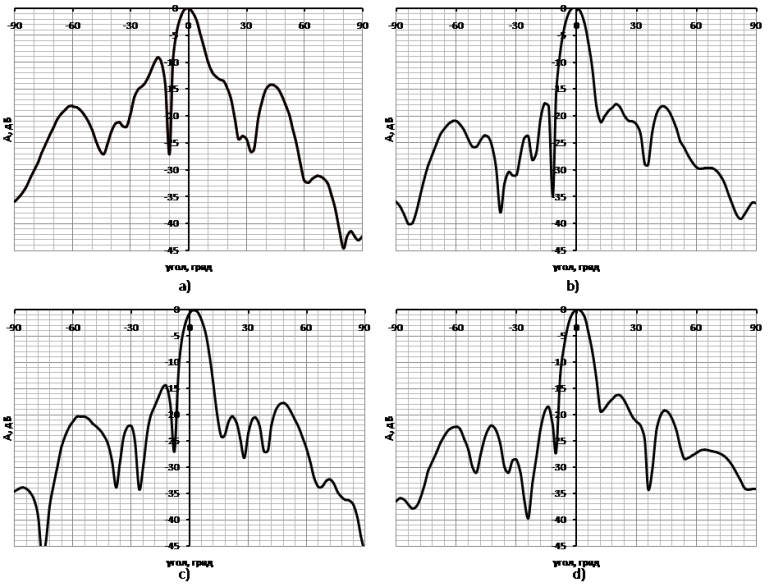


Рис. 3. Измеренные диаграммы направленности передающей АФАР: a) до градуировки; b) после градуировки методом сканирования нулем; c) после градуировки методом последовательной градуировки; d) после градуировки методом сканирования максимумом.

Fig. 3 Measured transmitting APAA radiation patterns: a) before calibration; b) after null-scanning calibration; c) after step-by-step calibration; d) after peak-scanning calibration

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Сравнительная характеристика ДН, полученных тремя методами приведена в таблице 1. Здесь же приведены характеристики ДН, полученные в результате моделирования АР с симметричным амплитудным и синфазным распределением.

Таблица 1. Сравнительная характеристика ДН

Table 1. Radiation patterns characteristics

	УБЛ, дБ	Ширина ДН, град	Направление главного максимума ДН, град
Результат моделирования	-19	8	0
До градуировки	-9	8	0
Метод сканирования нулем	-18	8	0
Метод последовательной градуировки	-14	8	2
Метод сканирования максимумом	-16	8	0

Приведенные результаты позволяют сделать выводы относительно преимуществ каждой вариации метода. Градуировка АФАР любым из рассмотренных способов позволяет приблизить форму ДН к идеальной расчетной ДН АР. Основным недостатком метода последовательной градуировки является отклонение главного лепестка ДН от нормали АР. Остальные вариации метода хорошо подходят для градуировки АФАР. Различие между ними заключается в УБЛ. Градуировка методом сканирования нулем позволяет достичь несколько меньшего значения УБЛ.

4. Заключение

В статье рассмотрены три вариации метода градуировки АФАР. Градуировка по каждой из вариаций опробована на разработанной десятиканальной АР. ДН модели АФАР имеет следующие характеристики: УБЛ -19 дБ, ширина ДН 8°, главный максимум направлен по нормали к апертуре решетки. Из трех вариаций метода сканирование нулем позволяет получить характеристики наиболее близкие к модели. При градуировке этим способом УБЛ составляет -18 дБ, ширина ДН 8°, главный максимум направлен по нормали к апертуре решетки. Показаны преимущества автоматизации по отношению к измерениям вручную. Автоматизация позволяет в 20 раз уменьшить время, затраченное на градуировку АФАР.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] А.А. Бирюк, И.А. Кузьмин, К.С. Лялин, Ю.М. Мелёшин, В.И. Орешкин. Автоматизированная установка для измерения фазовых характеристик АФАР. // Инженерные и научные приложения на базе технологий NI Days-2015: Сборник трудов XVI международной научно-практической конференции, Москва 27 ноября 2015 г. – М.: ДМК-пресс, 2015. С. 221 - 223

[2] В.В. Чистюхин, К.С. Лялин, В.И. Орешкин, С.С. Меркулов, Ю.М. Мелешин. Проектирование излучающей апертуры АФАР самолетной РЛС переднего обзора для системы наведения и посадки в автоматическом режиме // Известия вузов: «Электроника». 2015. Т.20. №5. С. 530 - 535.

References

[1] Konstantin S. Lyalin, Vitaly I. Oreshkin, Yury M. Meleshin, Ilya A. Kuzmin, Alexey A. Biryuk, [The automated measuring apparatus to measure phase characteristics of APAA], *Inzhenernye i nauchnye prilozhenija na baze tehnologij NI Days-2015: Sbornik trudov XVI mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoj konferencii*, 2015, pp. 221 - 223. (In Russian).

[2] Viktor V. Chistukhin, Konstantin S. Lyalin, Vitaly I. Oreshkin, Sergey S. Merkulov, Yury M. Meleshin, [Development of the APAA radiating aperture for forward-looking airborne radar for guidance system and landing in automatic mode], Proceedings of universities. Electronics. 2015, no. 5, pp. 530 - 535. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Microwave monitoring sensor of the cavity antenna with the partly transparent wall

Vladimir A. Dumchev, Andrey V. Zotov, Boris V. Zhdanov,
Nikolay I. Voytovich
South Ural State University (National Research University)
Corporation «Chelyabinskii radiozavod «Polyot»
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
vladimir.dumchev@mail.ru

Abstract: *Monitoring sensor by signals of the original cavity antenna with a partially transparent surface is submitted. Antenna works as a radiating element of the antenna array of the instrument landing system glide path. The straight-line vibrator and the L-shaped vibrator are investigated as a sensor. The regularities in the behavior of the transfer coefficient antenna-sensor depending on the sensor size and its location in the antenna are revealed.*

Keywords: *cavity antenna, glide path, monitoring sensor.*

СВЧ датчик контроля резонаторной антенны с частично прозрачной поверхностью

Думчев В.А., Зотов А.В., Жданов Б.В., Войтович Н.И.
Южно-Уральский государственный университет
(Национальный исследовательский университет)
АО «Челябинский радиозавод «Полёт»
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
vladimir.dumchev@mail.ru

Аннотация: *Представлен датчик контроля сигналов оригинальной резонаторной антенны с частично прозрачной поверхностью, предназначенной для работы в качестве излучающего элемента антенной решётки глиссадного радиомаяка (ГРМ) системы посадки самолётов. Исследованы в качестве датчика прямолинейный вибратор и L-образный вибратор. Выявлены закономерности в поведении коэффициента передачи антенна-датчик в зависимости от размеров датчика и места его расположения в антенне.*

Ключевые слова: резонаторная антенна, глиссадный радиомаяк, датчик контроля.

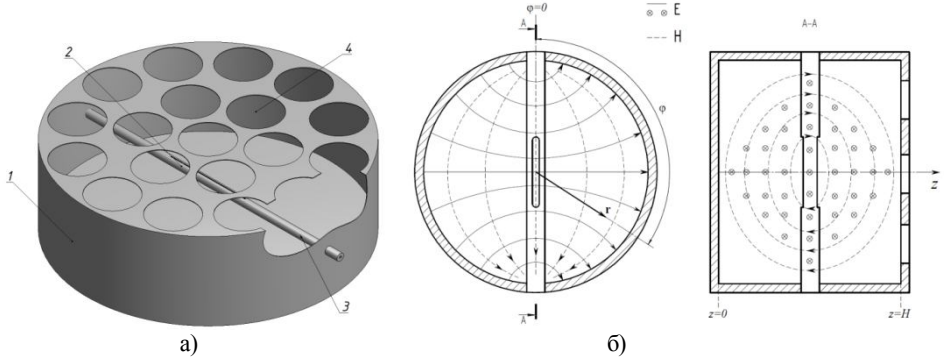
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В радиотехнических системах, в частности, в радиомаячной системе посадки самолетов формата ILS (Instrument Landing System) обычно требуется осуществлять мониторинг излучаемых сигналов. Наземное оборудование ILS задает в пространстве линию планирования самолёта – глиссаду. Для обеспечения гарантированного положения глиссады в пространстве ILS имеет в своём составе развитую систему контроля излучаемых радиомаяками сигналов. В настоящее время в радиомаяках осуществляется встроенный, апертурный и вынесенный контроль [1]. В данной работе исследован датчик апертурного контроля сигналов глиссадного радиомаяка [2], в котором в качестве излучающего элемента антенной решётки применена резонаторная антенна с частично прозрачной стенкой [3].

2. Постановка задачи

Резонаторная антенна в собранном виде изображена на рис. 1. Антенна содержит первый объемный резонатор 1 и второй объемный резонатор 2. Первый объемный резонатор представляет собой резонатор на основе отрезка круглого волновода. Одна из замыкающих пластин на его концах выполнена частично прозрачной. Высота первого объемного резонатора H близка к половине длины волны на центральной частоте рабочего диапазона. Второй (коаксиально-щелевой) объемный резонатор расположен в центральном сечении первого объемного резонатора [3]. Антенна работает в диапазоне частот глиссадных радиомаяков от 329 до 335 МГц. Антенна исследована в [4-5].



а) б)

Рис. 1. Резонаторная антенна (а) и картина поля волны H_{111} (б)

Fig. 1. Cavity antenna (a) and H_{111}-wave (b)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Необходимо исследовать различные варианты конструктивного выполнения датчика контроля, выбрать оптимальное место расположения датчика с учетом удобства подключения к датчику аппаратуры контроля. Необходимо исследовать зависимость коэффициента передачи вход антенны – выход датчика (далее, S_{21}) в рабочем диапазоне частот.

Рассмотрим возможные варианты конструктивного выполнения датчика контроля. Учитывая особенности структуры поля в резонаторной антенне, выберем возможные места установки датчиков контроля различных типов. Исследуем характер изменения коэффициента передачи S_{21} для различных типов датчиков в зависимости от места их установки. Выполним экспериментальные исследования на макете антенны.

3. Результаты исследования

Характеристики антенны с датчиком контроля вычислены в строгой электродинамической постановке на основе численного решения уравнений Максвелла в дифференциальной форме при заданных граничных условиях.

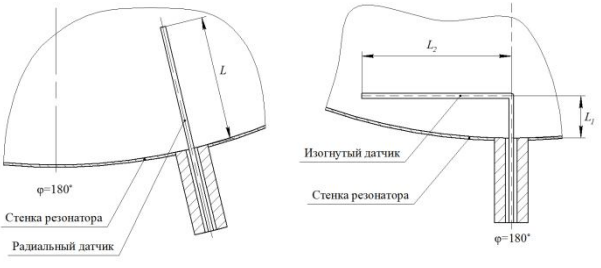
При работе антенны в режиме передачи электромагнитная волна типа ТЕМ коаксиальной линии передачи поступает от источника колебаний через участок жёсткого фидера 3 (рис.1,а) на вход коаксиального резонатора 2, образованного внешним проводником и утолщённой частью центрального проводника, длиной около половины длины волны. На внешнем проводнике прорезаны две диаметрально противоположные щели. Щели излучают электромагнитную энергию в область первого, цилиндрического объёмного резонатора. В цилиндрическом резонаторе 1 возбуждаются колебания, основным из которых является колебание H_{111}. Через отверстия 4 электромагнитная энергия излучается в окружающее антенну пространство[3].

На рис. 1,б приведена картина поля колебания $H_{111.}$ Датчик контроля возбуждается возникшими в резонаторе колебаниями. С помощью датчика часть мощности, пропорциональная мощности, излучаемой антенной, передается в аппаратуру контроля для отслеживания амплитудно-фазовых характеристик излучаемых сигналов. Датчик может быть выполнен в виде электрического диполя или в виде рамки. Датчики контроля этих видов применены в антенне [6]. В настоящей статье рассмотрим датчики контроля в виде электрического диполя применительно к резонаторной антенне.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Известно, что для возбуждения электрического диполя необходимо, чтобы вектор напряжённости электрического поля $\vec{E}$ имел бы не нулевую составляющую, касательную к поверхности диполя [7]. Рассмотрим варианты конструктивного выполнения датчика в виде электрического диполя.

1. ***Прямолинейный датчик*** длиной L, расположенный вблизи стенки резонатора и направленный радиально к центру резонатора (рис.2,а).



а) б)

Рис. 2. Датчики контроля в виде электрического диполя

Fig.2. Monitoring sensors as electric dipole

Датчик возбуждается радиальной составляющей электрического поля $\dot{E}_r$, комплексное значение которой для колебания H_{111} равно [7]:

$$\dot{E}_r = 2\frac{\omega\mu_a r_0^2}{r\mu_{11}^2} C_2 J_1\left(\frac{\mu_{11}}{r_0} r\right)\sin\varphi\cdot\sin\left(\frac{\pi}{H} z\right) \qquad (1)$$

Как следует из (1), при фиксированном значении z максимальное значение амплитуды коэффициента передачи S_{21} будет равно при $\varphi = \pm\pi/2$, а при фиксированном значении φ – при $z=H/2$. Датчик не будет возбуждаться при $\varphi=0°$ и $\varphi=180°$, а так же если $z = 0$ или $z = H$. Последние два варианта конструктивно невыполнимы, поскольку в этих сечениях резонатора располагаются замыкающие пластины.

На рис. 3, а приведены расчетная и экспериментальная зависимости амплитуды коэффициента передачи S_{21} от частоты для прямолинейного датчика длиной L=100 мм, выход которого располагается в точке с координатами $z = H/2$; $\varphi = 3\pi/4$.

2. ***L-образный датчик*** (рис. 2,б). При такой конфигурации участок датчика L_2 возбуждается азимутальной составляющей поля $\dot{E}_\varphi$ [7]:

$$\dot{E}_\varphi = 2\frac{\omega\mu_a r_0}{\mu_{11}} C_2 J_1'\left(\frac{\mu_{11}}{r_0} r\right)\cos\varphi\cdot\sin\left(\frac{\pi}{H} z\right) \qquad (2)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

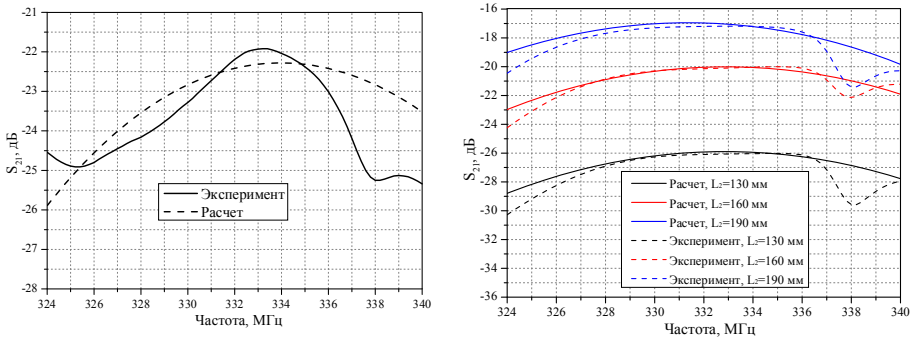


Рис.3. Коэффициент передачи S_{21} для прямолинейного датчика длиной 100 мм (а) и L-образного датчика при различных длинах L_2 (б).

Fig. 3. Transfer coefficient S_{21} for straight-line sensor length equal 100 mm (a) and for L-shaped sensor with different values of L_2 (b).

Выход L-образного датчика располагается в сечении $\varphi = 0°$ или $\varphi = 180°$, где зависимость от φ принимает максимальное значение. Из (2) следует, что амплитуда азимутальной составляющей напряжённости электрического поля $\dot{E}_\varphi$ имеет максимум при $z=H/2$, и равна нулю при $z=0$ или $z=H$. Все три варианта конструктивно невыполнимы, т.к. в первом случае на этой позиции находится вход коаксиально-щелевого резонатора, а во втором и третьем – замыкающие пластины первого резонатора. Целесообразно L-образный датчик расположить в интервале $z \in (0; H/2)$.

На рис. 3,б представлены расчетные и экспериментальные зависимости амплитуды коэффициента передачи S_{21} для L-образного датчика при различных значениях рабочей длины L_2 при L_1 = 50 мм, z = 150 мм. Как видно из графиков, амплитуда коэффициента S_{21} увеличивается при увеличении рабочей длины датчика L_2.

Макет антенны приведен на рис. 4,а. Датчик контроля (рис. 4,б) выполнен в виде медной трубки диаметром 6 мм. Из сравнения расчетных и экспериментальных зависимостей, видно, что в рабочей полосе частот от 329 до 335 МГц данные находятся в хорошем количественном соотношении. Заметные отличия в характере поведения графиков S_{21} наблюдаются за пределами указанной полосы и могут быть связаны с различными факторами, которые не предоставлялось возможным учесть в идеальной электродинамической модели: внешними помехами, переотражениями сигналов и др. С учетом данных замечаний можно считать, что результаты расчета хорошо согласуются с результатами эксперимента.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а)



б)

Рис. 4 – Макет резонаторной антенны (а) и L-образный диполь (б)

Fig.4. Cavity antenna layout (a) and L-dipole (b)

4. Обсуждение полученных результатов

Как известно, для обеспечения апертурного контроля достаточно, чтобы амплитуда коэффициента S_{21} была бы в пределах от минус 25 дБ до минус 20 дБ. Как видно из представленных результатов исследований, обеспечить такой коэффициент способны оба типа датчика контроля – прямолинейный радиально направленный и изогнутый L-образный. Для выбора датчика обратим внимание на место расположения с точки зрения эргономики. Антенна в рабочем положении расположена так, что ось z направлена горизонтально, коаксиально-щелевой резонатор расположен вертикально, вход антенны находится снизу (сечение А-А на рис. 1,б). Антенна находится на мачте на значительной высоте (до 17 метров), при этом может быть сдвинута относительно оси мачты на некоторую величину (до полуметра). При использовании прямолинейного датчика его вход располагается под некоторым углом относительно входа антенны. Подключение кабеля к выходу датчика оказывается весьма неудобным. С точки зрения эргономики следует отдать предпочтение L-образному датчику, расположенному в той же плоскости, в которой расположен вход антенны.

5. Заключение

В качестве датчика апертурного контроля резонаторной антенны с частично прозрачной поверхностью на основе цилиндрического резонатора целесообразно использовать датчик в виде L-образного электрического вибратора. При этом обеспечивается более удобное подключение к нему фидера в сравнении со случаем использования прямолинейного радиально направленного вибратора. Выход L-образного вибратора параллелен оси коаксиального резонатора, т.е. направлен вертикально вниз, что обеспечивает удобное подключение кабеля. Полученные в результате расчета зави-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

симости коэффициента передачи вход антенны – выход датчика от частоты хорошо согласуются с экспериментальными.

Список литературы

[1] Думчев В.А. Моделирование влияния пленки воды, снега и льда в апертуре резонаторной антенны на поле излучения и показания датчика контроля // Научный поиск: материалы седьмой научной конференции аспирантов и докторантов. Технические науки. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2015. – с.310-315.

[2] Пат. 2429499 РФ, МПК G01S1/16. Глиссадный радиомаяк (варианты) [Текст] / Войтович Н.И., Жданов Б.В., Соколов А.Н.; опубл. 20.09.2011. Бюл. No 26.

[3] Пат. 2357337 РФ, МПК H01Q13/10 Плоская резонаторная антенна (варианты) [Текст] / Н.И. Войтович, В.А. Бухарин, А.В. Ершов, Н.Н. Репин. - № 2007137544/09, заявл. 09.10.2007; опубл. 27.05.2009. Бюл. No 15.

[4] Voytovich N.I., Bukharin V.A., Ershov A.V.; Repin N.N. Flat cavity antenna // Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012). - 2012 – p. 2900 – 2903.

[5] Voytovich N.I, Bukharin V.A., Ershov A.V. Temperature effect on cavity antenna parameters. // Proceedings of the XXXth URSI General Assembly in Istanbul (August 2011).

[6] Пат. 2564953 РФ, МПК H01Q13/10. Широкополосная резонаторная антенна [Текст] / Бухарин В.А., Жданов Б.В., Думчев В.А., Войтович Н.И., Репин Н.Н. - № 2014115586/28; заявл. 17.04.2014; опубл. 10.10.2015, Бюл. № 28, – 19 с.

[7] Техническая электродинамика / Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Под ред. Ю.В. Пименова: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2000. – 536 с.: ил.

References

[1] Dumchev V.A. Modelling the impact of a film of water, snow and ice in the cavity antenna aperture on the radiation field and the monitoring sensor readings. *Nauchnyi poisk: materialy sed'moy nauchnoi konferentsii aspirantov i doktorantov. Tehnicheskie nauki.* [Science Search: Proc. of seventh scientific conference of post-graduate and doctoral students. Technical sciences]. Chelyabinsk, 2015, pp 310-315. (in Russian)

[2] Voytovich N.I., Zhdanov B.V., Sokolov A.N. [The Glide Path (variations)] *Glissadnyi radiomayak (varianty).* Patent RF, no. 2429499, 2011 (in Russian).

[3] Voytovich N.I., Buharin V.A., Ershov A.V, Repin N.N. [Flat cavity antenna (variations)] *Ploskaya rezonatornaya antenna (varianty).* Patent RF, no. 2357337, 2009. (in Russian)

[4] Voytovich N.I., Bukharin V.A., Ershov A.V.; Repin N.N. Flat cavity antenna // Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012). - 2012 – p. 2900 – 2903.

[5] Voytovich N.I, Bukharin V.A., Ershov A.V. Temperature effect on cavity antenna parameters. // Proceedings of the XXXth URSI General Assembly in Istanbul (August 2011).

[6] Buharin V.A., Voytovich N.I., Dumchev V.A., Zhdanov B.V., Repin N.N. [Wideband cavity antenna] *Shirokopolosnaja rezonatornaja antenna.*. Patent RF, no. 2564953, 2014. (in Russian).

[7] Pimenov Y.V., Volman V.I., Muravtsov A.D. *Technical electrodynamics* (ed. by Y.V. Pimenov). Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2000. 536 p. (in Russian)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The use of the accelerometer sensor to control of the angles of rotation radar antenna

Nickolay V. Dorofeev[1], Artem A. Bykov[1], Oleg R. Kuzichkin[1], Anastasia V. Grecheneva[2],
[1] *Murom Institute (branch) Vladimir State University, Murom, 23 Orlovskaya st., 602200, Russian Federation*
DorofeevNV@yandex.ru
[2] *Belgorod National Research University, Belgorod, 85 Pobedy st., 308015, Russian Federation*
1155464@bsu.edu.ru

Abstract: *We consider the accelerometric method of measuring the angle of rotation of the kinematic pairs of the positioning antenna radar system. The basic cause of the measurement error of vector of complete acceleration using three-component accelerometers differential type. The application of phase-measurement method of forming the signal of differential transducers is described algorithm to eliminate the multiplicative error in the preliminary stage of measurement of the angle of rotation kinematic pairs.*

Keywords: *accelerometric method, phase-measurement method, angle, multiplicative error, kinematic pairs.*

Применение акселерометрических датчиков для контроля углов поворота антенных устройств РЛС

[1]Дорофеев Н.В., [1]Кузичкин О.Р., [1]Быков А.А. [2]Греченева А.В.,
[1] *Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых*
г. Муром, 602200, Российская Федерация
DorofeevNV@yandex.ru
[2] *Белгородский государственный национальный исследовательский университет*
г. Белгород, 308015, Российская Федерация
1155464@bsu.edu.ru

Аннотация: *Рассматривается акселерометрический метод измерения угла поворота кинематических пар систем позиционирования антенных устройств РЛС. Выявлены основные причины возникновения погрешности измерения векто-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ра полного ускорения с помощью трехкомпонентных акселерометров дифференциального типа. Обосновано применение фазометрического метода формирования сигнала дифференциальных измерительных преобразователей, описан его алгоритм, позволяющий устранить мультипликативную погрешность на предварительной стадии измерения угла поворота кинематических пар.

Ключевые слова: *акселерометрический метод, метод фазового измерения, угол, мультипликативная погрешность, кинематические пары.*

1. Введение

Измерение и повышение контроля точности взаимного пространственного позиционирования промышленных механических объектов продолжает оставаться актуальной задачей при создании контрольно-измерительной аппаратуры, ввиду развития технологий и совершенствования микроэлектроники.

В частности, при создании антенных устройств РЛС, в последнее время прослеживается тенденция повышения эффективности и надежности за счет замены традиционных механизмов с конечными фиксаторами положения, электронными датчиками с микропроцессорным управлением [1, 2]. При этом, не всегда существует возможность установки датчиков контактного типа, ввиду конструктивных и эксплуатационных особенностей объекта контроля. Решением данной проблемы является создание электронного датчика, установка которого не потребует дополнительных конструктивных доработок кинематических узлов механизмов антенны, а его применение не повлияет на стабильность функционирования подвижных частей антенны [3, 4]

2. Акселерометрический метод измерения наклона механизмов антенны РЛС

Принцип применения акселерометров для измерения угла поворота кинематических пар φ , основан на измерении полного вектора ускорения общей точки O кинематической пары в двух системах отсчета [5].

Основная идея расширения операций векторной алгебры, используемых для решения построения моделей соосно движущихся объектов, заключается в добавлении в алгебраическое множество угловых переменных с тригонометрическими операциями их вычисления, полученных путем преобразования значений ускорений по каждой из осей акселерометра [6]. При этом полный вектор ускорения измеряется с помощью трёхком-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

понентных акселерометров дифференциального типа в отдельности для неподвижного основания антенны и её вращающейся части, представляющих собой кинематическую пару.

Кинематическое описание модели движения механизма антенны РЛС осуществляется с использованием двух наборов систем координат (рис. 1).

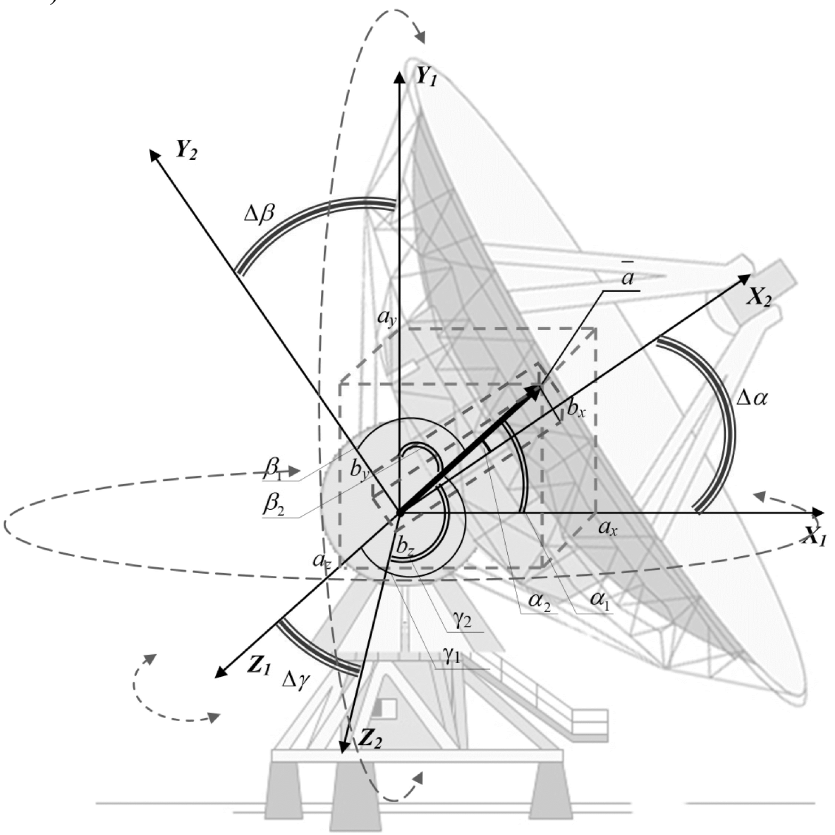


Рис. 1. Геометрическая модель принципа акселерометрического измерения угла поворота механизма антенны относительно оси.

Fig. 1. The geometrical model of the accelerometric measuring principle of the antenna rotation angle relative to the axis of the mechanism.

Системы координат X_i, Y_i, Z_i, i – порядковый номер акселерометра в измерительной цепи, связаны с общей точкой O, расположенной на оси вращения объекта [7].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

$$\Delta\alpha = arctg\left(\frac{a_y \cdot b_x - b_y \cdot a_x}{a_x \cdot b_x - a_y \cdot b_y}\right); \quad (1)$$

$$\Delta\beta = arctg\left(\frac{b_y \cdot a_x - a_y \cdot b_x}{b_x \cdot a_x - b_y \cdot a_y}\right); \quad (2)$$

$$\Delta\gamma = arctg\left(\frac{a_x \cdot b_z - b_x \cdot a_z}{a_z \cdot b_z - a_x \cdot b_x}\right). \quad (3)$$

где $\Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\gamma$ - углы взаимного поворота акселерометра *a* относительно акселерометра *b* в плоскостях *OX, OY, OZ* соответственно;

$\alpha_1, \alpha_2; \beta_1, \beta_2; \gamma_1, \gamma_2$ - углы между направлением вектора ускорения общей точки *O* кинематической пары $\vec{a}$ и измерительными акселерометрическими системами ;

a_x, a_y, a_z - значения ускорений по 3 осям акселерометра *a*;

b_x, b_y, b_z - значения ускорений по 3 осям акселерометра b.

При технической реализации данного подхода возникают трудности его практического применения, обусловленные необходимостью вычисления арктангенса в процессе преобразования значения ускорения, полученного с акселерометров, в угловые значения. Решением данной проблемы является применение фазометрического метода [8].

На рисунке 2 представлена структурная схема принципа построения одного акселерометрического гониометра, входящего в состав измерительного тракта системы гониометрического контроля.

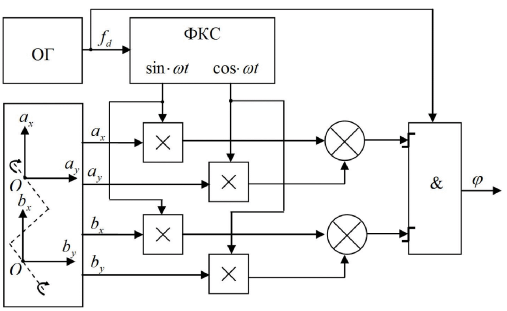


Рис. 2. Фазометрический метод измерения угла поворота.
Fig. 2. Phase-measurement method measuring of the rotation angle.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В рамках данной статьи рассмотрена реализация вычисления угла поворота при плоскопараллельном движении механизма, и в двух остальных плоскостях угол поворота вычисляется аналогично.

Принцип действия данного метода основан на непосредственном преобразовании сигналов с двухкомпонентных акселерометров в фазу синусоидального колебания. Это достигается посредством умножения сигнала акселерометров на сигнал источника переменного напряжения (ФКС) $U_1 = U \cdot \sin \omega t$ и $U_2 = U \cdot \cos \omega t$ [9]. При сложении сигналов в сумматорах и фазовом детектировании для объекта A и объекта B соответственно получим:

$$U_A = Uk_{x1}(1+\Delta k_1)a\cos(\omega t + \varphi_A + \varphi_{K1}),\ U_B = Uk_{x2}(1+\Delta k_2)a\cos(\omega t + \varphi_B + \varphi_{K2}). \quad (4)$$

где U, ω - амплитуда и частота сигнала квадратурного генератора; φ_{K1} и φ_{K2} - фазы рассогласования измерительных ветвей.

Так как выбрана схема последовательного включения акселерометров, то коэффициенты преобразования соответственно равны: $k_{x1} = k_{y1}$ и $k_{x2} = k_{y2}$, следовательно, фазы рассогласования измерительных ветвей $\varphi_{K1} = \varphi_{K2} = 0$. В результате на выходе основного фазового детектора формируется сигнал пропорциональный углу поворота φ биокинематической пары без влияния коэффициентов нестабильности ветвей измерительного преобразователя.

В цифровых акселерометрических гониометрах измерение фазы строится на измерении временных интервалов (рисунок 3).

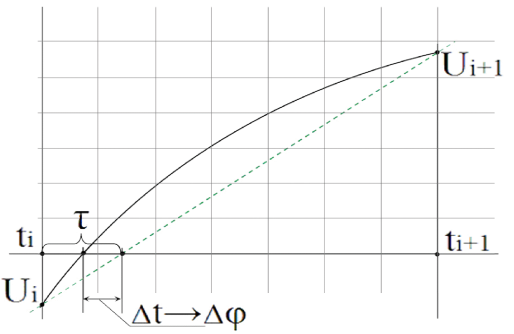


Рис. 2. Сигнал цифрового акселерометрического гониометра.
Fig. 2. Signal of digital accelerometric goniometer.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В применяемых алгоритмах традиционно между отсчетами $U_i(t_i)$ и $U_{i+1}(t_{i+1})$ применяется линейная аппроксимация $U(t) = kt + b$, описывающая реальный процесс на интервале соседних отсчетов:

$$U(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (5)$$

где $\omega = 2\pi f$ – частота опорного генератора, φ - измеряемая фаза.

При этом угол поворота биокинематической пары в акселерометрическом гониометре определяется разностью фаз измеряемого и опорного сигнала U^0:

$$\alpha = 2\pi \cdot m\left(\frac{U_i}{U_{i+1} - U_i} - \frac{U^0{}_i}{U^0{}_{i+1} - U^0{}_i}\right), \quad (6)$$

где m - соотношение частот дискретизации и генератора, $m = \frac{F}{f_d}$.

4. Заключение

Таким образом, рассмотренный алгоритм акселерометрического измерения с применением фазометрического способа позволяет устранить влияние мультипликативной нестабильности, возникающей вследствие действия внешних возмущающих факторов (температуры, влажности и т.п.). Позволяет устранить ошибку измерений, связанную с нестабильностью питающего акселерометры напряжения, и люфта кинематической пары. Последняя причина, как известно, приводит к рассогласованию абсолютного значения измеряемого ускорения без изменения его направления. Предлагаемый способ лишен данного недостатка, так как по принципу его действия угол поворота объектов определяется путем преобразования направления мгновенного вектора ускорения в фазу синусоидального колебания.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 16-38-00704 мол_а.

Список литературы

[1] Левшин Е.С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин: Измерительные преобразователи. Учеб. пособие для вузов. / Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983.

[2] Doebelin E.O. Measurement systems. Application and design. / McGraw Hill Kogakusha Ltd., Tokyo, 1975.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Патент №93026518 (РФ) G01P15/00. Устройство для измерения параметров углового движения. / В.П. Демиденко, Г.М. Попов, А.В. Пупенин и др. (РФ), заявл. 19.05.1993.; опубл. 20.12.1996

[4] Зибров Петр Федорович Проблема математического моделирования точности в технологии машиностроения // Вектор науки ТГУ . 2012. №1.

[5] Кузичкин О.Р., Дорофеев Н.В., Греченева А.В., «Акселерометрический метод измерения суставных перемещений»// Машиностроение и безопасность жизнедеятельности, ISSN 2222-5285, №1, 2015. стр 51-54

[6] Бронштейн И. Н., Семидяев К. А. Справочник по математике для инженеров. - М.: Наука, 1986.

[7] Short K. Microprocessors and programmed logic. \ 2-nd Ed. – Englewuod Cliffs: Prentice-Hall, 1987.

[8] Дорофеев Н.В., Кузичкин О.Р. Проблемы мультипликативной нестабильности дифференциальных измерительных преобразователей электромагнитного поля. / Вопросы радиоэлектроники. 2010. Т.1. №1. стр. 117-122

[9] Кузичкин О.Р., Дорофеев Н.В. Устранение мультипликативной нестабильности параметров дифференциальных измерительных преобразователей. \ Методы и устройства передачи и обработки информации, Вып. 10, М.: Радиотехника, 2008 г. стр. 79-82

References

[1] Levshin E.S., Novitsky P.V. [Electrical measurements of physical quantities: Transmitters.] *Proc. manual for schools. / L.: Jenergoatomizdat. Leningr. otd-nie, 1983.*(In Russian).

[2] Doebelin E.O. [Measurement systems. Application and design.] / *McGraw Hill Kogakusha Ltd*., Tokyo, 1975.

[3] The patent №93026518 (RF) G01P15 / 00. [Device for measuring the angular motion parameters]. / VP Demidenko, GM Popov AV Pupenin et al. (RF), appl. 19.05.1993 .; publ. 20.12.1996 (In Russian).

[4] Peter F. [Accuracy of mathematical modeling problem in mechanical engineering] *Vektor nauki TGU . 2012. №1.* (In Russian).

[5] Kuzichkin O.R., Dorofeev N.V., Grecheneva A.V., [Accelerometer method of measuring joint movements] *Mashinostroenie i bezopasnost' zhiznedejatel'nosti*, ISSN 2222-5285, №1, 2015. p 51-54 (In Russian).

[6] I.I. Bronstein [Handbook of mathematics for engineers]. -*M .: Nauka*, 1986 (In Russian).

[7] Short K. [Microprocessors and programmed logic] 2-nd Ed. - *Englewuod Cliffs: Prentice-Hall*, 1987.

[8] Dorofeev N.V., Kuzichkin O.R. [Problems multiplicative instability of differential transmitters of the electromagnetic field] *Voprosy radiojelektroniki*. 2010. Vol.1. №1. pp. 117-122 (In Russian).

[9] Kuzichkin O.R., Dorofeev N.V. [Eliminating multiplicative instability of differential transducers parameters] *Metody i ustrojstva peredachi i obrabotki informacii, Vyp. 10, M.: Radiotehnika, 2008 p. 79-82* (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-38-00704 mol_a.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Accounting quasi-quadratic detection in the processing of the measurement results of waveguide units parameters

Afonin F. I., Ovcharov P. P., Salamatin V. V.
Sevastopol state University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
gvinping@gmail.com

Abstract: *the technique to determine the indexes of current-voltage characteristics of diodes in an interference measuring device of waveguide units parameters and adjustment of the processing algorithms of measurement results taking into account experimental data to reduce the error of the instrument are given.*

Key words: *complex reflection coefficient, the microwave converter, the volt-ampere characteristic, quadratic mode, a broadband transducer.*

Учёт неквадратичности детектирования при обработке результатов измерения параметров волноводных устройств

Афонин Ф.И., Овчаров П.П., Саламатин В.В.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
gvinping@gmail.com

Аннотация: *предложена методика определения показателей степеней вольт-амперных характеристик диодов в интерференционном измерителе параметров волноводных устройств и корректировка алгоритма обработки результатов измерения с учётом экспериментальных данных для уменьшения погрешности прибора.*

Ключевые слова: комплексный коэффициент отражения, микроволновый преобразователь, вольт-амперная характеристика, квадратичный режим, широкополосный преобразователь.

1. Введение

Измеритель комплексного коэффициента отражения (ККО), построенный на основе интерференционного четырёхдетекторного микроволно-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

вого преобразователя (МП), рассмотренный в работе [1], является широкополосным, конструктивно простым и обладает достаточно высокой точностью. Алгоритм обработки сигналов, снимаемых с детекторов МП, предполагает квадратичный режим детектирования, при котором показатели степеней вольт-амперных характеристик (ВАХ) диодов равны двум. Однако, кривая зависимости между током детектора и приложенным к нему высокочастотным напряжением может отличаться от квадратичной параболы, а показатель степени – от двух. В этом случае возникает составляющая погрешности измерения, обусловленная неквадратичностью детектирования.

В докладе приводится методика экспериментального определения показателей степени ВАХ диодов, корректировка алгоритма обработки результатов измерения сигналов с детекторов, приводящая к минимизации погрешности из-за неквадратичности характеристик детектирования.

2. Алгоритм калибровки и измерения

Рассматриваемый микроволновый преобразователь содержит четыре детекторные головки, сигналы с которых при подключении к выходу МП исследуемой нагрузки обозначим P_i (i=1, 2, 3, 4). При калибровке измерителя на согласованной нагрузке сигналы с диодов равны P_{i0}. Отношения сигналов P_i/P_{i0} при неравенстве показателей степеней $n_i \neq 2$ определяется уравнениями:

$$\frac{P_1}{P_{10}} = \frac{1}{\Delta^{n_1}}\left[\sqrt{1+\Gamma^2-2\Gamma\cos(\varphi+\varphi_1)}\right]^{n_1};$$

$$\frac{P_2}{P_{20}} = \frac{1}{\Delta^{n_2}}\left[\sqrt{1+\Gamma^2-2\Gamma\sin(\varphi+\varphi_1)}\right]^{n_2};$$

$$\frac{P_3}{P_{30}} = \frac{1}{\Delta^{n_3}}\left[\sqrt{1+\Gamma^2+2\Gamma\cos(\varphi+\varphi_1)}\right]^{n_3};$$

$$\frac{P_4}{P_{40}} = \frac{1}{\Delta^{n_4}}\left[\sqrt{1+\Gamma^2+2\Gamma\sin(\varphi+\varphi_1)}\right]^{n_4}; \qquad (1)$$

где Γ и φ модуль и аргумент ККО исследуемого устройства; $\varphi_1 = \frac{4\pi L_1}{\lambda_в}$ — набег фазы волны на участке волновода L_1 от плоскости

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

симметрии МП до плоскости подключения нагрузки; $\lambda_в$ — длина волны в волноводе; $\Delta = \sqrt{1+\Gamma^2\Gamma_\Gamma^2 - 2\Gamma\Gamma_\Gamma\cos(\varphi+\varphi_1+\varphi_\Gamma)}$ — модуль определителя графа МП; Γ_Γ и φ_Γ — модуль и аргумент ККО выхода генератора.

Для определения показателей степеней использованы результаты калибровок измерителя по двум короткозамыкающим нагрузкам, модули ККО которых равны единице ($\Gamma = \Gamma_{к1} = \Gamma_{к2} = 1$), а аргументы $\varphi = \varphi_{к1} = \varphi_{к2} = 180°$. Набеги фаз при этом равны: $\varphi_1 = \dfrac{4\pi L_1}{\lambda_в}$; $\varphi_2 = \dfrac{4\pi L_2}{\lambda_в}$.

Калибровочные уравнения, полученные при подстановке в (1) модулей и аргументов короткозамыкателей , будут иметь вид:

$$\left[\frac{P_1}{P_{10}}\right]_{1,2} = \left[\frac{2\cos\dfrac{\varphi_{1,2}}{2}}{\Delta_{1,2}}\right]^{n_1};\ \left[\frac{P_2}{P_{20}}\right]_{1,2} = \left[\frac{2\cos\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_{1,2}}{2}\right)}{\Delta_{1,2}}\right]^{n_2};$$

$$\left[\frac{P_3}{P_{30}}\right]_{1,2} = \left[\frac{2\sin\dfrac{\varphi_{1,2}}{2}}{\Delta_{1,2}}\right]^{n_3};\ \left[\frac{P_4}{P_{40}}\right]_{1,2} = \left[\frac{2\sin\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_{1,2}}{2}\right)}{\Delta_{1,2}}\right]^{n_4}. \qquad (2)$$

Индекс 1 относится к результатам первой калибровки, 2 – ко второй. Решение системы уравнений (2) позволяет определить все четыре показателя степени: n_1, n_2, n_3, n_4.

Эти показатели определяются соотношениями:

$$n_1 = \frac{2\left[\lg(P_1/P_{10})_2\cdot\lg(P_2/P_{20})_1 - \lg(P_1/P_{10})_1\cdot\lg(P_2/P_{20})_2\right]}{\lg(P_2/P_{20})_1\cdot\lg\left[\cos\dfrac{\varphi_2}{2}\Big/\cos\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_2}{2}\right)\right] - \lg(P_2/P_{20})_2\cdot\lg\left[\cos\dfrac{\varphi_1}{2}\Big/\cos\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_1}{2}\right)\right]};$$

$$n_2 = \frac{2\left[\lg(P_1/P_{10})_2\cdot\lg(P_2/P_{20})_1 - \lg(P_1/P_{10})_1\cdot\lg(P_2/P_{20})_2\right]}{\lg(P_1/P_{10})_1\cdot\lg\left[\cos\dfrac{\varphi_2}{2}\Big/\cos\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_2}{2}\right)\right] - \lg(P_1/P_{10})_2\cdot\lg\left[\cos\dfrac{\varphi_1}{2}\Big/\cos\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_1}{2}\right)\right]};$$

$$n_3 = \frac{2\left[\lg(P_3/P_{30})_2\cdot\lg(P_4/P_{40})_1 - \lg(P_3/P_{30})_1\cdot\lg(P_4/P_{40})_2\right]}{\lg(P_4/P_{40})_1\cdot\lg\left[\sin\dfrac{\varphi_2}{2}\Big/\sin\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_2}{2}\right)\right] - \lg(P_4/P_{40})_2\cdot\lg\left[\sin\dfrac{\varphi_1}{2}\Big/\sin\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{\varphi_1}{2}\right)\right]};$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$n_4 = \frac{2\left[\lg\left(P_3/P_{30}\right)_2 \cdot \lg\left(P_4/P_{40}\right)_1 - \lg\left(P_3/P_{30}\right)_1 \cdot \lg\left(P_4/P_{40}\right)_2\right]}{\lg\left(P_3/P_{30}\right)_1 \cdot \lg\left[\sin\frac{\varphi_2}{2}\Big/\sin\left(\frac{\pi}{4}-\frac{\varphi_2}{2}\right)\right] - \lg\left(P_3/P_{30}\right)_2 \cdot \lg\left[\sin\frac{\varphi_1}{2}\Big/\sin\left(\frac{\pi}{4}-\frac{\varphi_1}{2}\right)\right]} \quad (3)$$

Систему измерительных уравнений (1) можно переписать следующим образом:

$$\sqrt[n_1]{\left(\frac{P_1}{P_{10}}\right)^2} = \frac{1}{\Delta^2}\left[1+\Gamma^2-2\Gamma\cos\left(\varphi+\varphi_1\right)\right];$$

$$\sqrt[n_2]{\left(\frac{P_2}{P_{20}}\right)^2} = \frac{1}{\Delta^2}\left[1+\Gamma^2-2\Gamma\sin\left(\varphi+\varphi_1\right)\right];$$

$$\sqrt[n_3]{\left(\frac{P_3}{P_{30}}\right)^2} = \frac{1}{\Delta^2}\left[1+\Gamma^2+2\Gamma\cos\left(\varphi+\varphi_1\right)\right];$$

$$\sqrt[n_4]{\left(\frac{P_4}{P_{40}}\right)^2} = \frac{1}{\Delta^2}\left[1+\Gamma^2+2\Gamma\sin\left(\varphi+\varphi_1\right)\right]. \quad (4)$$

Правая часть уравнений в системе (4) соответствует [1], а следовательно и алгоритм обработки сигналов остаётся таким же, как в [1], однако суммарный сигнал с первой и третьей головок будет равен:

$$U_c = \frac{2\left(1+\Gamma^2\right)}{\Delta^2} = \sqrt[n_1]{\left(\frac{P_1}{P_{10}}\right)^2} + \sqrt[n_3]{\left(\frac{P_3}{P_{30}}\right)^2}. \quad (5)$$

Нормировка уравнений системы (4) относительно (5) позволяет исключить из уравнений множитель Δ^2.

Разностные сигналы, сформированные из нормированной системы определяются соотношениями:

$$U_{p1} = \frac{1}{U_c}\left[\sqrt[n_3]{\left(\frac{P_3}{P_{30}}\right)^2} - \sqrt[n_1]{\left(\frac{P_1}{P_{10}}\right)^2}\right];\ U_{p2} = \frac{1}{U_c}\left[\sqrt[n_4]{\left(\frac{P_4}{P_{40}}\right)^2} - \sqrt[n_2]{\left(\frac{P_2}{P_{20}}\right)^2}\right], \quad (6)$$

которые, соответственно равны:

$$U_{p1} = \frac{2\Gamma}{1+\Gamma^2}\cos\left(\varphi+\varphi_1\right);\ U_{p2} = \frac{2\Gamma}{1+\Gamma^2}\sin\left(\varphi+\varphi_1\right). \quad (7)$$

Из уравнений (7) определяем многочлен

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\frac{2\Gamma}{1+\Gamma^2} = \sqrt{U_{p1}^2 + U_{p2}^2} = N ,$$

откуда находим модуль ККО —

$$\Gamma = \frac{1}{N} - \sqrt{\frac{1}{N^2} - 1} .$$

Аргумент ККО определяем из совместного решения уравнений (7):

$$\varphi = arctg\left(U_{p2} / U_{p1}\right) - \varphi_1 .$$

Таким образом, алгоритм обработки сигналов с МП, учитывающий неквадратичность характеристик СВЧ диодов детекторных головок, позволяет определить модуль Γ и аргумент φ ККО исследуемого волноводного устройства с более высокой точностью.

3. Заключение

Предложенная методика определения показателей степеней ВАХ диоов в четырёхдетекторном МП, основанная на использовании двух калибровок по короткозамыкающим нагрузкам, позволяет учесть неквадратичность характеристик СВЧ диодов и определить модуль и аргумент ККО исследуемого волноводного устройства с более высокой точностью.

Список литературы

[1] Саламатин В.В., Афонин И.Л., Лащенко И.В. Синтез и анализ широкополосного малогабаритного СВЧ преобразователя и измерителя коэффициента отражения на его основе // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2002. Т. 45. № 6. С. 35-42.

References

[1] Salamatin V.V., Afonin I.L., Lashchenko I.V. Synthesis and analysis of broadband compact microwave transducer and based its measuring device of the reflection coefficient. *Izv. universities. Ser. Electronics.* 2002. vol. 45. no.6. pp. 35-42.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Measuring the parameters of nanometer metal film in layered structures using waveguide-dielectric resonance

Dmitrii A. Usanov, Alexander V. Skripal, Denis V. Ponomarev,
Ekaterina V. Latysheva, Vladimir B. Feklistov
Saratov State University
Saratov, 410012, Russian Federation
UsanovDA@info.sgu.ru

Abstract: *The possibility to use the waveguide-dielectric resonance for measuring the thickness of nanometer metal layers on dielectric plates has been justified theoretically and experimentally. The interaction of X-band microwave radiation with two-layered structure, placed in two ways inside of the waveguide: asymmetrically relative to the middle of the waveguide fully filling the waveguide across its height and partially filling across its width; perpendicular to the wide and at an angle to the narrow walls of the waveguide and symmetrically in its longitudinal axis has been investigated.*

Keywords: *waveguide-dielectric resonance, nanometer metal layers, microwave measurements of parameters.*

Измерение параметров нанометровых металлических пленок в слоистых структурах с использованием волноводно-диэлектрического резонанса

Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В.,
Латышева Е.В., Феклистов В.Б.
ФГБОУ ВО «Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского»
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
UsanovDA@info.sgu.ru

Аннотация: *Теоретически и экспериментально обоснована возможность применения волноводно-диэлектрического резонанса для измерения толщин нанометровых металлических слоев, нанесенных на диэлектрические пласти-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ны. Исследовано взаимодействие излучения трехсантиметрового диапазона длин волн с двухслойной структурой, при ее размещении в волноводе двумя способами: асимметрично относительно середины волновода, полностью заполняя его по высоте и частично по ширине; перпендикулярно широким и под углом к узким стенкам волновода симметрично относительно его продольной оси.

Ключевые слова: волноводно-диэлектрический резонанс, нанометровые металлические слои, измерение параметров на СВЧ.

1. Введение

Разработка высокочувствительных СВЧ-методов измерения электрофизических параметров материалов имеет важное значение при создании современных слоистых структур, применяемых в микро- и наноэлектронике. В настоящей работе рассмотрена возможность использования волноводно-диэлектрического резонанса [1–3] для реализации высокочувствительного СВЧ-метода измерения параметров нанометрового металлического слоя, нанесенного на диэлектрическую подложку.

2. Модель волновода с металлодиэлектрической структурой

Исследовалось взаимодействие электромагнитного излучения трехсантиметрового диапазона длин волн с двухслойной структурой, состоящей из пластины поликора с нанесенным нанометровым металлическим слоем толщиной t, при ее размещении в волноводе сечением 23x10 мм двумя способами:

1) асимметрично относительно середины волновода, полностью заполняя его по высоте и частично по ширине (см. рис. 1, *а*);
2) перпендикулярно широким и под углом к узким стенкам волновода симметрично относительно его продольной оси (см. рис. 1, *б*).

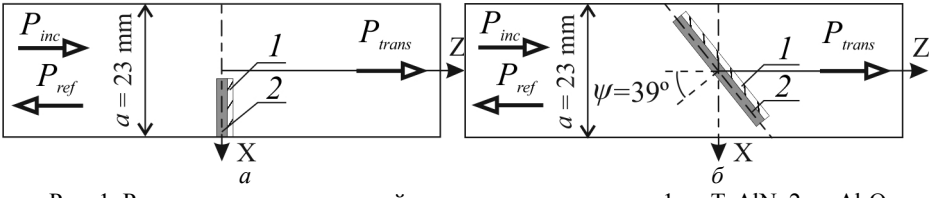


Рис. 1. Расположение исследуемой структуры в волноводе: 1 — TaAlN, 2 — Al_2O_3. P_{inc} –падающая мощность, P_{trans} –прошедшая мощность, P_{ref} –отраженная мощность

Fig. 1. Arrangement of the investigated structure inside of X-band waveguide: 1 — TaAlN, 2 — Al_2O_3. P_{inc} – incident power, P_{trans} – transmitted power, P_{ref} – reflected power

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Компьютерное моделирование амплитудно-частотных характеристик исследуемой структуры в случае возникновения волноводно-диэлектрического резонанса, проявляющегося в резком ослаблении на резонансной частоте прошедшей волны и увеличении амплитуды отраженной, было проведено при различных значениях толщины нанометрового металлического слоя с использованием системы электродинамического моделирования и проектирования HFSS.

3. Частичное заполнение волновода металлодиэлектрической структурой

На рис. 2 представлены расчетные зависимости квадратов модулей коэффициента прохождения электромагнитного излучения $|D|^2$ от толщины нанометровой металлической пленки в случае частичного заполнения волновода металлодиэлектрической структурой (см. рис. 1, *а*) на частоте f=11.6 ГГц, соответствующей пику ослабления в отсутствии металлического слоя (сплошная линия). На указанной частоте увеличение толщины металлического слоя от 0 до 1 нм приводит к изменению величины коэффициента прохождения от –26.7 дБ до –23.3 дБ. В этом диапазоне толщин расчетная чувствительность $d\left(|D|^2\right)/dt$ достигает 3.4 дБ/нм.

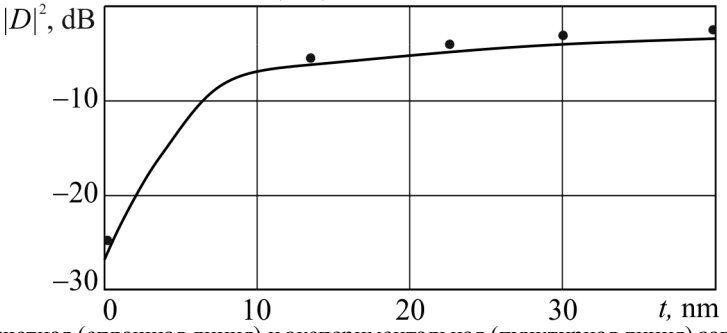


Рис. 2. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (пунктирная линия) зависимости квадрата модуля коэффициента прохождения электромагнитного излучения, взаимодействующего с металлодиэлектрической структурой, от толщины металлической пленки на фиксированной частоте f=11.6 ГГц

Fig. 2. Calculated (solid line) and experimental (dotted line) dependencies of the squared absolute values of transmission coefficients of electromagnetic radiation, interacting with metal-dielectric structure, on metal film thickness at fixed frequency f=11.6 GHz

Экспериментальные значения $|D|^2$ на той же частоте f=11.6 ГГц при геометрических размерах и электрофизических параметрах металлоди-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

электрической структуры, соответствующих используемым при численном моделировании, представлены на рис. 2 (пунктирная линия).

4. Размещение диэлектрической пластины перпендикулярно широким и под углом к узким стенкам волновода

При размещении диэлектрической пластины перпендикулярно широким и под углом к узким стенкам волновода (см. рис.1, *б*), на частотных зависимостях коэффициентов прохождения электромагнитной волны наблюдаются пики прохождения и ослабления. Характерные частоты этих пиков определяются параметрами диэлектрической пластины и углом её поворота ψ относительно продольной оси волновода.

Результаты компьютерного моделирования амплитудно-частотных характеристик исследуемой структуры при различных значениях толщины металлического слоя приведены на рис. 3 (штриховые линии).

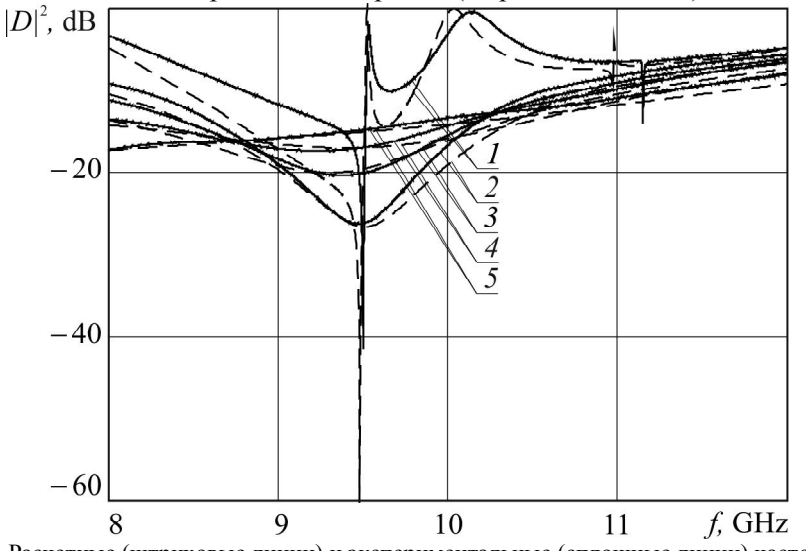


Рис. 3. Расчетные (штриховые линии) и экспериментальные (сплошные линии) частотные зависимости квадратов модулей коэффициентов прохождения электромагнитного излучения, взаимодействующего с металлодиэлектрической структурой: 1 – пластина поликора без металлического слоя; 2 - $t = 13.5$ нм, 3 - $t = 22.6$ нм, 4 - $t = 30$ нм, 5 – $t = 40$ нм

Fig. 3. Calculated (dashed lines) and experimental (solid lines) frequency dependencies of the squared absolute values of transmission coefficients of electromagnetic radiation, interacting with metal-dielectric structure: 1 – Al_2O_3 ceramic plate without metal film; 2 - $t = 13.5$ nm, 3 - $t = 22.6$ nm, 4 - $t = 30$ nm, 5 – $t = 40$ nm

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Результаты компьютерного моделирования демонстрируют наличие на частотной зависимости квадрата модуля коэффициента прохождения электромагнитного излучения, взаимодействующего с пластиной поликора, двух пиков прохождения на частотах 9.52 ГГц и 10.03 ГГц и двух пиков ослабления на частотах 9.48 ГГц и 9.62 ГГц. Величины пиков ослабления составляют –60.1 дБ и –14.3 дБ соответственно.

Как следует из результатов компьютерного моделирования, нанесение даже сверхтонкой металлической пленки ($t = 1.0$ нм) приводит к исчезновению пика прохождения на частоте 9.52 ГГц. При нанесении металлической пленки толщиной более $t = 2.0$ нм исчезает пик прохождения и на частоте 10.03 ГГц.

При нанесении тонкой металлической пленки ($t = 1.0$ нм) величина пика ослабления на частоте 9.48 ГГц уменьшается до –23.3 дБ, при этом пик ослабления на частоте 9.62 ГГц трансформируется в область перегиба. В этом диапазоне толщин расчетная чувствительность $d\left(|D|^2\right)/dt$ достигает 36.8 дБ/нм.

Как следует из результатов расчета на частоте f=9.63 ГГц в диапазоне толщин 0÷7 нм расчетная чувствительность $d\left(|D|^2\right)/dt$ квадрата модуля коэффициента прохождения к изменению толщины металлического слоя составляет 4.6 дБ/нм.

Экспериментальные частотные зависимости коэффициентов прохождения $|D|^2(f)$ электромагнитного излучения, взаимодействующего с металлодиэлектрической структурой, характеристики которой соответствовали используемым при численном моделировании, представлены на рис. 3 в виде сплошных линий.

Для двух рассмотренных способов размещения исследуемой структуры в волноводе сравнение результатов расчета с экспериментальными данными свидетельствует об их хорошем количественном совпадении.

Теоретически обоснованная чувствительность коэффициента прохождения к вариации толщины при использовании волноводно-диэлектрического резонанса более чем на порядок превышает чувствительность СВЧ-метода измерения нанометровых металлических слоев, основанного на использовании СВЧ фотонных кристаллов с нарушением периодичности, в качестве которого выступает измеряемая структура [4, 5].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

5. Заключение

Таким образом, в работе исследованы особенности волноводно-диэлектрических резонансов, возникающих в результате частичного заполнения исследуемой металлодиэлектрической структурой поперечного сечения волновода по ширине и при размещении структуры перпендикулярно широким и под углом к узким стенкам волновода симметрично относительно его продольной оси.

Обоснована теоретически и установлена экспериментально высокая чувствительность коэффициента прохождения электромагнитной волны к изменению толщины сверхтонкого нанометрового металлического слоя, входящего в состав металлодиэлектрической структуры, в условиях возникновения волноводно-диэлектрического резонанса Показана возможность использования волноводно-диэлектрического резонанса для разработки методов измерения параметров нанометровых металлических слоев, нанесенных на диэлектрическую подложку, при частичном заполнении исследуемой структурой поперечного сечения волновода и при размещении исследуемой структуры перпендикулярно широким и под углом к узким стенкам волновода симметрично относительно его продольной оси.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (государственное задание № 1376 и 1575) и стипендии Президента РФ (СП-2622.2015.3).

Список литературы

[1] Усанов Д.А., Горбатов С.С. Эффекты ближнего поля в электродинамических системах с неоднородностями и их использование в технике СВЧ. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2011. 392 с.

[2] Шестопалов В.П., Кириленко А.А., Рудь Л.А. Резонансное рассеяние волн. Т.2 - Волноводные неоднородности. – Киев: Наукова Думка, 1986. 216 с.

[3] Занин В. И., Усанов Д. А., Феклистов В. Б. Определение электрофизических параметров полупроводника волноводным резонансным методом// Межвузовский сборник научных статей "Электродинамика слоисто-неоднородных структур СВЧ". Самара: Изд-во Самар. ун-та. 1995. С. 88–99.

[4] Никитов С.А., Гуляев Ю.В., Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В. Определение проводимости и толщины полупроводниковых пластин и нанометровых слоев с использованием одномерных СВЧ фотонных кристаллов// Доклады Академии Наук. Январь 2013. Т. 448. № 1. С. 35-37.

[5] Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Латышева Е. В. Многопараметровые измерения эпитаксиальных полупроводниковых структур с использованием одномерных сверхвысокочастотных фотонных кристаллов// Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 1. С. 45–53.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Usanov D.A., Gorbatov S.S. *Near field effects in electrodynamic systems with inhomogeneities and their application in microwave technique*. Saratov, Izdatel'stvo Saratovskogo universiteta, 2011, 392 p. (In Russian).

[2] Shestopalov V.P., Kirilenko, A.A., Rud L.A. *Resonant dissipation of waves.* Vol. 2 - *The waveguide inhomogeneities*. Kiev: Naukova Dumka, 1986, 216 p. (In Russian).

[3] Zanin V.I., Usanov D.A., Feklistov V.B. [Determination of electrophysical parameters of the semiconductor by the waveguide resonant method] *Interuniversity collection of scientific articles "Electrodynamics of microwave layered and unhomogeneous structures,* Samara: Izdatel'stvo Samarskogo universiteta, 1995, pp. 88 - 99. (In Russian).

[4] Nikitov S.A., Gulyaev Yu.V., Usanov D.A., Skripal A.V., Ponomarev D.V. [Determination of the conductance and thickness of semiconductor wafers and nanometer layers with the use of one-dimensional microwave photonic crystals]. *Doklady Akademii Nauk,* 2013 January, vol. 448, no. 1, pp. 35 - 37. (In Russian).

[5] Usanov D.A., Nikitov S.A., Skripal A.V., Ponomarev D.V., Latysheva E.V. [Multiparametric measurements of epitaxial semiconductor structures with the use of one-dimensional microwave photonic crystals]. *Radiotekhnika i elektronika,* 2016, vol. 61, no. 1, pp. 45 - 53. (In Russian).

Acknowledgements

The work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (State task № 1376 and 1575) and the Scholarship of the President of the Russian Federation (SP-2622.2015.3).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Formation voiced test signals for measuring residual echo ERA-GLONASS devices

Mikhail B. Protsenko[1], Valentin V. Gromozdin[1],
Andrey V. Lukyanchikov[2]
[1]*Sevastopol Testing Center "Omega" – branch of FSUE NIIR*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
procenko@niir.ru
[2]*FSAEI HE "Sevastopol State University"*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
brain75@mail.ru

Abstract: *The formation procedure voiced test signals for measuring residual echo in accordance with GOST 5531-2013 with the acoustic tests ERA-GLONASS devices in the vehicle are shown and discussed in the report. The proposed method for generating a test voiced signal using the method of direct digital synthesis allows to carry out the required measurements in real time to produce "fine" tuning in real-time test voiced signal parameters to the current acoustic environment in the vehicle, as well as significantly reduce the burden on the computer's CPU.*

Keywords: *direct digital synthesis, acoustic measurements, the formation voiced test signals.*

Формирование тестовых вокализированных сигналов для измерений остаточных эхо-сигналов устройств ЭРА-ГЛОНАСС

[1]Проценко М.Б., [1]Громоздин В.В., [2]Лукьянчиков А.В.
[1]*Севастопольский испытательный центр «Омега» – филиал ФГУП НИИР*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
procenko@niir.ru
[2]*ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: *В докладе приведена и обсуждается процедура формирования тестовых вокализованных сигналов для измерений остаточных эхо-сигналов согласно ГОСТ Р 5531-2013 при акустических испытаниях устройств ЭРА-ГЛОНАСС в*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

составе транспортного средства. Предложенный способ формирования тестового вокализованного сигнала с использованием метода прямого цифрового синтеза позволяет проводить требуемые измерения в режиме реального времени, производить «тонкую» настройку параметров тестового вокализованного сигнала в реальном времени под текущую акустическую обстановку в транспортном средстве, а также существенно снизить нагрузку на центральный процессор компьютера.

Ключевые слова: прямой цифровой синтез, акустические измерения, формирование вокализированных тестовых сигналов.

1. Введение

Автомобильная система/устройство вызова экстренных оперативных служб или устройство ЭРА-ГЛОНАСС представляет собой бортовой терминал, который устанавливается на транспортном средстве и предназначен для автоматического формирования минимально необходимой информации, включая координаты и параметры движения транспортного средства, и передачи ее по сетям подвижной радиотелефонной связи [1]. Информационное взаимодействие осуществляется также посредством голосового обмена, что накладывает определенные требования к качеству громкоговорящих систем в кабине/салоне транспортного средства [1,2].

Одним из основных факторов, влияющим на качество громкоговорящих систем, является степень подавления акустических эхо-сигналов. При проведении измерений остаточных эхо-сигналов используется тестовые вокализованные сигналы, которые представляет собой два ортогональных набора синусоидальных сигналов, определенным образом модулированных по частоте и амплитуде, а также имеющих огибающую спектра подобно вокализированным звукам речи [2].

Учитывая актуальность и относительную сложность формирования тестовых вокализованных сигналов для измерений остаточных эхо-сигналов устройств ЭРА-ГЛОНАСС, целью данной работы явились исследования технических и программных аспектов данного процесса.

2. Выбор метода цифрового формирования гармонических сигналов

Существуют различные методы генерирования гармонических сигналов в цифровом виде. Один из методов реализуется на основе использования цифровых комплексных резонаторов [3]. Схема цифрового резонатора, изображена на рисунке 1.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

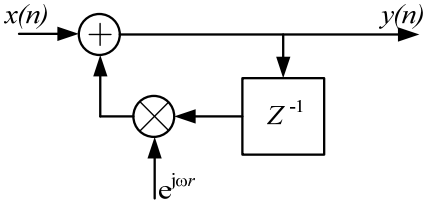


Рис. 1. Функциональная схема комплексного резонатора
Fig. 1. Functional diagram of the complex resonator

Во временной области комплексный резонатор описывается разностным уравнением (1)

$$y(n) = x(n) + e^{j\omega r} y(n-1), \qquad (1)$$

где аргумент ωr, изменяясь в переделах $-\pi < \omega r < \pi$, определяет резонансную частоту резонатора.

Импульсная характеристика такого резонатора при $\omega r = \pi / 4$ представляет собой комплексную синусоиду, действительная и мнимая составляющие которой являются ортогональными гармоническими сигналами, сдвинутыми друг относительно друга на угол $\pi / 2$.

Комплексный резонатор можно представлять как БИХ-фильтр, который является условно устойчивым, с отсутствием возможности точно контролировать амплитуду и абсолютную фазу выходного сигнала, что является негативными факторами, в том числе при формировании тестовых вокализированных сигналов [4].

Свободным от этих недостатков можно считать метод на основе прямого цифрового синтеза (англ. DDS — Direct digital synthesis) [5]. Параметры синтезированных данным методом сигналов, такие как частота, амплитуда и фаза в любой момент времени точно известны, что позволяет применить DDS метод для генерирования тестовых вокализированных сигналов.

Структурная схема синтезатора DDS на основе накапливающего сумматора изображена на рисунке 2 и включает в себя: опорный генератор, предназначенный для формирования тактовой частоты f_{CLK}; регистр частоты; накапливающий сумматор (или аккумулятор фазы); ПЗУ (постоянное запоминающее устройство), в котором записана таблица одного периода функции «синус»; ЦАП (цифроаналоговый преобразователь), на который поступают отсчеты с выхода ПЗУ; ФНЧ (фильтр нижних частот), на выходе которого выделяется синусоидальный сигнал.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

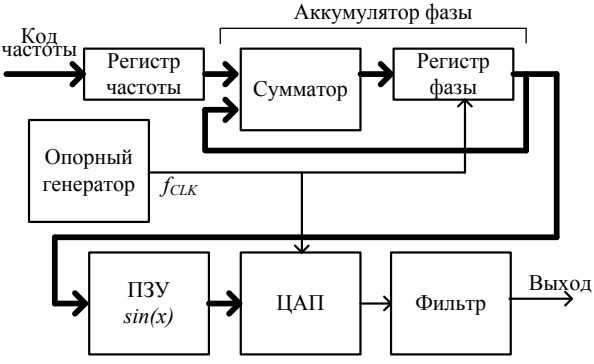


Рис. 2. Синтезатор DDS на основе накапливающего сумматора
Fig. 2. DDS synthesizer based accumulator

Накапливающий сумматор работает с периодическими переполнениями, обеспечивая арифметические операции по модулю 2*N*. Такое переполнение соответствует периодическому поведению функции «синус». Другими словами, частота переполнений аккумулятора фазы равна частоте выходного сигнала, и определяется согласно выражению

$$f_{OUT} = f_{CLK}\ M/(2\ N),$$

где f_{OUT} — выходная частота, f_{CLK} — тактовая частота, M — код частоты, N — разрядность аккумулятора фазы.

Шаг перестройки частоты не зависит от значения частоты и равен

$$\Delta f_{OUT} = f_{CLK}/(2^{N}). \qquad (2)$$

Из соотношения (2) следует, что если увеличить разрядность N, то уменьшается шаг перестройки частоты Δf_{OUT}. Увеличение разрядности аккумулятора фазы не требует обязательного увеличения разрядности адреса ПЗУ. Исходя из вышесказанного, метод прямого цифрового синтеза наиболее эффективен для цифрового формирования тестовых вокализированных сигналов, используемых для измерений остаточных эхо-сигналов устройств ЭРА-ГЛОНАСС.

3. Разработка алгоритма формирования тестовых вокализованных сигналов на основе прямого цифрового синтеза

В данной работе метод прямого цифрового синтеза для цифрового формирования тестовых вокализированных сигналов реализован про-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

граммно. Суть программной реализации заключатся в том, что через равные промежутки времени, которые равны периоду дискретизации (в данном случае 48 кГц), будет изменяться значения аккумулятора фазы на величину равную коду частоты выходного сигнала. Далее используя аккумулятор фазы как адрес выборки, из ПЗУ будет осуществляться выборка мгновенного значения сигнала и запись ее в ЦАП. Затем процесс будет, повторяется. Все действия синхронны для заданного количества каналов.

При реализации алгоритма использована двойная буферизация при выводе значений в ЦАП и режимы *DirectSound*, таймера и прерываний. Разработанный алгоритм изображен на рисунке 3.

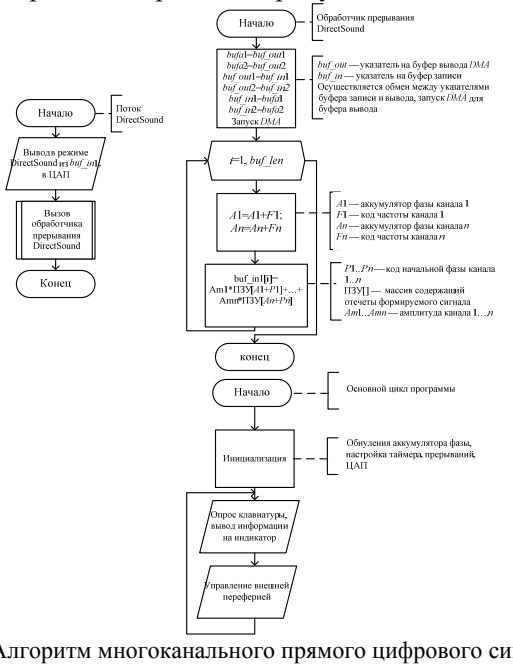


Рис. 3. Алгоритм многоканального прямого цифрового синтеза с использованием таймера, *DirectSound* и прерываний
Fig. 3. Multi-channel direct digital synthesis algorithm with using the timer, *DirectSound* and interrupt

В этом алгоритме используется три потока: поток *DirectSound*; поток обработчика прерываний *DirectSound*; поток основного цикла программы. Поток *DirectSound* независим от двух других потоков. Поток основного цикла программы прерывается во время, когда последняя выборка потока *DirectSound* будет записана в ЦАП. Действие данного алгоритма основано на том, что во время работы потока *DirectSound* (вывода выборок из вы-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ходного буфера в ЦАП), происходит наполнение буфера записи новыми выборками. Когда цикл поток *DirectSound* заканчивает свою работу, вызывается прерывание, происходит обмен содержимым буферами (буфер записи становится выходным, выходной буфер становиться буфером записи), запуск *DirectSound* для нового выходного буфера и заполнение буфера записи новыми отсчетами значений сигнала. Далее процесс повторяется. Следует отметить, что скорость выдачи выборок из потока *DirectSound* в соответствующие ЦАП определяется таймером, значение которого определяет период дискретизации.

Таким образом, на основе разработанного алгоритма двухканального прямого цифрового синтеза с использованием таймера, *DirectSound* и прерываний сформулированы требования к персональному компьютеру который используется в разрабатываемом устройстве, а именно: наличие многоканального *DirectSound* интерфейс; наличие, по крайней мере, одного таймера и возможности задавать темп выдачи каналов *DirectSound* по этому таймеру; архитектура компьютера должна быть 32-разрядной (для обеспечения возможности реализации требуемой разрядности аккумулятора фазы).

3. Практические результаты

На основе разработанного алгоритма создано программное обеспечение на языке Java. Результаты работы программного обеспечения изображены на рисунке 4.

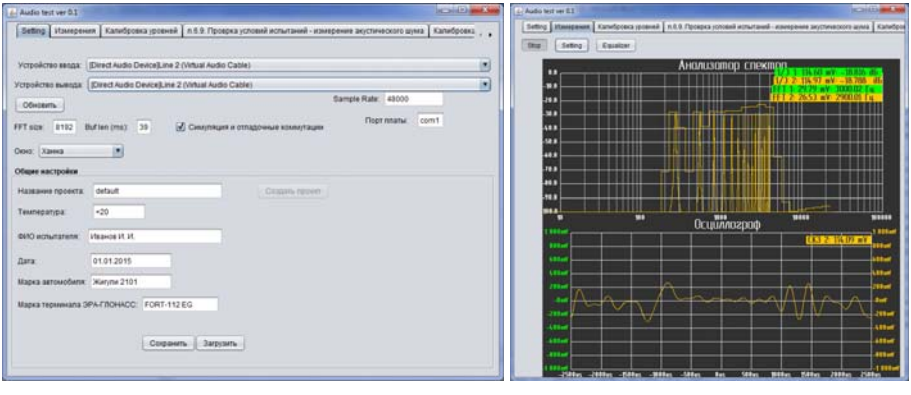


Рис. 4. Форма настройки программного обеспечения и отображение сформированных тестовых вокализированных сигналов

Fig. 4. Software configuration form and the display of generated voiced test signals

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована и доказана возможность цифрового формирования тестовых вокализированных сигналов с использованием метода прямого цифрового синтеза. Разработан и реализован алгоритм формирования тестовых вокализованных сигналов для измерений остаточных эхо-сигналов устройств ЭРА-ГЛОНАСС, программное обеспечение для персонального компьютера. Сформулированы требования к компьютеру. Приведены и обсуждаются результаты эксперимента

Список литературы

[1] ГОСТ Р 54620-2011 ГНСС. Автомобильная система/устройство вызова экстренных оперативных служб. Общие технические требования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/ gost/53287/ (дата обращения 15.07.2016).

[2] ГОСТ Р 55531-2013. ГНСС. Методы испытаний автомобильной системы вызова экстренных оперативных служб на соответствие требованиям к качеству громкоговорящей связи в кабине транспортного средства [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/ 55285/ (дата обращения 15.07.2016).

[3] Turner C. «Recursive Discrete-Time Sinusoidal Oscillators» / C. Turner // IEEE Signal Processing Magazine. 2003. vol. 20. no. 3. pp. 103 - 111.

[4] Кривобок Ю.В. Разработка цифрового генератора на основе комплексного резонатор//9-я Международная молодёжная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2013». 2013. С. 361.

[5] Ридико Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.digitel.com/files/articles/dds.pdf (дата обращения 15.07.2016).

References

[1] GOST R 54620-2011 GNSS. Avtomobil'naya sistema/ustrojstvo vyzova ehkstrennykh operativnykh sluzhb. Obshhie tekhnicheskie trebovaniya [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/ gosts/gost/53287/ (date of the application 15.07.2016). (In Russian).

[2] GOST R 55531-2013. GNSS. Metody ispytanij avtomobil'noj sistemy vyzova ehkstrennykh operativnykh sluzhb na sootvetstvie trebovaniyam k kachestvu gromkogovoryashhej svyazi v kabine transportnogo sredstva [Electronic resource]. – Access mode: http://www.internet-law.ru/gosts/gost/55285/ (date of the application 15.07.2016). (In Russian).

[3] Turner C. «Recursive Discrete-Time Sinusoidal Oscillators» / C. Turner // IEEE Signal Processing Magazine. 2003. vol. 20. no. 3. pp.103 - 111.

[4] Krivobok Yu.V. [The development of digital generator with an integrated resonator]//9-th International Youth Scientific Conference "Modern Problems of RT-2013 radio engineering and telecommunications". 2013. p. 361.

[5] Ridiko L.I. DDS: Frequency direct digital synthesis [Electronic resource]. – Access mode: http://www.digitel.com/files/articles/dds.pdf (date of the application 15.07.2016).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Computer modeling of transistor amplifier and vector network analyzer for virtual laboratory works

Dmitry S. Gubsky[12], Vyacheslav V. Zemlyakov[1],
Anatoly B. Kleshchenkov[1], Sergey V. Krutiev[12], Ivan V.Mamay[3]
[1]*Southern Federal University*
Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation
ds@sfedu.ru
[2]*Donsoft, Research and production company, ltd.*
Rostov-on-Don, Russian Federation
info@donsoftltd.ru
[3]*Specvuzavtomatica, Scientific research institute, Federal state autonomous scientific establishment*
Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation
i.mamay@niisva.org

Abstract: *The problem of developing of virtual laboratory works is considered in the paper. The peculiarity of proposed approach is due to photography identity of user interface of virtual instruments to the user interface of real devices. Another key feature is in simplicity of extending the structure of virtual laboratory works. In the present work we develop the computer model of vector network analyzer Agilent (Keysight) PNA E8363B and model of UHF transistor amplifier. Proposed software package allows expand the virtual laboratory for studying the UHF devices and instruments.*

Keywords: *computer modeling, virtual laboratory, remote education, vector network analyzer, усилитель.*

Компьютерное моделирование транзисторного усилителя и векторного анализатора цепей для виртуальных лабораторных практикумов

[12]Губский Д.С., [1]Земляков В.В., [1]Клещенков А.Б.,
[12]Крутиев С.В., [3]Мамай И.В.
[1]*Южный федеральный университет*
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация
ds@sfedu.ru
[2]*ООО «Научно-производственная фирма ДонСофт»*
г. Ростов-на-Дону, 344055, Российская Федерация

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

info@donsoftltd.ru
[3]ФГАНУ НИИ «Спецвузавтоматика»
г. Ростов-на-Дону, 344000, Российская Федерация
i.mamay@niisva.org

Аннотация: *Рассмотрен вопрос создания виртуальных лабораторных работ. Особенностью создаваемых моделей измерительных приборов является их интерфейс, который с «фотографической» точностью повторят интерфейс своих реальных аналогов, и простота включения прибора в состав расширяемой виртуальной лаборатории. В данной работе описывается создание компьютерной модели анализатора цепей E8363B PNA Network Analyzer фирмы Agilent (Keysight) Technologies и изучение компьютерной модели транзисторного усилителя. Созданный программный комплекс позволяет расширить виртуальную компьютерную лабораторию по изучению устройств СВЧ диапазона*.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, виртуальная лаборатория, дистанционное образование, векторный анализатор цепей, усилитель.

1. Введение

Образовательный процесс предъявляет высокие требования к практической подготовке будущих специалистов, требуя изучение современных измерительных приборов и устройств, которые имеют высокую стоимость. Поэтому нахождение альтернативных способов обучения и замены дорогостоящего оборудования является актуальным.

В настоящее время все большее распространение получают виртуальные лабораторные работы [1-2]. Они могут описывать поведение измерительных приборов, исследуемых устройств и их взаимодействие в объеме, достаточном для получения навыков работы с измерительной аппаратурой и изучения основных физических свойств исследуемых устройств.

Как показывает обзор литературы [3-5] в этой области есть много интересных практических решений, но у большинства из них есть один существенный недостаток: пользовательский интерфейс компьютерной модели измерительного прибора обладает лишь концептуальным сходством с реальным аналогом или вообще не имеет такого. Поэтому практически необходимым является создание таких виртуальных моделей приборов, которые имею пользовательский интерфейс полностью аналогичный своим реальным аналогам.

В данной работе рассмотрен способ компьютерного моделирования векторного анализатора цепей, простейшего усилителя СВЧ диапазона и создание специальных лабораторных работ.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Структура лаборатории

Ранее был предложен способ построения компьютерной модели с реалистичным интерфейсом и создания виртуальных лабораторных работ [6-9]. В этих работах было показано, что любое изучаемое устройство и измерительный прибор в компьютерной модели могут быть представлены в виде некой абстрактной сущности с определенным набором свойств (тип устройства, входные и выходные сигналы, выполняемые преобразования и т.д.) и заданным поведением по отношению к другим устройствам. Способ, которым значения входных сигналов передаются выходным сигналам, зависит исключительно от конкретных реализаций устройств.

При компоновке устройств в единую лабораторную установку устанавливается соответствие между входными сигналами устройства-приемника и выходными сигналами устройства-источника. Таким образом, соединяя в специальном программном модуле конфигуратора входные сигналы устройств с выходными сигналами других устройств, осуществляется «сборка» всей лабораторной установки. Такой подход позволяет легко расширять состав виртуальной лаборатории, добавляя в него компьютерные модели новых измерительных приборов и устройств.

Модули создаваемых устройств являются динамически подключаемыми библиотеками с единым экспортируемым интерфейсом, а в качестве его внешнего интерфейса (интерфейса, отображаемого при работе на экране монитора ПК) устанавливается фотография передней панели реального моделируемого прибора. Программный пакет моделирования разработан в среде Microsoft Visual Studio 2015 и Digia Qt 5.6.

3. Пример реализации моделей

Предложенный подход был использован для создания компьютерной модели прибора E8363B PNA фирмы Keysight Technologies.

Рассмотрим вкратце процесс создания компьютерной модели векторного анализатора цепей E8363B. Данный прибор предназначен в первую очередь для измерения S-параметров изучаемых устройств. Изучаемое устройство может быть представлено в виде четырехполюсника, который подключается к двум портам векторного анализатора цепей. Векторный анализатор цепей позволяет отображать на экране, как модуль данных комплексных параметров, так и фазовые характеристики. Поэтому задача сводится к построению такой компьютерной модели, которая может получать по своим запросам от изучаемого устройства значения S-параметров, обрабатывать их и

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

отображать на экране прибора.

Анализатор цепей PNA E8363B обладает богатейшими функциями. Однако, при реальной его эксплуатации, количество часто используемых функций незначительно. Причем этих функций вполне достаточно для проведения большинства измерений и для обучения пользователей основам работы с высокотехнологичным и дорогостоящим оборудованием. Рассмотрим некоторые функции, которые программно реализованы в данной компьютерной модели (рис. 1). Пользователю доступен выбор диапазона частотной развертки, режима измеряемых параметров; форматирование выводимых результатов на экран прибора; различные режимы работы с маркерами, устанавливаемыми на кривые и используемые для удобства выполнения измерений.

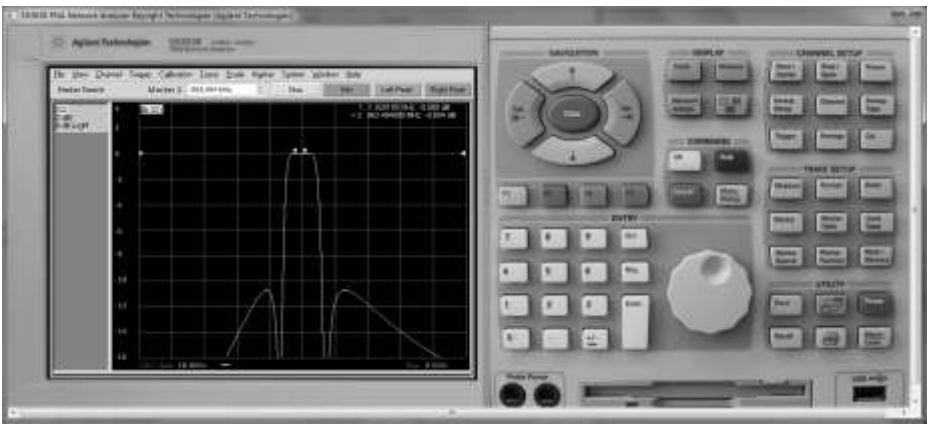


Рис. 1. Компьютерный интерфейс прибора
Fig. 1. User interface of virtual network vector analyzer

Все действия по управлению прибором, по проведению измерений пользователь осуществляет путем «нажатия» с помощью мыши «реальных» кнопок на компьютерном интерфейсе прибора (рис. 1).

Предположим, что изучаемое устройство – простейший транзисторный усилитель СВЧ диапазона в микрополосковом исполнении (рис. 2). Будем рассматривать работу усилителя в режиме слабого сигнала, т.е. в линейном режиме или близком к нему (например, МШУ). Исходя из этого, считаем, что S-параметры транзистора постоянны и не зависят от уровня подводимой к нему мощности. Такое предположение упрощает реализацию моделей, но не является принципиально ограничительным.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Традиционный подход при разработке маломощных СВЧ усилителей заключается в следующем. На первом этапе определяются собственные S-параметры транзистора, которые в большинстве случаев для рекомендуемого режима по постоянному току предоставляются производителем. Если этих данных нет – то на основе известных параметров модели эквивалентной схемы эти параметры могут быть рассчитаны, например в AMPSA Design Environment или AWR Microwave Office. В нашем случае набор частотных зависимостей собственных S-параметров транзистора в различных рабочих точках получен с помощью пакета AWR Microwave Office. В разработанной компьютерной модели имеются регулируемые источники напряжения питания и смещения, задающие рабочую точку транзистора.

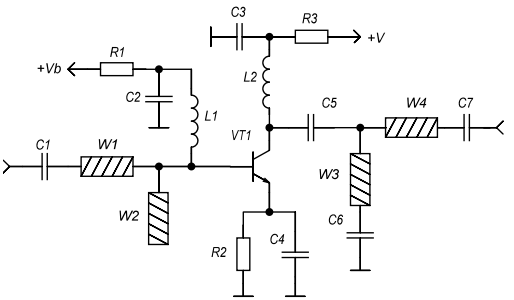


Рис. 2. Схема транзисторного СВЧ усилителя
Fig. 2. Schematic of model of UHF amplifier

На следующем этапе проектирования усилителя решается задача согласования собственного входного и выходного сопротивления транзистора с волновым сопротивлением подводящих линий. Для этого применяются соответствующие согласующие цепи, в качестве которых в СВЧ диапазоне оптимальным является применение элементов с распределенными параметрами в микрополосковом исполнении. Их расчет производится традиционно. Для их моделирования был также применен пакет AWR Microwave Office, с помощью которого получен набор частотных зависимостей S-параметров от параметров согласующих элементов. В созданной модели усилителя имеется возможность задания геометрических размеров согласующих микрополосковых элементов.

Рассмотрим процесс подключения изучаемого усилителя к измерительному прибору. В нашем случае связь между изучаемым четырехполюсником (СВЧ усилителем) и векторным анализатором цепей построена по следующему принципу: изучаемое устройство, рассматриваемое как некий «Черный ящик» [6-7], через соответствующий входной сигнал реагирует на сигнал измерительного прибора и, вызвав свой внутренний метод, задействовав реализованный программно функционал, возвращает векторному анализатору цепей конкретное значение модуля коэффициента

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

передачи.

Разработанная ранее базовая модель виртуальной лаборатории имеет модульную структуру [8]. Поэтому новые устройства созданы как модули динамически подключаемой библиотеки с единым экспортируемым интерфейсом. Это позволяет легко включить их в состав ранее созданной виртуальной лаборатории.

4. Заключение

Итогом данной работы является разработанный программный пакет построения виртуального лабораторного практикума, который может быть использован в обучающем процессе в качестве интерактивного пособия и включающий модели векторного анализатора цепей и транзисторного усилителя СВЧ. Созданная виртуальная лаборатория основана на самостоятельных, независимых от других компонент модулях, что позволяет расширять и изменять набор устройств, используемых для моделирования работ, не затрагивая ядро пакета. Компоненты, входящие в состав представленной лабораторной работы, для пользователя идентичны реальным устройствам.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере № 1066ГС1/17752.

Список литературы

[1] Seiler S. Current Trends in Remote and Virtual Lab Engineering. Where are we in 2013? // International Journal of Online Engineering (iJOE). 2013. V. 9. No. 6. P. 12-16.

[2] Muniasamy V., Ejalani I.M., Anandhavalli M. Moving towards Virtual Learning Clouds from Traditional Learning: Higher Educational Systems in India // International Journal of Emerging Technologies in Learning (iJET). 2014. V. 9. No. 9. P. 70-76.

[3] W. Hu, H. Zhou, Zhi-Wei Liu, L. Zhong. Web-Based 3D Interactive Virtual Control Laboratory Based on NCSLab Framework // International Journal of Online Engineering. 2014. V. 10. No. 6. P. 10 – 18

[4] Kalantzopoulos A., Zigouris E. Online Laboratory Sessions in System Design with DSPs using the R-DSP Lab // International Journal of Online Engineering (iJOE). 2014. V. 10. No. 4. P. 4-12.

[5] Губский Д.С., Земляков В.В., Мамай И.В. Интеграция компьютерной модели векторного анализатора цепей в виртуальную СВЧ - лабораторию // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2016. № 1. С. 49-54.

[6] Gubsky D.S., Mamay I.V., Zemlyakov V.V. Virtual Laboratory for Microwave Devices // Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS-2013). Stockholm. 2013. P. 527 – 530.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[7] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I.V. The Modern Approach to Virtual Laboratory Workshop // International Journal of Online Engineering (iJOE). 2014. V. 10. No. 2. P. 56-59.

[8] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Object-Oriented Approach to Software Implementation of Virtual Laboratory Workshop // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2013). Rostov-on-Don. Russia. September 27 – 30. 2013. P. 239 – 242.

[9] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Virtual laboratory workshop "microwave antennas and circuits" // IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT '13). 2013. Odessa. Ukraine. September 16 – 20. P. 163-165.

References

[1] Seiler S. Current Trends in Remote and Virtual Lab Engineering. Where are we in 2013? *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2013, vol. 9, no. 6, pp. 12-16.

[2] Muniasamy V., Ejalani I.M., Anandhavalli M. Moving towards Virtual Learning Clouds from Traditional Learning: Higher Educational Systems in India. *International Journal of Emerging Technologies in Learning (iJET)*, 2014, vol. 9, no. 9, pp. 70-76.

[3] W. Hu, H. Zhou, Zhi-Wei Liu, L. Zhong. Web-Based 3D Interactive Virtual Control Laboratory Based on NCSLab Framework. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, vol. 10, no. 6, pp. 10 – 18

[4] Kalantzopoulos A., Zigouris E. Online Laboratory Sessions in System Design with DSPs using the R-DSP Lab. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, vol. 10, no. 4, pp. 4-12.

[5] Gubsky D. S., Zemlyakov V. V., Mamay I. V. The Integration of Vector Network Analyzer Computer Model in the Virtual Microwave Laboratory. *Vestnik komp'iuternykh i informatsionnykh tekhnologii*, 2016, no. 1, pp. 49-54. (In Russian).

[6] Gubsky D.S., Mamay I.V., Zemlyakov V.V. Virtual Laboratory for Microwave Devices. *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS-2013), Stockholm*, 2013, pp. 527 – 530.

[7] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I.V. The Modern Approach to Virtual Laboratory Workshop. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, vol. 10, no. 2, pp. 56-59.

[8] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Object-Oriented Approach to Software Implementation of Virtual Laboratory Workshop. *Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2013), Rostov-on-Don, Russia, September 27 – 30*, 2013, pp. 239 – 242.

[9] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Virtual laboratory workshop "microwave antennas and circuits". *IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT '13), 2013, Odessa, Ukraine, September 16 – 20*, 2013, pp. 163-165.

Acknowledgements

The reported study was partially supported by Foundation for Assistance to Small Innovative Enterprises (FASIE), research project No. 1066GC1/17752.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Hardware-software complex to research interrogation zone parameters of RFID systems

Yuri B. Gimpilevich, Vladimir M. Iskiv, Andrew V. Lukyanchikov
Yuri P. Mickhayluck, Andrew A. Schekaturin
FSAEI HE "Sevastopol State University"
Sevastopol, 299053, Russian Federation
brain75@mail.ru

Abstract: *The report presents the results of the development of hardware and software, complex to adjust interrogation zone. A complex block diagram of the hardware is developed. The algorithm, which allows to adjust the parameters of RFID interrogation zone system taking into account the actual electromagnetic environment. The software part of the complex used by the SDR, in particular, the quadrature signal processing, allowing to simplify hardware complex.*

Keywords: *RTLS, RFID, real time localized system, radio frequency identification, tag, quadrature signal processing, software defined radio.*

Аппаратно-программный комплекс для исследования параметров зоны опроса RFID системы

Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В.,
Михайлюк Ю. П., Щекатурин А. А.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: *В докладе приводятся результаты разработки аппаратно-программного комплекса, позволяющего настраивать параметры зоны опроса. Разработана структурная схема аппаратной части комплекса. Разработан алгоритм, позволяющий настраивать параметры зоны опроса RFID системы с учетом реальной электромагнитной обстановки. В программной части комплекса использовались SDR, в частности квадратурная обработка сигналов, что позволило упростить аппаратную часть комплекса.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, локализация, определение местоположения, метка радиочастотной идентификации, квадратурная обработка, *SDR*.

1. Введение

В современном мире системы радиочастотной идентификации (*RFID*) находят все большее применение в различных отраслях человеческой жизни, начиная от повседневных задач (покупки в магазине) и заканчивая специфическими задачами (анализ товарооборота на складе).

Более полно потенциальные возможности *RFID* систем реализуются при использовании технологии локализации объектов в реальном времени (*RTLS*). При построении *RTLS* систем с использованием технологии *RFID* их эффективность определяется геометрической конфигурацией зоны опроса, поэтому разработка аппаратно-программного комплекса для исследования параметров зоны опроса *RFID* системы является актуальной задачей.

В данной работе рассматривается аппаратно-программный комплекс для исследования параметров зоны опроса *RFID* системы для систем локализации объектов в реальном времени и предназначенный для оптимизации параметров таких систем.

2. Разработка аппаратной части комплекса

Системы локализации объектов в реальном времени в частном случае разрабатываются по структурной схеме, изображенной на рисунке 1.

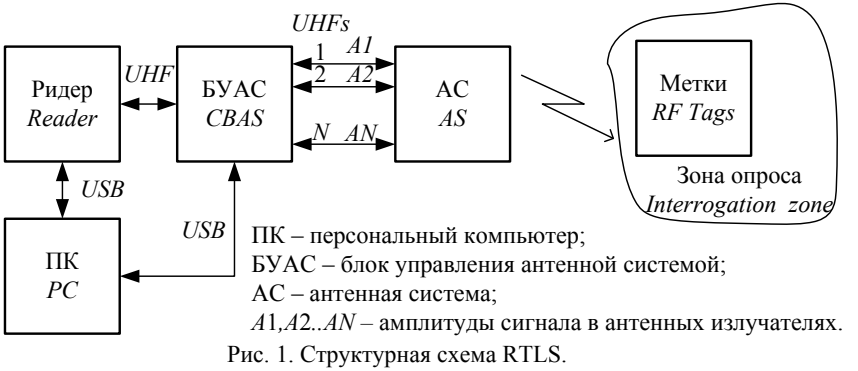


Рис. 1. Структурная схема RTLS.
Fig. 1. Block diagram RTLS.

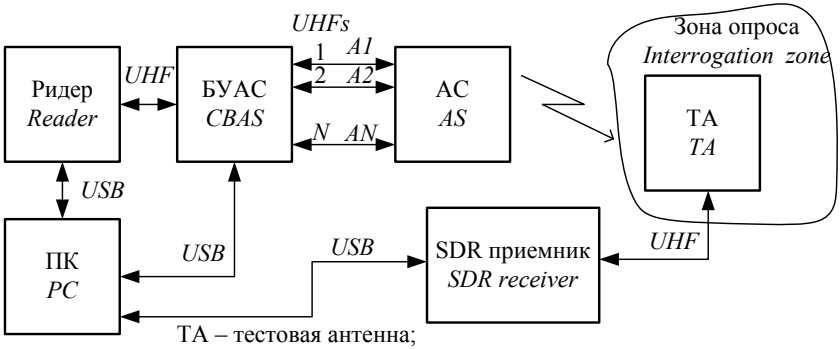
Рассмотрим работу такой системы локализации объектов в пространстве. Задачей такой системы является сформировать требуемую гео-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

метрическую конфигурацию зоны опроса в текущий момент времени. В последующие моменты времени геометрическая конфигурация зоны опроса в общем случае может быть задана другой. Причем эта геометрическая конфигурация зоны опроса будет справедлива для конкретного типа ридера, меток и антенных излучателей. Таким образом изменить геометрическую конфигурацию зоны опроса можно в общем случае варьируя амплитудно-фазовое распределение возбуждающего сигнала по антенным излучателям системы. В частном случае можно менять лишь амплитуды возбуждающего сигнала *A*1….*AN* (где *N* — количество антенных излучателей системы), как изображено на рисунке 1. Причем менять эти амплитуды можно как плавно, так и дискретно. Плавное изменение амплитуд дает более точный контроль геометрических параметров зоны опроса, в идеальных условиях (когда отсутствуют переотражения сигнала), но при этом получается более сложная аппаратная реализация системы *RTLS*. Для упрощения аппаратной реализации *RTLS* можно использовать дискретное изменение амплитуд. В частном случае можно использовать двухпозиционное (*Ai*={0,*Amax*}) это позволит с одной стороны упростить аппаратную реализацию этого метода управления, а с другой стороны при большом значении *N* позволит достаточно полно контролировать геометрическую конфигурацию зоны опроса.

Таким образом, геометрическая конфигурация зоны опроса определяется амплитудами возбуждающего сигнала *A*1….*AN*. Как следствие на разрешающую способность системы при локализации объектов основное влияние оказывает параметры зоны опроса *RFID* системы. Разработка аппаратной части комплекса, позволяющего настраивать параметры зоны опроса, потенциально позволяет улучшить разрешающую способность *RFID* системы. Структурная схема *RTLS* системы с возможностью настройки параметров зоны опроса изображена на рисунке 2. Если сравнивать схему со схемой на рисунке 1, то отличие состоит в наличии блока *SDR* приемника и тестовой антенны. Как видно структурная схема не слишком усложнилась. В качестве тестовой антенны выступает электрический вибратор с симметрирующем устройством, причем диаграммные характеристики тестовой антенны выбираются таким образом, чтобы они были соизмеримы с диаграммными характеристиками меток выбранного типа.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016



ТА – тестовая антенна;
ПК – персональный компьютер;
БУАС – блок управления антенной системой;
АС – антенная система;
*A*1,*A*2..*AN* – амплитуды сигнала в антенных излучателях.

Рис. 2. Структурная схема *RTLS* с возможностью исследования параметров зоны опроса.
Fig. 2. Block diagram *RTLS* with the ability to research the parameters of interrogation zone.

В качестве *SDR* приемника используется *USB DVB-T* тюнер со специальным высокоскоростным АЦП — *RTL2832U* и микросхемой ВЧ тюнер *R280*, который изображен на рисунке 3.

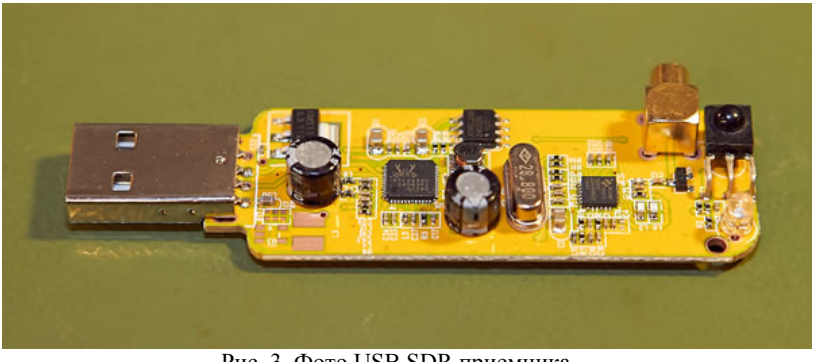


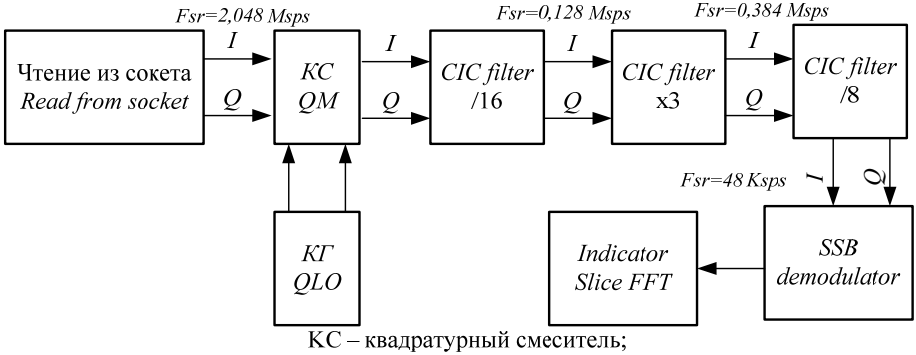
Рис. 3. Фото USB SDR приемника.
Fig. 3. USB SDR receiver photo.

3. Разработка программного обеспечения

Вся обработка сигнала при измерении происходит в ПК. Суть технологии *Software Defined Radio* (*SDR*) заключается в том, что базовые параметры приёмного устройства определяются именно программным обеспечением, а не аппаратной конфигурацией. С точки зрения программиста

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

SDR приемник создает поток данных квадратурных каналов с частотой сэмплирования 2048 *Msps*. Обратится к этому потоку можно через *IP* адрес и определенный порт ПК, на котором установлен этот приемник. Структурная схема программного обеспечения изображена на рисунке 4.



КС – квадратурный смеситель;
КГ – квадратурный гетеродин;
Fsr – частота дискретизации.

Рис. 4. Структурная схема программного обеспечения.
Fig. 4. Software block diagram.

Алгоритм работы программного обеспечения заключается в следующем (согласно рисунка 4). После считывания выборок сигнала из сокета, они попадают на квадратурный смеситель, который смещает рабочий диапазон *RTLS* в область нулевых частот. Далее происходят децимация и фильтрование сигнала до частоты дискретизации 48 кГц и полосы полезного сигнала 3 кГц. Измеритель уровня сигнала для уменьшения нагрузки на центральный процессор выполнен с использованием скользящего БПФ. Далее выбранные бины БПФ, которые индицируют уровень сигнала, выводятся на главную форму программного обеспечения.

4. Заключение

Таким образом, в результате анализа метода локализации объектов в реальном времени с применением технологии радиочастотной идентификации *RFID* установлено, что на разрешающую способность системы при локализации объектов основное влияние оказывают параметры зоны опроса *RFID* системы [2,3]. Поэтому разработка аппаратно-программного комплекса, позволяющего настраивать параметры зоны опроса, потенциально позволяет улучшить разрешающую способность *RFID* системы. Разработана структурная схема аппаратной части комплекса. Особенность

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

аппаратной части заключается в том, что в качестве воздействия используется сигнал со считывателя меток, что обеспечивает совпадения частот как в режиме настройки, так и в режиме локализации меток и как, следствие, дает возможность более полно контролировать параметры зоны опроса меток для конкретной конфигурации элементов системы (числа и геометрии размещения антенн, позиций меток и др.). Разработан алгоритм, позволяющий настраивать параметры зоны опроса *RFID* системы с учетом реальной электромагнитной обстановки. В программной части комплекса использовались *SDR*, в частности квадратурная обработка сигналов, что позволило упростить аппаратную часть комплекса. Обсуждаются результаты работы аппаратно-программного комплекса.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (НИР № 115041610026 базовой части госзадания, соглашение № 15.1.18.4388.01).

Список литературы

[1] Лукьянчиков А.В., Савочкин А.А., Щекатурин А.А., Михайлюк Ю.П., Иськив В.М. Разработка систем пространственной локализации объектов с использованием технологии радиочастотной идентификации // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2015»: Материалы 11-й междунар. Молодежной науч.-техн. конф., 16-20 ноября 2015 г. Севастополь: Изд-во СевГУ, 2015, с. 22-26

[2] Savochkin A., Mickhayluck Y., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Iskiv V., Levin E. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning //20th Internaonal Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, Gdansk, 2014. P. 771-773.

[3] Gimpilevich Y.,Mickhayluck Y., Savochkin A. Schekaturin A.,Lukyanchikov A., Iskiv V.,Levin E. Design and research of portable RFID localization system. //IEEE East-West Design & Test Symposium: Proc. 13-th IEEE East-West Design & Test Symp. EWDTS'2015, Batumi, Georgia, September 26-29, 2015, P. 204- 209.

References

[1] Gimpilevich Y.,Mickhayluck Y., Savochkin A. Schekaturin A.,Lukyanchikov A., Iskiv V. *Razrabotka system prostranstvennoj lokalizacii obektov s ispolzovaniem tekhnologii radiochastotnoj identifikacii* [Development of systems of spatial localization of objects using radio frequency identification technology]. *Sovremennye problemyradiotechniki I telekommunikaciy "RT-2015": Materialy 11 megdunar. Molodegnoj nauch.-tehn. konf.,* 16-20 november 2015, Sevastopol: SevGU, 2015, pp. 22-26 . (In Russian).

[2] Savochkin A., Mickhayluck Y., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Iskiv V., Levin E. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning //20th International Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, Gdansk, 2014, P. 771-773.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Gimpilevich Y.,Mickhayluck Y., Savochkin A. Schekaturin A.,Lukyanchikov A., Iskiv V.,Levin E. Design and research of portable RFID localization system. //IEEE East-West Design & Test Symposium: Proc. 13-th IEEE East-West Design & Test Symp. EWDTS'2015, Batumi, Georgia, September 26-29, 2015, P. 204-209.

Acknowledgements

The paper was prepared on the basis of studies carried out with the support of Mini-Ministry of Education and Science of the Russian Federation (number 115 041 610 026R & D base of the goszadaniya agreement № 15.1.18.4388.01).

.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Laboratory stand for the radio frequency identification real time localized systems study

Yuri B. Gimpilevich, Vladimir M. Iskiv, Andrew V. Lukyanchikov,
Yuri P. Mickhayluck, Alexandr A. Savochkin, Andrew A. Schekaturin
Sevastopol State University
Universitetskaya str. 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
VMIskiv@sevsu.ru

Abstract: *The analysis of the existing real time localization systems on the radio frequency identification technology basis is provided. Recommendations about a radio-frequency tags selection and to radio frequency identification system structure creation are provided. The structure diagram of the passive UHF tags research laboratory bench is provided. The review of the scientific and educational tasks solved by the bench is provided. Photos of the bench are provided and the interface of the controlling program is described.*

Keywords: *RTLS, RFID, real time localized system, radio frequency identification, tag, tags mutual influence.*

Лабораторный стенд для исследования RFID RTLS систем

Гимпилевич Ю.Б., Иськив В.М, Лукьянчиков А.В.,
Михайлюк Ю.П., Савочкин А.А., Щекатурин А.А.
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
VMIskiv@sevsu.ru

Аннотация: *Приводится анализ существующих систем пространственной локализации (RTLS) на основе технологии радиочастотной идентификации (RFID). Представлены рекомендации по выбору типа радиочастотных меток и построению структуры системы пространственной локализации. Приведена структурная схема лабораторного стенда для исследования особенностей работы пассивных меток UHF диапазона частот. Приводятся обзор научных и учебных задач, решаемых с помощью стенда. Приводятся фотографии стенда, и описывается интерфейс управляющей программы.*

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, локализация, определение местоположения, метка радиочастотной идентификации, взаимное влияние меток радиочастотной идентификации.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В настоящее время системы радиочастотной идентификации (*RFID*) находят все большее применение в различных отраслях человеческой жизнедеятельности. При этом используются системы как с активными, так и с пассивными метками.

Однако существующие *RFID* системы как правило, решают только задачу определения наличия одного или нескольких тагов в пределах зоны действия ридера системы. Размеры этой зоны определяются техническими характеристиками системы (параметрами приемника, передатчика, антенны и меток). Результатом работы такой системы является уникальный идентификатор (идентификаторы) метки (или нескольких меток).

Однако для многих практических задач важно не только идентифицировать метку, но и выполнить её локализацию по одной или нескольким пространственным координатам [1].

Кроме того, решение практических задач сталкивается с отсутствием подготовленных специалистов в области радиочастотной идентификации.

В данной работе рассматривается разработка лабораторного стенда для исследования систем локализации объектов в реальном времени (*RTLS*) основанных на *RFID* технологии и предназначенного для решения научных и учебных задач.

2. Разработка стенда

Анализ существующих технологий радиочастотной идентификации показывает, что активные метки непригодны для построения систем с большим количеством контролируемых объектов из-за высокой стоимости. Пассивные метки с магнитной связью имеют слишком малую дальность действия. Низкочастотные метки с электромагнитной связью имеют большие габариты. Метки и ридеры микроволнового диапазона (2,4 ГГц и 5,3 ГГц) существенно дороже, чем оборудование *UHF* диапазона (860…930 МГц). Таким образом, оптимальным выбором для построения системы *RTLS* на основе технологии радиочастотной идентификации и лабораторного стенда являются пассивные метки *UHF* диапазона и ридеры для работы с ними.

Для построения лабораторного стенда выбрана многоантенная система, подключаемая к ридеру через высокочастотный коммутатор. Система имеет девять зон пространственной локализации в виде поля 3×3 зоны. В этом случае в системе следует использовать девять антенн. Для подключения такого количества антенн можно использовать один комму-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

татор 1:8 (например, *SP-MX-U*8*-KIT*) и ридер с количеством антенных входов не менее двух (например, *Mercury M*6*E micro* или *Mercury M*5*E*). К одному антенному входу ридера подключается восьмиканальный коммутатор, а ко второму — девятая антенна.

Для формирования нужного количества сигналов, управляющих коммутаторами, использована схема управления на микроконтроллере *STM*32. С целью унификации в системе использовались однотипные интерфейсы, в частности интерфейс *RS*232. В системе использовался ПК, у которого отсутствует данный тип интерфейса, поэтому был использован преобразователь интерфейса *USB-RS*232.

Структурная схема лабораторного стенда для исследования *RFID RTLS* систем показана на рис. 1.

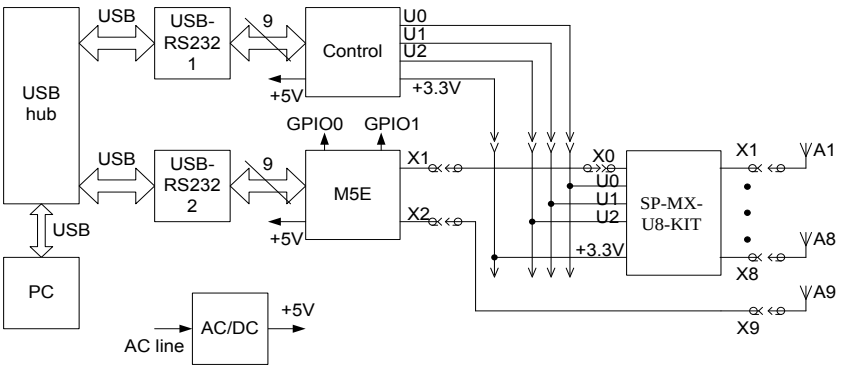


Рис. 1. Структурная схема лабораторного стенда для исследования *RFID RTLS* систем.

Fig. 1. Block diagram of the laboratory stand for RFID RTLS systems research

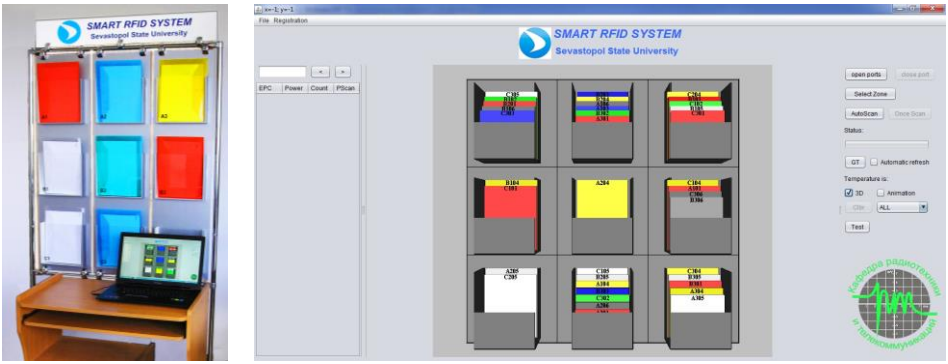
В качестве антенн использовались антенны самостоятельно разработки и изготовления.

3. Практические результаты

На основе разработанной структурной схемы был создан лабораторный стенд. Стенд предназначен для определения местоположения канцелярских папок, снабженных пассивными метками, на поле, содержащем девять ячеек, за которыми расположены антенны. Расстояние между ячейками по горизонтали составило 300 мм, а по вертикали — 400 мм. Для работы со стендом была разработана специализированная программа на

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

языке *JAVA*. Фотография стенда во время демонстрации на выставке ВУЗПРОМЭКСПО-2015 и вид экрана при работе управляющей программы показаны на рис. 2.



a) b)

Рис. 2. Лабораторный стенд для исследования *RFID RTLS* систем
a) фотография тестового поля b) экран управляющей программы.

Fig. 2. Laboratory stand for RFID RTLS systems research
a) Photo of the testing field, b) screenshot the control program

4. Заключение

Таким образом, созданный лабораторный стенд позволяет решать научные [2, 3, 4] и учебные задачи, проводить исследования работы радиочастотных меток, расположенных в ближней зоне антенн. Также стенд обеспечивает возможность исследования особенностей работы с семейством радиочастотных меток, находящихся в одной зоне опроса. Кроме того стенд позволяет исследовать эффекты взаимного влияние близкорасположенных радиочастотных меток в зависимости от величины расстояния и методы борьбы с этим влиянием. Можно оценить влияние мощности передатчика ридера на наличие и вид ошибок считывания. Кроме того можно произвести выбор оптимальных параметров сессии, в зависимости от количества радиочастотных меток в зоне опроса.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (НИР № 115041610026 базовой части госзадания, соглашение № 15.1.18.4388.01).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Иськив В.М., Игнатенко Д.А. Экономичная система RTLS // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2011»: Материалы 7-й междунар. Молодежной науч.-техн. конф., 11-15 апреля 2011 г. Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2011, с. 463

[2] Savochkin A., Mickhayluck Y., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Iskiv V., Levin E. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning //20th Internaonal Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, Gdansk, 2014. P. 771-773.

[3] Gimpilevich Y.,Mickhayluck Y., Savochkin A. Schekaturin A.,Lukyanchikov A., Iskiv V.,Levin E. Design and research of portable RFID localization system. //IEEE East-West Design & Test Symposium: Proc. 13-th IEEE East-West Design & Test Symp. EWDTS'2015, Batumi, Georgia, September 26-29, 2015, P. 204- 209.

[4] Савочкин А.А., Щекатурин А.А., Михайлюк Ю.П., Иськив В.М., Лукьянчиков А.В. Разработка систем пространственной локализации объектов с использованием технологии радиочастотной идентификации // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций, РТ-2015: матер. 11-й междунар. науч.-техн. конф. РТ-2015, Севастополь, 16—20 ноября 2015 г. — Севастополь, 2015. С. 22-26.

References

[1] Iskiv V., Ignatenko D. *Ekonomichnaya sistema* RTLS [Low-cost RTLS]. *Sovremennye problemyradiotechniki I telekommunikaciy "RT-2011": Materialy 7 megdunar. Molodegnoj nauch.-tehn. konf.,* 11-15 april 2011, Sevastopol: SevNTU, 2011, pp. 463 . (In Russian).

[2] Savochkin A., Mickhayluck Y., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Iskiv V., Levin E. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning //20th International Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, Gdansk, 2014, P. 771-773.

[3] Gimpilevich Y.,Mickhayluck Y., Savochkin A. Schekaturin A.,Lukyanchikov A., Iskiv V.,Levin E. Design and research of portable RFID localization system. //IEEE East-West Design & Test Symposium: Proc. 13-th IEEE East-West Design & Test Symp. EWDTS'2015, Batumi, Georgia, September 26-29, 2015, P. 204-209.

[4] Savochkin A.A., Schekaturin A.A., Mickhayluck Y.P., Iskiv V.M., Lukyanchikov A.V. Development of systems for spatial localization of objects using radio frequency identification technology // Modern Issues in Radio Engineering and Telecommunications «RT - 2015» Materials of the 11-th International Young Scientist Conference, Sevastopol, November 16-20, 2015. P. 22-26.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted with assistance of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (NIR No. 115041610026 of a basic part of a state task, the agreement No. 15.1.18.4388.01).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Automated control functional characteristics of microwave module

Natalya N. Kisel[1], Sergey G. Grishchenko[2], Dmitry S. Derachitc[1]
[1]*Southern Federal University, Institute of Radio Engineering Systems and Control, Taganrog, 347928, Russian Federation*
nnkisel@sfedu.ru
[2]*Joint Stock Company «Scientific Design Bureau of Computing Systems» Taganrog, 347936, Russian Federation*

Abstract: *Requirements for reliability, accuracy and reproducibility of the characteristics of modules transceiver and antenna-feeder microwave devices in a serial production increased with increasing functional complexity of modern radio systems. The developed software and hardware complex of automated quality control and diagnostics of the microwave module faults include the design modules, the optimization module parameters and diagnosis of typical microwave module fault.*

Keywords: *microwave module, phase shifter, computer-aided quality, phase antenna arrays.*

Автоматизированный комплекс функционального контроля параметров серийно выпускаемых СВЧ-устройств

[1]Кисель Н.Н., [2]Грищенко С.Г., [1]Дерачиц Д.С.
[1]*Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и управления*
г. Таганрог, 347928, Российская Федерация
nnkisel@sfedu.ru
[2]*Научно-конструкторское бюро вычислительных систем, г. Таганрог, 347936, Российская Федерация*

Аннотация: *С ростом функциональной сложности современных радиотехнических систем возросли требования к надежности, точности и воспроизводимости характеристик модулей приемо-передающих и антенно-фидерных СВЧ-устройств в условиях серийного производства. Расчеты основных характеристик антенн и устройств СВЧ на стадии предварительного проектирования позволяют определить предельно достижимые характеристики всей радиосистемы с учетом реализуемости отдельных устройств и их совместной работы.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Разработанный программно-аппаратный комплекс автоматизированной системы контроля качества и диагностики неисправностей СВЧ-модуля включает модули проектирования, оптимизации параметров модуля и диагностики типовых неисправностей СВЧ-модуля..

Ключевые слова: СВЧ-модуль, фазовращатель, автоматизированные системы контроля качества, фазированные антенные решетки.

1. Введение

С ростом функциональной сложности современных радиотехнических систем возросли требования к надежности, точности и воспроизводимости электрических параметров элементов приемо-передающих и антенно-фидерных СВЧ-устройств в условиях серийного производства.

Фазированные антенные решетки (ФАР) СВЧ диапазона используются в аэрокосмической навигации, морской и наземной радиолокации, радиоастрономии, системах передачи информации, позволяя реализовать высокую скорость обзора пространства. Современные устройства СВЧ позволяют не только создать управляемое фазовое распределение, т.е. получить электрическое сканирование, но и осуществить первоначальную обработку поступающей информации непосредственно в антенне и ее фидерном тракте.

Проведенный анализ имеющихся средств контроля качества радиоэлектронных устройств в условиях серийного производства показал необходимость в разработке автоматизированной системы, сочетающей не только модули измерения, сравнения и диагностики характеристик, но и модули проектирования и оптимизации с использованием специализированного программного обеспечения.

2. Автоматизированный комплекс функционального контроля параметров СВЧ-устройств

Расчеты основных характеристик антенн и устройств СВЧ на стадии предварительного проектирования позволяют выяснить предельно достижимые характеристики всей радиосистемы с учетом реализуемости отдельных устройств и их совместной работы.

Одним из важнейших элементов ФАР является фазовращатель, который должен обладать высоким быстродействием и малой энергией потребления; малыми вносимыми потерями; высокой точностью и стабильностью фазового сдвига; широкополосностью; малыми габаритами; устойчивостью к механическим и климатическим воздействиям, высокой

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

воспроизводимостью. Для реализации фазирования в ФАР необходимо обеспечить заданную разность фазовых сдвигов соседних элементов.

Основными задачами повышения воспроизводимости характеристик СВЧ-модулей являются определение основных причин отказов; исследование влияния технологии изготовления и материалов на характеристики СВЧ-модуля; определение моделей и алгоритмов для автоматизированного проектирования модуля и создание автоматизированных систем контроля качества (АСКК), анализа и регулирования технологическими процессами при серийном изготовлении;

Задача исследования воздействия на рабочие характеристики модуля конструктивно-технологических факторов при серийном производстве реализована путем анализа параметрической чувствительности СВЧ-модуля: определение чувствительности характеристик схемы к предельным значениям параметров диэлектрической подложки; к разбросу параметров элементов схемы в зависимости от технологии изготовления, либо допусков при применении сосредоточенных элементов, к параметрам разделительных индуктивностей и емкостей и варакторов.

Основой разработанного АСКК являются программные средства реализации алгоритмов экспериментального снятия характеристик и анализа выходных сигналов фазовращателя путем обработки полученного результата с заданной точностью и встроенные в комплекс системы автоматизированного проектирования для анализа характеристик изделия на основе математических моделей (CST Studio, HFSS, MW Office, FEKO) [1-14].

Функциональная работоспособность (диагностика работоспособности модуля) определяется путем подачи на входные порты сигнала, снятия матрицы рассеяния (S-параметры) и сравнение значений матрицы с эталонными значениями. В качестве эталона используется математическая модель устройства или модель реального модуля, характеристики которого приняты в качестве эталонных. Для измерений частотных характеристик фазовращателя при различных значениях постоянного напряжения смещения на варикапах использовался векторный анализатор цепей NVA PXIe-5632.

Исследование параметрической чувствительности модуля осуществляется путем определения чувствительности характеристик схемы к предельным значениям параметров диэлектрической подложки; анализа чувствительности схемы к разбросу параметров элементов схемы в зависимости от технологии изготовления, определения чувствительности характеристик схемы к вариации параметров разделительных индуктивностей и емкостей, параметров варакторов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

АСКК относится к экспертным диагностическим системам, в состав которой входят несколько модулей экспериментального измерения характеристик, модуль схемотехнического моделирования (на основе MW Office), модуль электродинамического моделирования (CST Studio, HFSS, FEKO [14]), модуль оценки типовых неисправностей, модуль обработки и сравнения.

Программное обеспечение комплекса включает в себя операционную среду, состоящую из операционной системы и набора прикладных специализированных программ. Выходными данными полунатурного эксперимента модуля фазовращателя являются зависимости S-параметров от частоты и напряжения смещения на варикапах, набор зависимостей коэффициента стоячей волны напряжения КСВН (VSRW) на входе исследуемого ФВ от управляющего напряжения смещения на варикапах при различных значениях частоты, коэффициента передачи ФВ по напряжению, набор частотных зависимостей сдвига фазы Ψ_{21} (град) между сигналами на входе и выходе устройства.

Данные из специализированных программ FEKO, HFSS, CST Studio, Microwave Office передаются в программу автоматизированного контроля характеристик. Вкладки рабочих областей позволяют пользователю переключать рабочие области. Рабочих областей в программе четыре: Функциональный контроль, Менеджер эталонных данных, Архив контрольных проверок, Справочный материал. В рабочей области «Функциональный контроль» происходит сравнение характеристик, полученных с конкретного устройства, с эталонными данными, полученными в программах HFSS, Microwave Office, CST Studio, FEKO и эксперимента. Используемые пакеты САПР СВЧ для электромагнитного моделирования базируются на различных методах решения – на методе моментов (MoM), методе конечных элементов (FEM) и методе конечного интегрирования (FIT), что можно учитывать в качестве дополнительного фактора верификации результатов.

На рис.1 приведен фрагмент вывода результатов в разработанной АСКК. Как видно из рисунка 1, экспериментально полученные характеристики имеют малое различие в рабочей полосе частот. Следовательно, в первом приближении (не задаваясь конкретными критериями корреляции результатов) можно сказать о том, что данный фазовращатель является рабочим, и для данного напряжения управления на варакторах расхождение характеристик приемлемо. В рамках автоматизированного функционального контроля возможна проверка повторяемости образцов фазовращателей.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

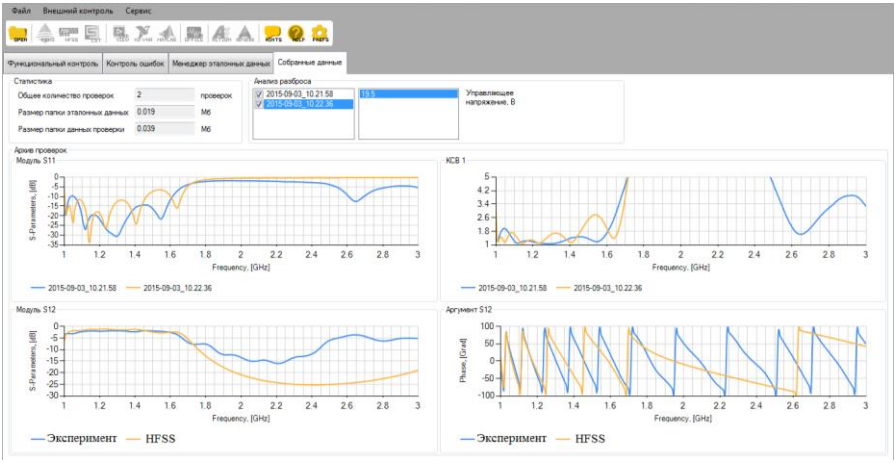


Рис. 1. Сравнение экспериментальных данных с эталонными на основе 3D-модели в HFSS при напряжении управляющем напряжении 19.5 В.

Fig. 1. Comparison of experimental data with reference data obtained on based on 3D-model in HFSS at the voltage control voltage of 19.5 V.

3. Практические результаты

Разработанная система позволяет в отличие от большинства АСКК, не только оценить точность воспроизводимости характеристик СВЧ-модуля, но и выполнить этап проектирования и оптимизации характеристик устройства, оценить чувствительность его характеристик к изменению параметров сосредоточенных элементов или электрофизических параметров подложки. Комплекс функционального контроля легко адаптируется под исследуемый СВЧ-модуль путем настройки модулей обработки, проектирования и оптимизации в специализированных программах автоматизированного проектирования HFSS, Microwave Office, CST Studio, FEKO. Использование нескольких специализированных программ позволяет выполнить дополнительную верификацию результатов, полученных на этапе проектирования.

4. Заключение

Таким образом, разработанная автоматизированная система обеспечивает сопровождение устройства на всех этапах жизненного цикла, начиная с проектирования до контроля качества характеристик устройства в единой информационной среде, обеспечивая эффективность при проектировании и производстве СВЧ-модулей.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Derachits D.S., Kisel N.N., Grishchenko S.G. Investigation of stability performance microwave modules in series production// В сборнике: 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. С. 7147038.

[2] Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Моделирование фазовращателя на основе линии с отрицательной дисперсией в CST MICROWAVE STUDIO// В сборнике: Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2015. Труды Международной научной конференции. 2015. С. 80-84.

[3] Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Сравнение результатов 3D-моделирвания фильтра верхних частот в программах HFSS и CST MICROWAVE STUDIO// В сборнике: Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2015. Труды Международной научной конференции. 2015. С. 85-89.

[4] Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Моделирование на базе САПР CST MICROWAVE STUDIO Фильтра высоких частот // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 3 (164). С. 257-265.

[5] Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н. 3D-моделирование микрополоскового фильтра высоких частот в пакете HFSS// Современная электроника. 2015. № 4. С. 72.

[6] Грищенко С.Г., Кисель Н.Н., Дерачиц Д.С. Экспериментальные и расчетные исследования фазовращателей с плавным изменением фазы// В сборнике: Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014; Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2014. Материалы Международных научно-технических конференций. Казань, 2014. С. 47-49

[7] Kisel N.N., Grishchenko S.G., Derachits D.S. Simulation of an analog phase shifter// В сборнике: CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. Conference Proceedings. 2014. С. 653-654.

[8] Кисель Н., Грищенко С., Дерачиц Д. Проектирование фазовращателей на базе САПР // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2014. № 8 (140). С. 148-153.

[9] Кисель Н., Грищенко С., Дерачиц Д. Имитационное трехмерное электромагнитное моделирование плавного фазовращателя // Компоненты и технологии. 2014. № 6 (155). С. 161-164.

[10] Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Исследование стабильности рабочих характеристик СВЧ-модуля при серийном производстве// Известия ЮФУ. Технические науки. 2014. № 11 (160). С. 163-170.

[11] Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С. Визуальное проектирование СВЧ-устройств на примере фазовращателя // Известия ЮФУ. Технические науки. 2014. № 4 (153). С. 95-102.

[12] Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Богаченко Д.А. Моделирование электрически управляемого фазовращателя со структурой микрополоского полосно-заграждающего фильтра// Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 5 (142). С. 105-111.

[13] Ellinge F., Jäckel H., Bächtold W. Varactor-loaded transmission line phase shifter at C-band using lumped elements IEEE Trans Microw Theory Tech Vol 51 no 4 pp 1135-1140 Apr 2003.

[14] Кисель Н.Н. Моделирование прикладных задач электродинамики и антенн на супервычислительной системе в пакете FEKO: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ. 2013. – 326 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Derachits D.S., Kisel N.N., Grishchenko S.G. Investigation of stability performance microwave modules in series production V sbornike 2015 International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON 2015 - Proceedings 2015 S 7147038.

[2] Derachitc D S Kisel N N Grishchenko S G Modelirovanie fazovrashchatelia na osnove linii s otritcatelnoi dispersiei v CST MICROWAVE STUDIO V sbornike Izluchenie i rasseianie elektromagnitnykh voln IREMV-2015 Trudy Mezhdunarodnoi nauchnoi konferentcii 2015 S 80-84. (In Russian).

[3] Derachitc D S Kisel N N Grishchenko S G Sravnenie rezultatov 3D-modelirvaniia filtra verkhnikh chastot v programmakh HFSS i CST MICROWAVE STUDIO V sbornike Izluchenie i rasseianie elektromagnitnykh voln IREMV-2015 Trudy Mezhdu-narodnoi nauchnoi konferentcii 2015 S 85-89. (In Russian).

[4] Derachitc D S Kisel N N Grishchenko S G Modelirovanie na baze SAPR CST MICROWAVE STUDIO Filtra vysokikh chastot Izvestiia IUFU Tekhnicheskie nauki 2015 3 164 S 257-265. (In Russian).

[5] Grishchenko S G Derachitc D S Kisel N N 3D-modelirovanie mikropoloskovogo filtra vysokikh chastot v pakete HFSS Sovremennaia elektronika 2015 4 S. 72. (In Russian).

[6] Grishchenko S G Kisel N N Derachitc D S Eksperimentalnye i raschetnye issledovaniia fazovrashchatelei s plavnym izmeneniem fazy V sbornike Problemy tekhniki i tekhnologii telekommunikatcii PTiTT-2014 Opticheskie tekhnologii v telekommunikatciiakh OTT-2014 Materialy Mezhdunarodnykh nauchno-tekhnicheskikh konferentcii Kazan 2014 S 47-49. (In Russian).

[7] Kisel N N Grishchenko S G Derachits D S Simulation of an analog phase shifter V sbornike CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings 2014 S 653-654. (In Russian).

[8] Kisel N Grishchenko S Derachitc D Proektirovanie fazovrashchatelei na baze SAPR Elektronika Nauka tekhnologiia biznes 2014 8 140 S 148-153. (In Russian).

[9] Kisel N Grishchenko S Derachitc D Imitatcionnoe trekhmernoe elektromagnitnoe modelirovanie plavnogo fazovrashchatelia Komponenty i tekhnologii 2014 6 155 S 161-164. (In Russian).

[10] Derachitc D S Kisel N N Grishchenko S G Issledovanie stabilnosti rabochikh kharakteristik SVCH-modulia pri seriinom proizvodstve Izvestiia IUFU Tekhnicheskie nauki 2014 11 160 S 163-170. (In Russian).

[11] Kisel N N Grishchenko S G Derachitc D S Vizualnoe proektirovanie SVCH-ustroistv na primere fazovrashchatelia Izvestiia IUFU Tekhnicheskie nauki 2014 4 153 S 95-102. (In Russian).

[12] Kisel N N Grishchenko S G Bogachenko D A Modelirovanie elektricheski upravliaemogo fazovrashchatelia so strukturoi mikropoloskogo polosno-zagrazhdaiushchego filtra Izvestiia IUFU Tekhnicheskie nauki 2013 5 142 S 105-111. (In Russian).

[13] Ellinge F., Jäckel H., Bächtold W. Varactor-loaded transmission line phase shifter at C-band using lumped elements IEEE Trans Microw Theory Tech Vol 51 no 4 pp 1135-1140 Apr 2003.

[14] Kisel N.N. Modelirovanie prikladnykh zadach elektrodinamiki i antenn na supervychislitelnoi sisteme v pakete FEKO Uchebnoe posobie Taganrog Izd-vo IUFU 2013 326 s. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The design of a SiGe MMIC digital step attenuator and the development of an automated measurement system

Igor M. Dobush, Feodor I. Sheyerman, Andrei S. Salnikov,
Alexey A. Kalentyev, Dmitriy V. Garays, Aleksandr E. Goryainov,
Roman K. Sobyanin, Leonid I. Babak
Tomsk State University of Control System and Radioelectronics
40 Lenin Av., Tomsk, 634050, Russian Federation
igadobush@gmail.com

Abstract: *The results of the design of a SiGe BiCMOS MMIC 5-bit digital step attenuator (DSA) for the frequency band 0,1-4,5 GHz are presented. Also the development of an automated measurement system is presented. The system allows performing of automated on-wafer DSA S-parameters measurement while varying attenuation.*

Keywords: *MMIC, digital step attenuator, driver, SiGe, on-wafer measurements, automated system.*

Разработка SiGe СВЧ МИС цифрового аттенюатора и программно-аппаратного стенда для тестовых испытаний

Добуш И.М., Шеерман Ф.И., Сальников А.С., Калентьев А.А.,
Гарайс Д.В., Горяинов А.Е., Собянин Р.К., Бабак Л.И.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, ул. Ленина, 40. 634050, Российская Федерация
igadobush@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты разработки SiGe BiCMOS МИС пятиразрядного цифрового аттенюатора (ЦАТТ) диапазона частот 0,1 – 4,5 ГГц и программно-аппаратного стенда, позволяющего проводить зондовые измерения S-параметров ЦАТТ для различных состояний в автоматизированном режиме.*

Ключевые слова: СВЧ монолитная интегральная схема, цифровой аттенюатор, драйвер управления, SiGe, зондовые измерения, программно-аппаратный стенд.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

СВЧ цифровой аттенюатор (ЦАТТ) является базовым функциональным блоком при построении приемопередающих модулей (ППМ), используемых в радарах и радиорелейной связи [1]. Современные СВЧ ППМ выполняют на основе монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по А3В5 (GaAs, GaN) и Si/SiGe технологиям. Стоит отметить, что в последнее время устройства с цифровым управлением амплитуды и фазы СВЧ сигнала в ППМ (аттенюаторы, фазовращатели, коммутаторы) все чаще реализуют в виде МИС на базе Si/SiGe технологий [2]. По сравнению с А3В5 МИС указанные технологии обеспечивают большую степень интеграции, меньшие массу, габариты и стоимость, низкое энергопотребление. Кроме того, для реализации управляющих устройств является важным то, что Si/SiGe технологии позволяют совмещать аналоговые и цифровые схемы управления (драйверы) в едином технологическом процессе. В то же время при использовании А3В5 технологий реализация цифровых драйверов весьма сложна, удорожает разработку, увеличивает габариты МИС и ограничивает возможности управления [2].

В общем случае характеризация СВЧ элементов и МИС подразделяется на два типа: линейная и нелинейная [3]. В частности, для ЦАТТ линейная характеризация основывается на измерении малосигнальных параметров рассеяния (*S*-параметров) для всех состояний, из которых рассчитываются следующие характеристики: коэффициент передачи в опорном состоянии K_{P0}; диапазон вносимых ослаблений ΔL; шаг ослабления L_{st}; коэффициенты отражения по входу и выходу; среднеквадратичные ошибки (СКО) вносимого ослабления и фазового сдвига (RMS_L и $RMS\varphi_{S21}$). Наиболее распространенные нелинейные параметры ЦАТТ – входные мощности по уровню $P_{1\,дБ}$ и IP_3. В настоящей работе основное внимание уделяется линейным характеристикам.

Особенностью тестовых испытаний ЦАТТ является измерение его СВЧ характеристик в различных состояниях при синхронном изменении сигналов управления (последовательный или параллельный код). Количество состояний определяется разрядностью ЦАТТ, для серийных аттенюаторов значение состояний варьируется от 32 до 128. Стоит отметить, что процесс измерения нескольких образцов ЦАТТ является чрезвычайно трудозатратным и его практически невозможно представить без средств автоматизации.

В данной работе представлены результаты разработки МИС пятиразрядного ЦАТТ диапазона 0,1-4,5 ГГц и программно-аппаратного стен-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

да, позволяющего проводить зондовые измерения *S*-параметров ЦАТТ для различных состояний в автоматизированном режиме.

2. СВЧ МИС цифрового аттенюатора

Предъявляемые требования к ЦАТТ: диапазон рабочих частот Δf = 0,1 – 4,5 ГГц; разрядность n = 5 бит; K_{P0} – максимально возможный; ΔL = 30 дБ; L_{st} = 1 дБ; интерфейс управления – последовательный и параллельный.

Разработанная МИС пятиразрядного ЦАТТ содержит пять секций ослабления, а также драйвер управления, см. рис. 1. В схеме ЦАТТ используются коммутируемые П- и Т-секции на основе SPST-ключей с цепями компенсации фазовой конверсии.

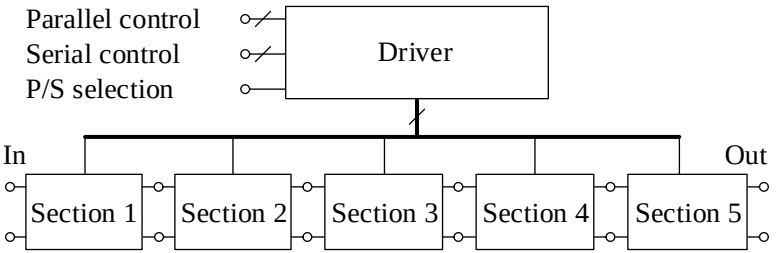


Рис. 1. Структурная схема ЦАТТ с драйвером управления.

Fig. 1. Block diagram of DSA with serial/parallel driver

Драйвер обеспечивает управление ЦАТТ в режиме параллельного или последовательного кода. Выбор режима работы осуществляется подачей сигнала на вход «P/S selection» (уровень логического нуля – последовательный режим; логической единицы – параллельный). Также в драйвере управления предусмотрены функции фиксации состояния аттенюатора и асинхронный сброс ЦАТТ в опорное состояние.

Работа в режиме последовательного кода осуществляется через трехпроводный SPI-совместимый интерфейс. Состояние аттенюатора кодируется последовательностью из 8-и бит (3 бита зарезервированы для будущих применений). Запись в последовательно-параллельный регистр очередного бита осуществляется по положительному фронту тактового сигнала. По положительному фронту сигнала значения из последовательно-параллельного регистра загружаются в аттенюатор, изменяя его состояние. Состояние аттенюатора фиксируется до прихода следующего положительного фронта.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В режиме параллельного кода работа возможна как с фиксацией состояния, так и в режиме непосредственного управления.

3. Программно-аппаратный стенд для тестовых испытаний

На рис. 2 приведена структурная схема разработанного программно-аппаратного стенда, позволяющего проводить зондовые измерения *S*-параметров для различных состояний ЦАТТ в автоматизированном режиме. Состав стенда: зондовая станция (probe station) с СВЧ зондами (RF probes); многоконтактный зонд (multicontact probe) для подачи напряжения питания, а также последовательного или параллельного кода на драйвер управления ЦАТТ; векторный анализатор цепей (VNA); отладочная плата (evaluation board) с преобразователем логических уровней (5/2,5 В) и светодиодной индикацией, соответствующей установленной 8-и битной последовательности состояния ЦАТТ; плата с микроконтроллером (interface board), подключаемая посредством USB-интерфейса к персональному компьютеру (computer); программное обеспечение для управления ЦАТТ, а также для расчета и графического просмотра значений СКО по амплитуде и фазе для всех состояний ЦАТТ.

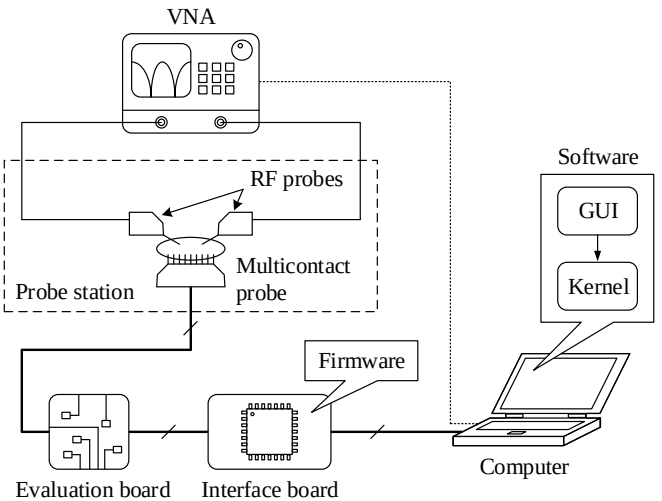


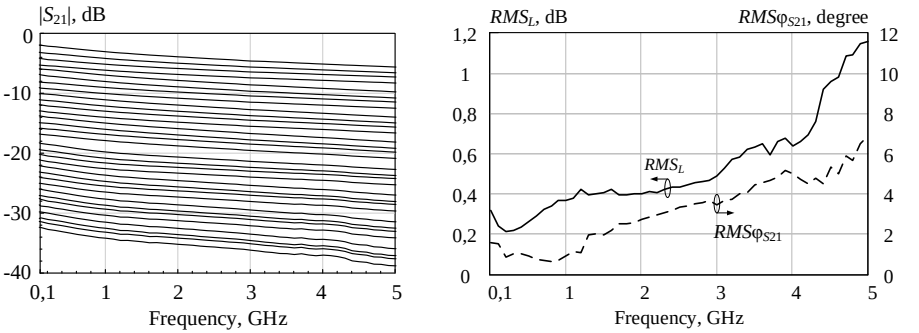
Рис. 2. Структурная схема программно-аппаратного стенда для зондовых измерений S-параметров МИС ЦАТТ.

Fig. 2. Block diagram of the automated system for on-wafer S-parameter measurement of a MMIC DSA

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Программную часть измерительного стенда можно условно разделить на две группы: 1) клиентское приложение (software) – позволяет оператору управлять подачей напряжения питания ЦАТТ, проводить выбор режима работы драйвера управления (последовательный, параллельный с фиксацией, параллельный без фиксации), устанавливать значение вносимого ослабления, проводить расчет СКО по амплитуде и фазе по измеренным *S*-параметрам; 2) программа для управления микроконтроллером (firmware) – в зависимости от команд клиентского приложения микроконтроллер обеспечивает управление драйвером ЦАТТ в режиме последовательного или параллельного кода.

На рис. 3 и табл. 1 приведены полученные результаты типовых измерений СВЧ характеристик МИС ЦАТТ.



a *b*

Рис. 3. Коэффициент передачи для всех состояний ЦАТТ (*a*), СКО по амплитуде и фазе (*b*).

Fig. 3. Insertion loss of DSA in different states (*a*), RMS amplitude and phase errors (*b*)

Табл. 1. Параметры МИС ЦАТТ.

Table 1. Performance of DSA

Δf, ГГц Δf, GHz	n, бит n, bit	ΔL, дБ ΔL, dB	Lst, дБ Lst, dB	K_{P0}, дБ K_{P0}, dB	$\lvert S_{11}\rvert$, $\lvert S_{22}\rvert$, дБ $\lvert S_{11}\rvert$, $\lvert S_{22}\rvert$, dB	RMS$_L$, дБ RMS$_L$, dB	RMSφ_{S21}, град RMSφ_{S21}, deg	$P_{\text{ВХ 1 дБ}}$, дБм $P_{IN\ 1\ \text{дБ}}$, dBm	Интерфейс Interface	Размер, мм^2 Size, mm^2
0,1-4,5	5	0…31	1	-5,4<	-12, -14	0,95	5,3	14	посл./пар. ser./par.	1,4×0,6

4. Заключение

Таким образом, в работе приведены результаты разработки и экспериментального исследования характеристик SiGe BiCMOS МИС ЦАТТ диапазона 0,1 – 4,5 ГГц с драйвером управления. Достоинствами микро-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

схемы являются малые габариты, небольшая величина фазовой конверсии, хороший уровень согласования на входе и выходе, а также наличие интегрированного драйвера управления последовательного и параллельного типа. По комплексу характеристик разработанная МИС ЦАТТ не уступает мировым образцам, а по отдельным параметрам превосходит зарубежные аналоги.

Для проведения тестовых испытаний был разработан программно-аппаратный стенд, позволяющий проводить зондовые измерения *S*-параметров для различных состояний ЦАТТ в автоматизированном режиме.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнялась при финансовой поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки РФ. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

Список литературы

[1] Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. Boston: Artech House, 2014. 310 p.

[2] Dinc T., et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/ receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2015. V. 9. No. 9. P. 948-956.

[3] Добуш И.М. Исследование методов деэмбеддинга «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru» для зондовых измерений параметров рассеяния элементов СВЧ-монолитных интегральных схем // Доклады ТУСУРа. 2014. № 4 (34). С. 138-145.

References

[1] Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. Boston: Artech House, 2014. 310 p.

[2] Dinc T., et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/ receive module core chip for phased array RADAR applications. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2015, vol. 9, no. 9, pp. 948 - 956.

[3] Dobush I.M. [Investigation of «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru» de-embedding methods for on-wafer measurements of S-parameters of MMIC Elements]. *Proceedings of TUSUR*, 2014, no. 4 (34), pp. 138 - 145. (In Russian).

Acknowledgements

The project was carried out with financial support of Ministry of Education and Science of the Russian Federation. The unique project identifier is RFMEFI57715X0179.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Magnitude and phase detector on AD8302 controlled by LabVIEW

Akim A. Babenko[1], Evgeniy V. Moiseikin[1], Daniil R. Frolov[1, 2]
[1]*Kuban State University*
Krasnodar, 350040, Russian Federation
akbabenko@mail.ru
[2]*Fermi National Accelerator Laboratory*
Batavia, IL 60510, United States
frolov.drf@gmail.com

Abstract: *We designed a gain and phase detector based on two AD8302 microchips with STM32F4 microcontroller and operated with LabVIEW to measure a magnitude and an phase of microwave mixers frequency response. This unit operates at fixed frequency 278 kHz. It is used jointly with vector network analyzer R4M-18 and two frequency synthesizers G7M-20 and G7M-04 in the two-channel super heterodyne receiver used to characterize microwave networks with frequency conversion.*

Keywords: *RF mixers, network analyzer, phase, gain, frequency response.*

Измеритель разности фаз и отношения уровней на основе AD8302 с управлением из LabVIEW

[1]Бабенко А.А., [1]Моисейкин Е.В., [1, 2]Фролов Д.Р.
[1] *Кубанский государственный университет*
г. Краснодар, 350040, Российская Федерация
akbabenko@mail.ru
[2]*Национальная ускорительная лаборатория им. Э. Ферми*
г. Батавия, Ильинойс, 60510, Соединенные Штаты Америки
frolov.drf@gmail.com

Аннотация: *Разработан измеритель разности фаз и отношения уровней, содержащий две микросхемы AD8302 с микроконтроллером STM32F4 и управляемый с помощью программы LabVIEW, для определения отношения модулей и разности фаз комплексных коэффициентов передачи смесителей СВЧ. Устройство работает на фиксированной частоте 278 кГц. Измеритель используется совместно с векторным анализатором цепей Р4М-18 и двумя синтезаторами частоты Г7М-20 и Г7М-04 в составе двухканального супергетеродинного приемни-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ка, предназначенного для определения асбсолютных комплексных коэффициентов передачи устройств СВЧ с преобразованием частоты.

Ключевые слова: *смесители СВЧ, анализатор цепей, фаза, модуль, комплексный коэффициент передачи.*

1. Введение

В настоящее время существует измерительная задача об определении истинных параметров рассеяния четырехполюсников СВЧ с преобразованием частоты. Модули элементов матрицы рассеяния можно измерить напрямую, с помощью, например, скалярного или векторного анализаторов цепей (ВАЦ). Однако измерить аргумент комплексных коэффициентов передачи (ККП) преобразователя частоты традиционными методами невозможно, так как на его входном и выходном портах действуют сигналы различных диапазонов частот. Для решения данной задачи были разработаны различные методы и устройства на их основе, позволяющие определять полную матрицу рассеяния четырехполюсников с преобразованием частоты. Известные методы измерений [1,2,3], за исключением метода [4], основаны на различных комбинациях таких схем соединения преобразователей частоты. Важной составляющей погрешности определения аргумента ККП преобразователя частоты является нестабильность фазовых сдвигов в СВЧ-соединителях, приводящая к накоплению ошибок измерения сдвига фаз при соединениях и переключениях трактов, необходимых для реализации режимов метода совокупных измерений. Эти погрешности можно значительно снизить, если перевести все переключения, реализующие режимы метода совокупных измерений в низкочастотный диапазон, где отражения в соединителях трактов еще не так велики, как на СВЧ, что и было показано нами в [5].

2. Основные компоненты прибора

Согласно схеме, представленной в [5], необходимо устройство, измеряющее отношение амплитуд и разность фаз двух сигналов на частоте 278 кГц. Оно сделано нами на основе микросхем AD8302 и микроконтроллера STM32F4, управляемого по протоколу UDP через внешний физический интерфейс (ВФИ) и встроено в систему синхронизации векторного анализатора цепей и двух синтезаторов частот (СЧ) согласно [5]. AD8302, согласно [6], является полностью интегрированной системой для измерения ККП. Микросхеме требуется небольшое количество внешних компонентов и однополярный источник питания в диапазоне 2,7-5,5 В. Мощность входных сигналов может варьироваться в пределах от -60 дБм

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

до 0 дБм при нагрузке в 50 Ом и частоте до 2,7 ГГц. Выходные цепи микросхемы обеспечивают точное измерение усиления или ослабления в пределах ±30 дБ с шагом в 30 мВ/дБ и измерение фазы в пределах от 0° до 180° с шагом в 10 мВ/°.

Микроконтроллеры (МК) семейства STM32F4 [7] основаны на высокопроизводительном 32-битном ядре ARM Cortex-M4 RISC, работающем на частоте до 168 МГц. STM32F4 содержит высокоскоростную встроенную память (1 Мбайт flash-памяти, 192 Кбайт SRAM), 4 Кбайт резервной SRAM и обширный диапазон выводов входа/выхода и встроенной периферии. МК использует три 12-битных аналого-цифровых преобразователя (АЦП), два 32-битных таймера общего назначения и периферию Ethernet. МК работает в диапазоне температур от -40 до +105 °С при напряжении питания от 1,8 до 3,6 В.

Периферийный модуль Ethernet работает по стандарту IEEE802.3. Возможна передача данных со скоростью 10/100 Мбит/с. Для работы модуля необходимо подключение ВФИ к МК. ВФИ DP83848 [8] является надежным полнофункциональным устройством физического уровня сети Ethernet на скоростях 10/100 Мбит/с, удовлетворяющим стандарту IEEE 802.3 и характеризующимся малой потребляемой мощностью. DP83848 предоставляет улучшенную защиту от статического напряжения и работает как с интерфейсом MII, так и с RMII.

3. Принцип работы прибора

Структурная схема разработанного измерителя приведена на рисунке 1. Для обеспечения диапазона измерения разности фаз от -180° до +180°, с учетом особенностей работы фазового детектора ФД микросхемы AD8302, требуется использование второй микросхемы, на которую один из измеряемых сигналов будет приходить со смещением 90°. Для этого во входную цепь второй микросхемы включается фазовращатель ФВ на 90°. Подаваемые на векторный вольтметр измеряемые сигналы перед поступлением на входные цепи ВЦ1 – ВЦ4 разделяются с помощью делителей мощности ДМ1 и ДМ2. Измеренные отношения амплитуд и разность фаз сигналов U_1 и U_2 снимаются с выходов измерителя отношения амплитуд (ИОА) и фазовых детекторов ФД1 и ФД2 посредством АЦП1 – АЦП3 в виде напряжения, пропорционального разности фаз и отношению амплитуд между сигналами. Результаты измерений обрабатываются на МК STM32F4 и передаются на персональный компьютер ПК для использования в виртуальном приборе в среде LabVIEW. Связь между МК и ПК

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

обеспечивается по протоколу UDP посредством ВФИ на основе микросхемы DP83848. Также МК может производить обработку измеренных на АЦП напряжений по приходу импульса с СЧ и ВАЦ и отправлять импульсы о завершении измерений обратно. Таким образом, данное устройство оказывается полностью встроенным в общую систему синхронизации остальных измерительных приборов (ВАЦ и СЧ).

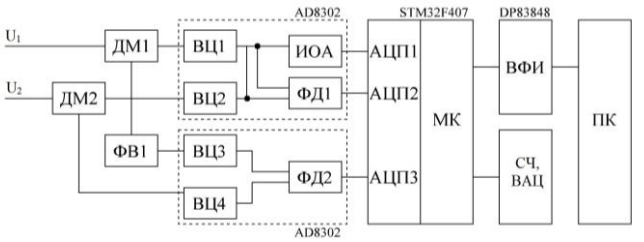


Рис. 1. Структурная схема измерителя.
Fig. 1. Meter structure schematic.

Выходные характеристики ФД микросхем AD8302 показаны на рисунке 2. Из рисунка видно, что разность фаз на ФД1 отрицательна, когда напряжение на ФД2 меньше 900 мВ, и положительна, когда напряжение на ФД2 больше 900 мВ.

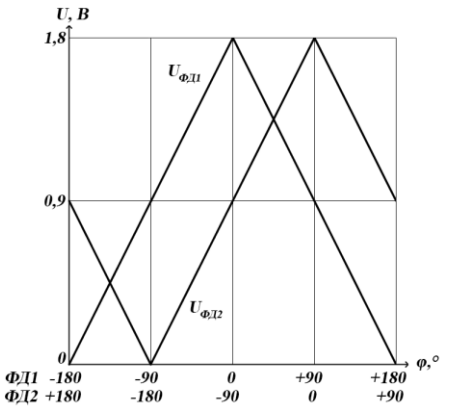


Рис. 2. Выходные характеристики фазовых детекторов.
Fig. 2. Phase detectors output characteristics.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Разработано устройство, позволяющее измерять отношение амплитуд и разность фаз двух сигналов. Процесс измерений полностью автоматизирован благодаря совместному использованию микросхем, микроконтроллера, а также персонального компьютера. Необходимого взаимодействия удалось достичь благодаря алгоритмам программ разработанных и реализованных на микроконтроллере STM32F4 и на персональном компьютере в программе LabVIEW. Также программа в микроконтроллере предусматривает управление моментами измерений не только по протоколу UDP из персонального компьютера, но и с помощью импульсов из системы синхронизации, состоящей из двух синтезаторов частот и векторного анализатора цепей.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 16-47-230348 р_а.

Список литературы

[1] А. с. 1596278 СССР, МКИ G 01 R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи четырехполюсников с преобразованием частоты / Коротков К. С.; опубл. 30.09.1990

[2] Пат. 2029966 Российская Федерация, МПК G 01 R 27/28. Способ определения коэффициентов передачи преобразователей частоты / Елизаров А. С. (Белоруссия). – № 1950193/21; заявл. 26.06.1991; опубл. 27.02.1995

[3] Patent US 6,064,694 United States of America, Int. Cl. H 04 B 3/46, H 04 B 17/00, H 04 Q 1/20. Frequency Translating Device Transmittion Response System / Christopher Joseph Clark (USA), Andrew Alfred Moulthrop (USA), Michael Steven Muha (USA), Chistopher Patrick Silva (USA); assignee The Aerospace Corporation. – 08/940,578; filed Sep. 30, 1997; pub. Date Mar. 16, 2000

[4] Novel Method for Vector Mixer Characterization and Mixer Test System Vector Error Correction / White Paper 5988–7826EN // Agilent Technologies, Inc. – 2003

[5] Фролов Д. Р. Определение параметров матрицы рассеяния нелинейных СВЧ-устройств в режиме преобразования частоты: дис… канд. физ.-мат. наук: 01.04.03 / Д. Р. Фролов; Кубан. гос. ун-т. – Краснодар, 2015. – 167 с.

[6] RF/IF Gain and Phase Detector AD8302 // (Engl.) – URL: http://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/data-sheets/AD8302.pdf [3 April 2016].

[7] STM32F4 Datasheet // (Engl.) – URL: http://www2.st.com/resource/en/datasheet/stm32f405rg.pdf [28 April 2016].

[8] DP83848C PHYTER™ QFP Single Port 10/100 Mb/s Ethernet Physical Layer Transceiver // (Engl.) – URL: http://www.ti.com/lit/gpn/DP83848C [3 April 2016].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] K. S. Korotkov, USSR Inventor's Certificate, No. 1596278, Byull. Izobret., No. 36 (30.09.1990).

[2] Pat. 2029966 Russian Federation, IPC G 01 R 27/28. The method of definition frequency convertors transmission coefficients / Elizarov A. S. (Belorussia). – № 1950193/21; decl. 26.06.1991; publ. 27.02.1995.

[3] Patent US 6,064,694 United States of America, Int. Cl. H 04 B 3/46, H 04 B 17/00, H 04 Q 1/20. Frequency Translating Device Transmittion Response System / Christopher Joseph Clark (USA), Andrew Alfred Moulthrop (USA), Michael Steven Muha (USA), Chistopher Patrick Silva (USA); assignee The Aerospace Corporation. – 08/940,578; filed Sep. 30, 1997; pub. Date Mar. 16, 2000

[4] Novel Method for Vector Mixer Characterization and Mixer Test System Vector Error Correction / White Paper 5988–7826EN // Agilent Technologies, Inc. – 2003

[5] Frolov D. R. Defining nonlinear microwave networks scattering matrix parameters in the frequency conversion mode.: diss… PhD: 01.04.03 / D. R. Frolov; Kuban state. un-ty. – Krasnodar, 2015. – 167 p.

[6] RF/IF Gain and Phase Detector AD8302 // (Engl.) – URL: http://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/data-sheets/AD8302.pdf [3 April 2016].

[7] STM32F405xx STM32F407xx Datasheet // (Engl.) – URL: http://www2.st.com/resource/en/datasheet/stm32f405rg.pdf [28 April 2016].

[8] DP83848 PHYTER™ QFP Single Port 10/100 Mb/s Ethernet Physical Layer Transceiver // (Engl.) – URL: http://www.ti.com/lit/gpn/DP83848C [3 April 2016].

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research № 16-47-230348 r_a.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Influence of the losses in the metal-dielectric strip waveguide and the non-quadratic detector characteristic on polarization impedance meter

Sergey N. Berdyshev, Viktor V. Salamatin
FAEI HE "Sevastopol State University"
Sevastopol, 299053, Russian Federation
s-berdyshev@mail.ru

Abstract: *The method which takes into account the polarization impedance meter errors caused by the wave attenuation in a waveguide and the non-quadratic detector characteristic is proposed. The presented method can be used for the polarization impedance meters based on the metal-dielectric strip waveguide or metallic rectangular waveguide. Due to method usability it also can be used for validation of quadratic detector diodes.*

Keywords: *metal-dielectric strip waveguide, polarization impedance meter, measurement errors, waveguide losses, quadratic detector.*

Влияние потерь в полосковом металлодиэлектрическом волноводе и неквадратичности детектирования на погрешность поляризационного измерителя полных сопротивлений

Бердышев С.Н., Саламатин В.В.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
s-berdyshev@mail.ru

Аннотация: *Предлагается методика, учитывающая погрешности измерения поляризационным измерителем полных сопротивлений, обусловленных затуханием волны в тракте волновода и неквадратичностью характеристик детектора. Приведенная методика может быть использована для поляризационных измерителей полных сопротивлений с трактами на полосковых металлодиэлектрических или металлических прямоугольных волноводах. Ввиду удобства и простоты*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

методики, она также может быть использована для аттестации квадратичности детекторных диодов.

Ключевые слова: полосковый металлодиэлектрический волновод, поляризационный измеритель полных сопротивлений, погрешности измерения, потери в волноводе, квадратичный детектор.

1. Введение

Полосковый металлодиэлектрический волновод (ПМДВ) применяется для построения на его основе пассивных (взаимных и невзаимных) и активных микроволновых устройств миллиметрового диапазона длин волн [1]. Для измерения параметров этих элементов разработан ответвитель круговой поляризации (ОКП) на ПМДВ, который может быть использован для измерения КСВ и коэффициента отражения исследуемых нагрузок [2]. На полом металлическом волноводе прямоугольного сечения поляризационные измерители [3] эксплуатируются с начала 70-х годов. Они удобны в эксплуатации, отличаются небольшими массогабаритными параметрами, имеют удовлетворительную точность. Теоретический анализ поляризационного измерителя полных сопротивлений на ПМДВ выполнен в работе [4], в которой показано, что по своим метрологическим параметрам измерители на ПМДВ и на полых металлических волноводах сопоставимы, за исключением рабочего диапазона частот, который в измерителе на ПМДВ, примерно, в два раза меньше и составляет

$$f_{\text{ср}} \pm 0{,}1 f_{\text{ср}} .$$

Однако в указанных приборах не учтены погрешности измерения, обусловленные погонными потерями в волноводах и неквадратичностью детектирования. В полых волноводах потери малы и учитывать их нет необходимости. В ПМДВ погонное затухание существенно [5] и погрешность измерения необходимо учитывать. В измерителях параметров микроволновых устройств применяются детекторы СВЧ, которые принято считать квадратичными, однако это не всегда так. Поэтому также необходимо знать степень влияния на результаты измерения неквадратичности детектирования.

В данной работе анализируются погрешности поляризационного измерителя полных сопротивлений на ПМДВ, возникающие при экспериментальном определении КСВ и модуля коэффициента отражения, обусловленные затуханием и неквадратичностью детектирования, а также предлагаются пути учета этих погрешностей.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Погрешности, обусловленные затуханием

Как показано в [4], сигнал, снимаемый с детектора ОКП поляризационного измерителя, определяется выражением

$$U = \frac{2kU_1^2\left[1+\Gamma_{x_0}^2+2\Gamma_{x_0}\cos\left(\varphi_x-2\theta\right)\right]}{1-\Gamma_{\text{г}}^2\Gamma_{x_0}^2-2\Gamma_{\text{г}}\Gamma_{x_0}\cos\left(\varphi_{\text{г}}+\varphi_x\right)}, \qquad (1)$$

Здесь Γ_{x_0} — модуль комплексного коэффициента отражения (ККО) исследуемого устройства; $\varphi_x = \varphi_{x_0} + 4\pi L/\lambda_{\text{в}}$ — аргумент ККО измеряемый в плоскости симметрии ОКП; φ_{x_0} — аргумент ККО в плоскости подключения устройства к ОКП; L — расстояние от выходного фланца ОКП до его плоскости симметрии; $\Gamma_{\text{г}}$, $\varphi_{\text{г}}$ — модуль и аргумент ККО выхода генератора; k — коэффициент пропорциональности; U_1 — модуль комплексной нормированной амплитуды волны генератора; θ — угол поворота детектора.

Изменяя угол θ, получают максимальное $U_{\max}$ и минимальное $U_{\min}$ показания. Их отношение запишется как

$$\frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \left(\frac{1+\Gamma_{x_0}}{1-\Gamma_{x_0}}\right)^2 = K_{\text{св}}^2, \qquad (2)$$

откуда коэффициент стоячей волны $K_{\text{св}}$

$$K_{\text{св}} = \sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}.$$

Аргумент коэффициента отражения φ_x определяется углом поворота θ при минимальном сигнале. При этом

$$\cos\left(\varphi_x-2\theta\right) = \cos\left(\varphi_{x_0}+\frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}-2\theta\right) = -1, \text{ откуда } \varphi_{x_0} = 180^\circ + 2\theta - \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}.$$

Угол $\left(180^\circ - 4\pi L/\lambda_{\text{в}}\right)$ компенсируется начальной калибровкой фазы и тогда $\varphi_{x_0} = 2\theta$ или $\theta = \varphi_{x_0}/2$, т.е. направление на минимум сигнала соответствует половине аргумента коэффициента отражения исследуемой нагрузки в плоскости её фланца.

В волноводе с потерями измеренное значение модуля коэффициента отражения Γ_x в плоскости симметрии ОКП равно

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\Gamma_x = \Gamma_{x_0}\, \mathrm{e}^{-2\alpha L}, \tag{3}$$

где α — коэффициент затухания на единицу длины.

Тогда, учитывая (3), относительная погрешность измерения модуля Γ_{x_0}

$$\delta\Gamma_{x_0} = \frac{\Gamma_{x_0} - \Gamma_x}{\Gamma_{x_0}} = 1 - \mathrm{e}^{2\alpha L}, \tag{4}$$

а относительная погрешность измерения коэффициента стоячей волны

$$\delta K_{\text{св}} = \frac{\partial K_{\text{св}}}{\partial \Gamma_x} \cdot \frac{\Gamma_x \delta\Gamma_x}{K_{\text{св}}}. \tag{5}$$

Учитывая (2) и (4) преобразуем (5) к виду

$$\delta K_{\text{св}} = \frac{2\Gamma_x\left(1 - \mathrm{e}^{2\alpha L}\right)}{\left(1 - \Gamma_x\right)^2 K_{\text{св}}}. \tag{6}$$

С увеличением αL погрешность измерения Γ_{x_0} увеличивается. Величина L выбирается из конструктивных соображений. Для уменьшения погрешности $\delta\Gamma_{x_0}$ следует учитывать множитель $\mathrm{e}^{-2\alpha L}$. Из (3) получаем измеряемый модуль

$$\Gamma_{x_0} = \frac{\Gamma_x}{\mathrm{e}^{-2\alpha L}} = \Gamma_x\, \mathrm{e}^{2\alpha L}, \tag{7}$$

Таким образом, зная значения α и L, вычисляем $\mathrm{e}^{2\alpha L}$ и корректируем результат измерения Γ_x в соответствии с (7).

3. Погрешности, обусловленные неквадратичностью детектирования

Далее рассмотрим случай, когда детектирование сигнала неквадратичное. В этом случае соотношение (1) запишется в следующем виде

$$U = \frac{\sqrt{(2k)^n}\, U_1^n \left[\sqrt{1 + \Gamma_{x_0}^2 + 2\Gamma_{x_0}\cos\left(\varphi_x - 2\theta\right)}\right]^n}{\left[\sqrt{1 - \Gamma_{\text{г}}^2\Gamma_{x_0}^2 - 2\Gamma_{\text{г}}\Gamma_{x_0}\cos\left(\varphi_{\text{г}} + \varphi_x\right)}\right]^n},$$

где $n \neq 2$ — показатель степени, характеризующий вид кривой детектирования.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Отношение максимального и минимального сигналов равно

$$\frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \left(\frac{1+\Gamma_{x_0}}{1-\Gamma_{x_0}} \right)^n = K_{\text{св}}^n, \tag{8}$$

откуда

$$K_{\text{св}} = \sqrt[n]{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}.$$

Абсолютная погрешность измерения $K_{\text{св}}$ из-за неквадратичности детектирования составит

$$\Delta K_{\text{св}} = \frac{\sqrt[n]{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}} - \sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}}{\sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}} = \frac{\sqrt[n]{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}}{\sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}} - 1,$$

а относительная погрешность

$$\delta K_{\text{св}} = \frac{\Delta K_{\text{св}}}{K_{\text{св}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}} - \frac{1}{\sqrt[n]{\frac{U_{\max}}{U_{\min}}}}. \tag{9}$$

Для исключения погрешности необходимо определить значение n и из формулы (8) вычислить $K_{\text{св}}$. Рассмотрим методику определения показателя степени n.

К выходному фланцу ОКП поляризационного измерителя подключаем образцовую нагрузку с известным значением коэффициента стоячей волны $K_{\text{св}_0}$ и измеряем отношение $U_{\max}/U_{\min}$. В соответствии с (8), это отношение запишется как

$$\frac{U_{\max}}{U_{\min}} = K_{\text{св}_0}^n. \tag{10}$$

Логарифмируем левую и правую части уравнения (10)

$$\lg\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right) = n \lg K_{\text{св}_0}, \text{ откуда } n = \frac{\lg\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)}{\lg K_{\text{св}_0}}. \tag{11}$$

Показатель степени n зависит от величины измеренного отношения амплитуд $U_{\max}/U_{\min}$ и от $K_{\text{св}_0}$ образцовой нагрузки. Неточность аттестации нагрузки и определения $U_{\max}/U_{\min}$ приводит к погрешности δn.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Относительная погрешность измерения δn определяется выражением

$$\delta n = \sqrt{\left[\frac{\partial n}{\partial\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)} \cdot \frac{\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right) \cdot \delta\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)}{n}\right]^2 + \left(\frac{\partial n}{\partial K_{\text{св}_0}} \cdot \frac{K_{\text{св}_0} \cdot \delta K_{\text{св}_0}}{n}\right)^2}, \quad (12)$$

где $\partial K_{\text{св}_0}$ — относительная погрешность аттестации образцовой нагрузки; $\delta\left(U_{\max}/U_{\min}\right)$ — относительная погрешность измерения отношения $U_{\max}/U_{\min}$.

Подставляя соотношение (11) в подкоренное выражение (12) получаем

$$\delta n = \sqrt{\left[\frac{\delta\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)}{n \ln K_{\text{св}_0}}\right]^2 + \left[\frac{\delta K_{\text{св}_0} \ln\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)}{n \ln^2 K_{\text{св}_0}}\right]^2} = \sqrt{\left[\frac{\delta\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)}{\ln\left(\frac{U_{\max}}{U_{\min}}\right)}\right]^2 + \left[\frac{\delta K_{\text{св}_0}}{\ln K_{\text{св}_0}}\right]^2}. \quad (13)$$

4. Заключение

Полученные методики позволяют учитывать погрешности, обусловленные погонными потерями в волноводах и неквадратичностью детекторной характеристики, при измерении КСВ тракта и модуля коэффициента отражения микроволновых устройств с помощью поляризационного измерителя, выполненного на ПМДВ. Данная методика также может быть распространена и на поляризационные измерители, базирующиеся на полых металлических волноводах прямоугольного сечения.

Проведенные расчеты показали, что значения погрешностей из-за потерь и неквадратичности невелики, однако их учет позволяет уменьшить погрешности измерения КСВ и модуля коэффициента отражения на (1-3)%.

Ввиду удобства и простоты методики, она может быть также использована для аттестации квадратичности детекторных диодов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Саламатин В.В. Основы геометрической электродинамики волноводов прямоугольного сечения : учеб. пособие / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, С.Н. Бердышев. Севастополь : Изд-во СевНТУ, 2008. 220 с.

[2] Berdyshev S.N. The loss in a dielectric medium with synthesis and analysis with a circular polarization coupler in a metal-dielectric strip waveguide / S.N. Berdyshev // Radioelectronics and communications systems. Allerton Press, Inc. (USA), 2006. V. 49, no. 6. pp. 11-17.

[3] Справочник по радиоизмерительным приборам: В 3 т. / Б.А. Абубакиров, А.А. Авдеева, М.Л. Гуревич и др.; под ред. В.С. Насонова. М.: Сов. радио, 1976. Т.1: Измерение напряжений, параметров элементов и цепей. Источники питания. 231 с.

[4] Афонин И.Л., Лащенко И.В, Цыцура С.В. Исследование поляризационного измерителя коэффициента отражения на полосковом металлодиэлектрическом волноводе // Вестник СевГТУ. Информатика, электроника, связь: Сб. науч. тр. Севастополь: Изд-во СевГТУ, 2001. Вып. 31. С. 92-98.

[5] Лукьянчук А.Г., Саламатин В.В., Бердышев С.Н. Структура электромагнитного поля в металлодиэлектрическом волноводе // Вестник СевГТУ. Информатика, электроника, связь: Сб. науч. тр. Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2002. Вып. 41. С. 215-222.

References

[1] Salamatin V.V. [Geometrical electrodynamics basics of rectangular waveguides]: tutorial / V.V. Salamatin, I.L. Afonin, S.N. Berdyshev. Sevastopol: SevNTU Publishing, 2008. 220 p. (In Russian).

[2] Berdyshev S.N. The loss in a dielectric medium with synthesis and analysis with a circular polarization coupler in a metal-dielectric strip waveguide / S.N. Berdyshev // Radioelectronics and communications systems. Allerton Press, Inc., 2006. V. 49, no. 6. pp. 11-17.

[3] [Measurement equipment reference book]: in 3 vol. / B.A. Abubakirov, A.A. Avdeeva, M.L. Gurevich and others; ed. by V.S. Nasonov. *M.: Sov. radio*, 1976. V.1: [Measurement of voltage, network element characteristics and circuits. Power supplies]. 231 p. (In Russian).

[4] Afonin I.L., Lachshenko I.V., Tsytsura S.V. [The reflection coefficient polarization gauge on metal dielectric strip waveguide research] // SevSTU Journal. Informatics, Electronics and Communications: scientific research journal. Sevastopol: SevSTU Publishing, 2001, no. 31. pp. 92-98. (In Russian).

[5] Luk'yanchuk A.G., Salamatin V.V., Berdyshev S.N. [Electromagnetic field distribution in metal-dielectric waveguide] // SevNTU Journal. Informatics, Electronics and Communications: scientific research journal. Sevastopol: SevNTU Publishing, 2002, no. 41. pp. 215-222. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Localization of equivalent sources of magnetic field by remote measurements

Dmitry Ya. Sukhanov[1], Kseniya V. Zavyalova[1]
[1]*Tomsk State University*
Tomsk, 634050, Russian Federation
sdy@mail.tsu.ru

Abstract: *Here is presented the results of the study of restoration possibility of elementary eddy currents distribution in the conductive flat objects by remote measurements of the single component of magnetic field distribution on the plane. Alternating current distribution in an electrically conductive object represented as the sum of many elementary eddy currents. Restoration of the current distribution is carried out by reverse convolution with regularization. The results of numerical simulation are demonstrating the applicability of this approach, and the numerical model is confirmed by experiments.*

Keywords: *magnetic induction, magnetic field, non destructive testing, return tasks.*

Локализация эквивалентных источников магнитного поля по дистанционным измерениям

[1]Суханов Д.Я., [1]Завьялова К.В.
[1]*Томский государственный университет*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
sdy@mail.tsu.ru

Аннотация: *Представлены результаты исследования возможности восстановления распределения элементарных вихревых токов в плоских электропроводящих объектах по дистанционным измерениям распределения одной компоненты магнитного поля на плоскости. Распределение переменного тока в электропроводящем объекте представляется в виде суммы множества элементарных вихревых токов. Восстановление распределения токов осуществляется с помощью обратной свёртки с регуляризацией. На численном моделировании показана применимость данного подхода, а достоверность численной модели подтверждена экспериментами.*

Ключевые слова: магнитная индукция, магнитное поле, дефектоскопия, обратные задачи.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Методы магнитоиндукционной томографии и интроскопии могут использоваться для диагностики неоднородностей в ферромагнетиках и электропроводящих объектах [1-7], а также для обнаружения самих электропроводящих объектов за диэлектрическими преградами. Кроме того, слабопеременные магнитные поля проникают через металлические преграды, что позволяет обнаруживать объекты за ними [8-9]. Для дефектоскопии ферромагнитных материалов возможно применение постоянных магнитных полей [10-11]. Для увеличения динамического диапазона магнитоиндукционных методов, применяются дифференциальные датчики магнитного поля [2, 4]. В дифференциальном магнитоиндукционном датчике катушки-источники располагаются относительно приёмной катушки таким образом, что не создают наведённых токов в приёмной катушке. Для магнитоиндукционной дефектоскопии более предпочтительно использовать индукционные катушки, вместо датчиков Холла [12-13], поскольку катушка позволяет получить более высокий уровень сигнал-шум. Разрабатываются трансмиссионные методы магнитоиндукционной томографии [14]. Одной из существенных проблем магнитной томографии является нелокализованность магнитного поля на расстоянии от источника, что приводит к ухудшению разрешения восстанавливаемых томографических изображений.

В данной работе представлен метод восстановления формы электропроводящих объектов по измерениям плоского распределения компоненты вектора магнитной индукции с повышением разрешения на основе операции обратной свертки с регуляризацией.. Для повышения динамического диапазона предлагается использовать плоскую самоскомпенсированную катушку [15], которую можно отнести к классу дифференциальных магнитоиндукционных датчиков.

2. Метод повышения разрешения магнитоиндукционных изображений

Магнитоиндукционная томография относится к виду томографии ближнего поля. Рассмотрим схему измерений представленную на рис. 1. Самоскомпенсированная катушка-источник перемещается в плоскости параллельной исследуемому электропроводящему объекту и наводит в нём переменный монохроматический ток. Наведённый ток создаёт магнитное поле, которое регистрируется приёмной катушкой, размещённой в

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

центре самоскомпенсированной катушки. С увеличением расстояния локализация магнитного поля существенно ухудшается, а значит, сами измерения поля не позволяют получить изображения высокого разрешения.

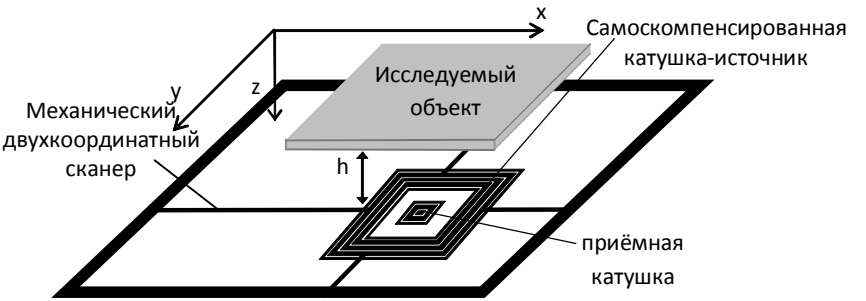


Рис.1. Схема измерений с применением сканирующей самоскомпенсированной катушки
Fig. Measurement scheme with scanning self-compensated coil

Пусть ток распределён в плоскости $z=0$ и имеет только x и y компоненты. В плоскости $z=h$ производится измерение вектора магнитной индукции $\mathbf{B}(x,y,z=h)$. Запишем поле, создаваемое вихревым распределением тока в виде суммы полей элементарных вихревых токов:

$$\mathbf{B}(x,y,z=h)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}p(x',y')\mathbf{S}(x'-x,y'-y,h)dx'dy', \qquad (1)$$

где $p(x',y')$ – весовой коэффициент элементарного вихревого тока в точке $(x',y',0)$, поле вектора магнитной индукции элементарного витка с током, расположенного в точке $(x=0,y=0,z=0)$ обозначено функцией $\mathbf{S}(x,y,z)$. Выражение (1) записано для всех компонент поля, однако далее будем рассматривать только z компоненту поля.

Весовые коэффициенты элементарных вихревых токов восстанавливаются путём операции обратной свёртки с регуляризацией, и плоское изображение объекта, в котором протекают вихревые токи, порождающие поле $\mathbf{B}(x,y,z=h)$ можно записать в виде:

$$P_z(x,y)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\widetilde{B}_z(k_x,k_y)\widetilde{S}_z^{*}(k_x,k_y)}{\widetilde{S}_z(k_x,k_y)\widetilde{S}_z^{*}(k_x,k_y)+\alpha}\exp(ik_xx+ik_yy)dk_xdk_y, \qquad (2)$$

где $\widetilde{B}_z(k_x,k_y)$ – пространственный спектр функции $B_z(x,y)$; $\widetilde{S}_z(k_x,k_y)$ – пространственный спектр функции $S_z(x,y)$; α – параметр регуляризации,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

который выбирается исходя из уровня шума; $P_z(x,y)$ – восстанавливаемое изображение, которое, в идеале должно совпадать с $p(x,y)$.

Для проверки возможности применения данного метода было проведено численное моделирование поля трёх разных прямоугольных витков при одинаковых значениях тока, изображённых красными линиями на рис.2а. Там же изображена z компонента вектора магнитной индукции для дальности 5 см. На изображении сложно выделить отдельные рамки с током. Применяя операцию (2) восстановлено изображение объектов (рис. 2б), где уже имеется разрешение между рамками. Здесь не вносились шумы, но при их наличии придётся увеличивать параметр регуляризации, что приведёт к снижению разрешения. Чем больше расстояние до объекта, тем хуже локализация поля и тем сильнее влияние шумов.

Восстановленное изображение является коэффициентами для множества элементарных индукционных токов, которые должны действовать, чтобы получить соответствующее поле в области измерений. При этом коэффициенты могут иметь ненулевые значения и в отверстиях электропроводящего объекта, где тока нет. А значит, получаемое изображение не точно соответствует форме объекта, но может дать некоторое представление. Предлагается оценивать разрешающую способность, как величину обратно пропорциональную ширине пространственного спектра по формуле: $\Delta x = \pi / w$, где w – ширина пространственного спектра.

3. Экспериментальная проверка метода

Был проведен эксперимент по зондированию объекта ступенчатой формы на дальности 35 мм и получено распределение поля (рис. 2в) – его разрешение Δx =39 мм. После обработки (2) было восстановлено изображение объекта (рис. 2г) с улучшением разрешения до Δx =28 мм.

Предложенный метод может применяться не только в дефектоскопии листового металла, но и для исследования внутренней структуры различных приборов с целью проверки комплектации. В качестве примера подобного исследования, было произведено зондирование ноутбука HP Pavilion g6 сканирующей самоскомпенсированной катушкой (рис. 3). Расстояние от сканирующей катушки до объекта составило 1 см. Зондирование производилось на частоте 30 кГц. На результате измерений (рис.4а) различимы жёсткий диск, привод компакт-дисков и система охлаждения.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

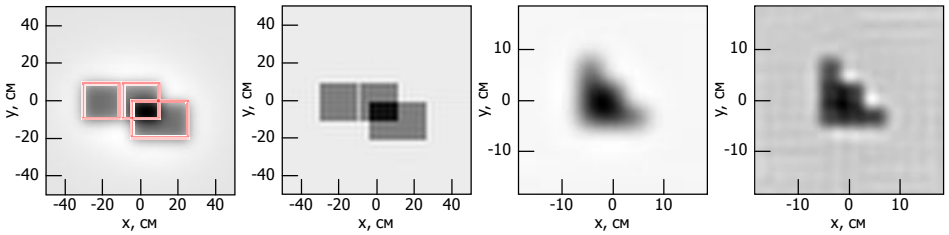


Рис. 2. Численная модель рамок с током (a), их восстановленное изображение (b), измеренное поле на дальности 35 мм (c) и восстановленное изображение объекта (d)

Fig. 2. Numerical model of coils with current (a), it's reconstructed image (b), measured field at distance 35 mm (c) and reconstructed image of object (c)

С помощью формулы (2) было восстановлено изображение повышенного разрешения (рис 4 б), где различима структура аккумулятора, который состоит из 6 элементов, что соответствует его маркировке.

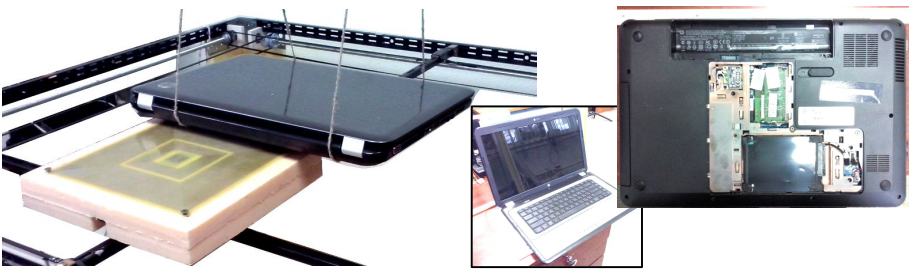


Рис. 3. Фотография эксперимента по зондированию ноутбука HP Pavilion g6

Fig. 3. Photo of experiment on sounding of notebook HP Pavilion g6

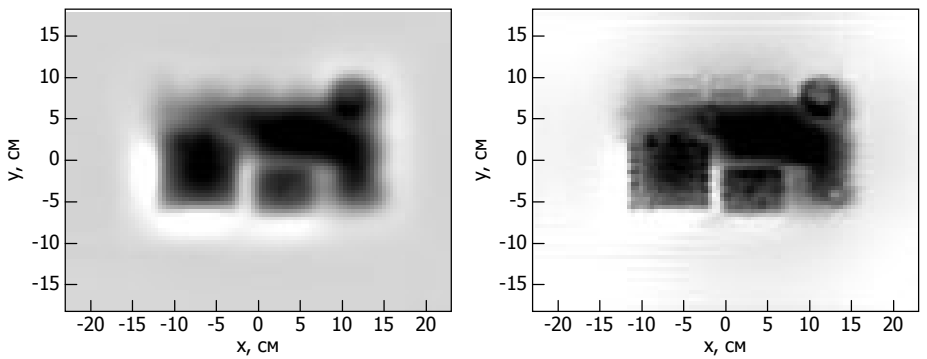


Рис. 4. Данные измерений (a) и результат обработки с повышенным разрешением (b)

Fig. 4. Measured data (a) and result of processing with resolution enhancement (b)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Предложен метод получения магнитоиндукционных изображений повышенного разрешения, который проверен численно и экспериментально. Он может применяться для дефектоскопии и исследования внутренней структуры изделий из металла. Разработанный метод локализации магнитного поля основан на операции обратной свёртки с регуляризацией. При увеличении расстояния до объекта требуется повышение параметра регуляризации, вследствие сужения пространственного спектра поля, что не позволяет бесконечно повышать разрешение.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда №16-19-10272.

Список литературы

[1] Павлюченко В.В. , Дорошевич Е.С. Неразрушающий контроль объектов из электропроводящих материалов в импульсных магнитных полях // Дефектоскопия. 2010. № 11. С. 29-40.

[2] Li S., Huang S., Zhao W. Development of differential probes in pulsed eddy current testing for noise suppression // Sensors and Actuators A 135. 2007. P. 675–679.

[3] Li S., Huang S., Zhao W., Yu P. Study of pulse eddy current probes detecting cracks extending in all directions // Sensors and Actuators A 141. 2008. P. 13–19.

[4] Peng X., Songling H., Wei Z. A new differential eddy current testing sensor used for detecting crack extension direction // NDT&E International 44. 2011. P. 339–343.

[5] Ditchburn R.J., Burke S.K. Planar rectangular spiral coils in eddy-current non-destructive inspection // NDT&E International 38. 2005. P. 690–700.

[6] Fava J.O., Ruch M.C. Calculation and simulation of impedance diagrams of planar rectangular spiral coils for eddy current testing // NDT&E International 39. 2006. P. 414–424.

[7] Theodoulidis T.P., Kriezis E.E. Impedance evaluation of rectangular coils for eddy current testing of planar media // NDT&E International 35. 2002. P. 407–414.

[8] Кессених В.Н. Теория скин-эффекта и некоторые задачи дефектоскопии // Журнал экспериментальной и теоретической физики. 1938. Т.8. №5. С. 531-548.

[9] Kolyshkin A.A., Vaillancourt R. Method of solution of forward problems in eddycurrent testing // Journal of Applied Physics. 1995. №77. P. 4909-4913.

[10] Шур М.Л., Новослугина А.П., Смородинский Я.Г. Об обратной задаче магнитостатистики. // Дефектоскопия. 013. № 8. С.43-53.

[11] Реутов Ю.Я., Щербинин В.Е. О комплексной магнитной проницаемости в вихретоковой дефектоскопии // Дефектоскопия. 2012. №12. С. 40-48.

[12] Гарсия-Мартин Ж., Гомес-Джил Ж. Сравнительная оценка применения катушки и датчиков Холла при обнаружении отверстий и измерении толщины алюминиевых пластин вихретоковым методом. // Дефектоскопия. 2013. № 8. С. 63-73.

[13] Ремезов В.Б. Исследование электромагнитных полей, возбуждаемых излучателем типа «виток» // Дефектоскопия. 2013. № 7. С.3-12.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[14] Korjenevsky A., Cherepenin V., Sapetsky S. Magnetic induction tomography: experimental realization // Physiol. Meas.: 2000. № 21 (1). P. 89–94.

[15] Суханов Д.Я., Гончарик М.А. Определение формы электропроводящего объекта по дистанционным измерениям возмущений переменного магнитного поля // Известия вузов. Физика. 2013. Т. 56. № 8/2. С. 41-43.

References

[1] Pavluchenko V.V., Doroshevich E.S. [Nondestructive testing of objects made of electric conductive materials by pulse magnetic fields]. *Defectoscopia,* 2010, no. 11, pp. 29 - 40. (In Russian).

[2] Li S., Huang S., Zhao W. Development of differential probes in pulsed eddy current testing for noise suppression. *Sensors and Actuators A,* 2007, vol. 135, pp. 675 - 679.

[3] Li S., Huang S., Zhao W., Yu P. Study of pulse eddy current probes detecting cracks extending in all directions. *Sensors and Actuators A,* 2008, vol. 141, pp. 13 - 19.

[4] Peng X., Songling H., Wei Z. A new differential eddy current testing sensor used for detecting crack extension direction. *NDT&E International*, 2011, vol. 44, pp. 339 - 343.

[5] Ditchburn R.J., Burke S.K. Planar rectangular spiral coils in eddy-current nondestructive inspection. *NDT&E International*, 2005, vol. 38, pp. 690 - 700.

[6] Fava J.O., Ruch M.C. Calculation and simulation of impedance diagrams of planar rectangular spiral coils for eddy current testing. *NDT&E International*, 2006, vol. 3, pp. 414 - 424.

[7] Theodoulidis T.P., Kriezis E.E. Impedance evaluation of rectangular coils for eddy current testing of planar media. *NDT&E International*, 2002, vol. 35, pp. 407 - 414.

[8] Kessenikh V.N. [The theory of skin effect and some tasks of nondestructive testing]. *Zhurnal experimentalnoy i teoreticheskoy fiziki*, 1938, vol.8, no. 5, pp. 531 - 548. (In Russian).

[9] Kolyshkin A.A., Vaillancourt R. Method of solution of forward problems in eddycurrent testing. *Journal of Applied Physics*, 1995, no. 77, pp. 4909 - 4913.

[10] Shur M.L. Novoslugina A.P., Smorodinskiy Ya.G. [About return task of magnetostatics]. *Defectoskopia*, 2013, no. 8, pp.43 - 53. (In Russian).

[11] Reutov Yu.Ya, Scherbinin V.E. [About complex magnetic permittivity in eddy current nondestructive testing]. *Defectoskopia,* 2012, no. 12, pp. 40 - 48. (In Russian).

[12] Garsia-Martin G., Gomes-Jil G. [Comparative evaluation of a coil and a Hall sensor application for detecting holes and measuring the thickness of the aluminum plates by eddy current method]. *Defectoskopia*, 2013, no. 8, pp. 63 - 73. (In Russian).

[13] Remezov V.B. [Investigation of electromagnetic fields induced by the source of coil type]. *Defectoskopia*, 2013, no. 7, pp.3 - 12. (In Russian).

[14] Korjenevsky A., Cherepenin V., Sapetsky S. Magnetic induction tomography: experimental realization. *Physiol. Meas*, 2000, no. 21 (1), pp. 89 - 94.

[15] Sukhanov D.Ya, Goncharik M.A. [Determination of shape of electric conductive object by remote measurements of alternating magnetic field distortions]. *Izvestia vuzov. Fizika*, 2013, vol. 56, no. 8/2, pp. 41 - 43. (In Russian).

Acknowledgements

The research is supported by Russian Science Foundation project No 16-19-10272.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The radiometric receiver for the radar system 3 mm wavelength range

Egor V. Alekseev, Maksim N. Anishin, Stanislav R. Gazitov,
Grigoriy G. Guk, Sergey E. Tarasov, Anton V. Ubaichin,
Boris V. Utkiv, Alexander V. Filatov
Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
filsash@mail.ru

Abstract: *Considered radiometric receiver for radio-wave imaging systems. Using the functioning of the receiver modification of the method of zero measurements allowed while maintaining high sensitivity improve its dynamic performance and ensure the performance of the entire system in the construction of radio portraits of rapidly changing scenes.*

Keywords: *remote sensing, thermal radar systems, the radiometric receiver*.

Радиометрический приемник для радиотеплолокационной системы 3-мм диапазона длин волн

Алексеев Е.В., Анишин М.Н., Газитов С.Р., Жук Г.Г., Тарасов С.Е.,
Убайчин А.В., Уткин Б.В., Филатов А.В.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
filsash@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрен радиометрический приемник для систем радиовидения. Использование в основе функционирования приемника модификации метода нулевых измерений позволило при сохранении высокой флуктуационной чувствительности повысить его динамические характеристики и обеспечить быстродействие всей системы при построении радиотепловых портретов быстроменяющихся сцен.*

Ключевые слова: дистанционное зондирование, системы радиотеплолокации, радиометрический приемник.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

На сегодняшний день все более востребованными становятся системы радиовидения, осуществляющие прием в радиодиапазоне тепловых излучений различных объектов и по этому излучению объекты могут быть обнаружены без их облучения [1]. Преимуществами, которые обладают данные системы над системами, использующими инфракрасные методы, является способность получать изображения объектов независимо от погодных условий и времени суток. В первую очередь это обеспечение авиационной безопасности (навигация в условиях ограниченной видимости), радиолокация беспилотных летательных аппаратов, экологический мониторинг (решение вопросов техногенного воздействия на окружающую среду, спутниковый мониторинг), медицинские приложения и т.д. В последние годы значительно возрос интерес к новым особенностям современных пассивных систем радиовидения объектов за радиопрозрачными (но оптически не прозрачными) средами в связи ростом террористической преступности.

За более чем 40-летний период развития радиотеплолокационных систем значительное улучшение их технических характеристик (разрешающая способность, чувствительность и др.) было достигнуто за счет улучшения технологий совершенствования СВЧ- узлов и элементов, антенных структур с оптимизацией параметров и потерь, а также последующей обработкой измеренных сигналов по специальным алгоритмам в масштабе реального времени. Однако, существенные изменения не коснулись принципов построения приемных систем. В приемных трактах использовались и используются до сих пор радиометрические приемники, основанные либо на компенсационном методе, либо модуляционном, предложенном Дикке еще в 1946 году. В таких радиометрах наибольшее влияние на чувствительность оказывают флуктуации коэффициента усиления, которые наиболее сильно проявляют себя около нулевой частоты и их спектральная плотность убывает с ростом частоты по закону, близкому к фликкер- шуму. Для уменьшения их влияния на точность измерений в радиометрах увеличивают времена накопления сигнала. В результате влияние медленных флуктуаций коэффициента усиления на интервале корреляции суммарного воздействия флуктуаций на различных частотах становится все менее существенным. Поэтому в известных радиометрических схемах сокращение времени

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

измерения неизбежно приводит к ухудшению флуктуационной чувствительности.

2. Нулевой метод измерений

Уменьшить время накопления сигнала и при этом сохранить чувствительность на номинальном уровне позволяет применение в основе работы радиометрических приемников нулевого метода измерений, когда флуктуации коэффициента усиления, его дрейф не влияют на точность измерений (теоретически это влияние равно нулю). Однако применение нулевого метода в системах радиовидения сдерживается по причине следующих ограничений. Нулевой метод приема является частным случаем модуляционного. Здесь так же, как и в модуляционном, используется симметричная амплитудно-импульсная модуляция сигнала антенны и опорного шумового сигнала, когда на равные интервалы времени (полупериоды) к входу приемника подключаются антенна и опорный источник шума. Разница заключается в том, что опорный источник шума является регулируемым и по цепи обратной связи настраивается равным сигналу антенны. Тогда линейность характеристики сигнал антенны - выходной сигнал радиометрического приемника определяется не самим измерительным трактом, а линейностью изменения выходной мощности опорного источника шума при изменении сигнала, поступающего на его управляющий вход по цепи обратной связи. Это приводит к усложнению системы, появлению ошибок при регулировании, возникновению инерционности отработки изменений сигнала антенны, выдвигает повышенные требования к линейности характеристики регулирования опорного элемента.

В [2] приведено описание модификации нулевого метода, применение которой в радиометрических приемниках позволяет повысить быстродействие без заметного снижения флуктуационной чувствительности. Модификация заключается в применении двух видов синхронно выполняемых импульсных модуляций, амплитудной и широтной.

3. Микроволновый радиометрический приемник

На рис. 1 приведена структурная схема радиометрического приемника 3-х мм диапазона длин волн, используемого в составе системы радиовидения, в котором применен модифицированный нулевой метод измерений, что позволило уменьшить время накопления сигнала с

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сохранением заданной чувствительности и стабильности, и, в конечном итоге, повысило быстродействие системы при построении радиотепловых портретов быстроменяющихся сцен.

На входе приемника установлен направленный ответвитель *DC*, в который поступает модулированный по широтно-импульсному закону в ключе K_2 опорный сигнал генератора шума *NG*. Уровень этого сигнала регулируется аттенюатором *Att* в процессе калибровки приемника в составе радиометрической системы. Амплитудно-импульная модуляция выполняется с использованием ключа K_1.

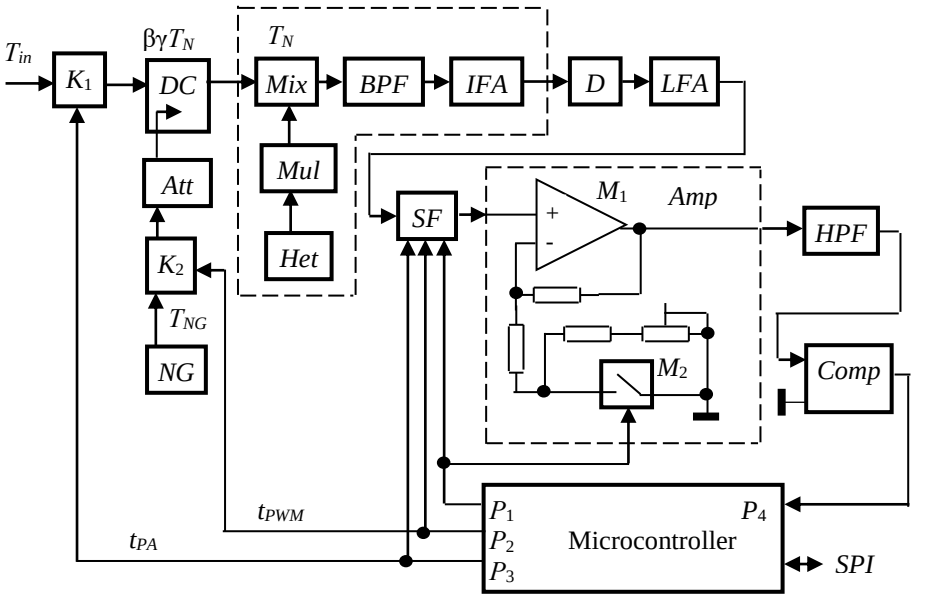


Рис. 1. Структурная схема радиометрического приемника. $K_{1,2}$ - высокочастотные ключи, *DC* – направленный ответвитель, *Att* – аттенюатор, *NG* – генератор шума, *Mix* – смеситель, *Mul* - умножитель, *Het* – гетеродин, *BPF* – полосовой фильтр, *IFA* – усилитель промежуточной частоты, *D* – квадратичный детектор, *LFA* – усилитель низких частот, *SF* – синхронный фильтр, *Amp* – усилитель, *HPF* – фильтр высоких частот, *Comp* – компаратор.

Fig. 1. Block diagram of the radiometric receiver. $K_{1,2}$ - keys, *DC* – directional coupler, *Att* – attenuator, *NG* – noise generator, *Mix* – mixer, *Mul* - multiplier, *Het* – heterodyne, *BPF* – band pass filter, *IFA* – intermediate frequency amplifier, *D* – square law detector, *LFA* – low pass amplifier, *SF* – synchronous filter, *Amp* – amplifier, *HPF* – high pass filter, *Comp* – comparator.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Высокочастотный тракт приемника выполнен по супергетеродинной схеме и содержит установленный на входе смеситель *Mix* с гетеродинной секцией. Секция включает генератор *Het* на частоту 45,5 ГГц и умножитель *Mul* частоты на два. Таким образом, на смеситель поступает монохроматический гармонический сигнал с частотой 91 ГГц. Выходной сигнал смесителя через полосовой фильтр *BPF* с частотами среза 2 и 4 ГГц поступает на два каскадно соединенных усилителя промежуточных частот *IFA* с общим коэффициентом усиления по мощности 61 дБ. Таким образом, диапазон рабочих частот радиометрического приемника составляет 93 – 95 ГГц. На выходе оконечного усилителя промежуточной частоты установлен квадратичный детектор *D*, выходной сигнал которого пропорционален квадрату напряжения на входе, следовательно, мощности сигнала. Квадратичный детектор, основным элементом которого является диод Шоттки, построен по схеме "диод – преобразователь ток напряжение". Его чувствительность близка к 10 мкВт входного сигнала на 1 В выходного. В состав последетекторной части входит предварительный усилитель *LFA*, синхронный фильтр низких частот *SF* и неинвертирующий усилитель *Amp* с дискретным изменением коэффициента усиления. Далее следуют традиционные узлы, необходимые для выполнения в приемнике модификации нулевого приема: фильтр высоких частот *HPF*, исключающий в сигналах постоянную составляющую, и аналоговый компаратор *Comp*, функционирующий в режиме нуль-органа.

3. Принцип работы

Принцип работы радиометрического приемника заключается в следующем. Импульсные сигналы для амплитудной модуляции, поступающие с выхода микроконтроллера на управляющий вход K_1, представляют собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов длительностью t_{PAM} и скважностью следования 2. Широтно-импульсной модуляции в приемнике подвергается сигнал генератора шума в канале подшумливания в ходе замыкания – размыкания ключа K_2 по импульсному сигналу длительностью t_{PWM}. Таким образом, в зависимости от комбинации управляющих ключами сигналов на входе высокочастотного тракта имеют место три уровня шумовых сигналов

- при одновременном действии импульсов t_{PAM} и t_{PWM} сигнал A, равный $\beta\gamma T_{NG} + T_N'$,
- при действии только импульса t_{PAM} сигнал B, равный T_N',
- при отсутствии обоих импульсов сигнал C, равный $T_{in} + T_N$,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где T_{in} – шумовая температура на входе, T_{NG} – эффективная температура шумов генератора, T_N – эффективная температура собственных шумов усилительного тракта, β – коэффициент переходного ослабления направленного ответвителя, γ – коэффициент передачи аттенюатора. Особому рассмотрению подлежит сигнал T_N'. Это сигнал имеет место на входе смесителя при выключенном ключе K_1 и состоит из суммы трех сигналов T_N, T_NR и $T_{N,\,in}$. Первый из них характеризует собственные шумы усилительного канала с эффективной температурой T_N. Второй – этот же сигнал, но отраженный от разомкнутого ключа с коэффициентом отражения по мощности R. Третий сигнал $T_{N,\,in}$ возникает в результате интерференции собственных шумов и этих же шумов, отраженных от ключа. Для исключения интерференционных наложений длина s волноведущих структур между выходом ключа и входом смесителя выбирается из условия $s \geq C_0/2\sqrt{\varepsilon}df$, где C_0 – скорость света в вакууме, df – полоса принимаемых радиометрическим приемником частот, ε – диэлектрическая проницаемость. В процессе калибровки регулируется коэффициент передачи усилителя *Amp* регулировкой коэффициента деления делителя α при разомкнутом ключе M_2 (рис. 1) до выполнения равенства

$$\alpha T_N' = T_N. \qquad (1)$$

Как было отмечено выше, в основе принципа функционирования радиометрического приемника используется модификация метода нулевых измерений. Согласно данной модификации, при установленном нулевом балансе в измерительном тракте сигнал антенны определяется через длительность импульсного сигнала, управляющего широтной модуляцией, по следующей формуле [3]

$$t_{PWM} = (C - B)t_{PAM} / (A - B), \qquad (2)$$

где A, B, C – значения рассмотренных выше сигнальных уровней. После подстановки этих сигналов в (2) и с учетом (1) получим

$$t_{PWM} = T_{in}\, t_{PAM} / \beta\gamma T_{NG}\,, \qquad (3)$$

Из последней формулы (3) следует, что через длительность управляющего широтно-импульсной модуляцией сигнала косвенным образом определяется сигнал антенны и для работы приемника используется только один опорный сигнал. Это значительно упрощает входной высокочастотный тракт. Он становится подобным входному тракту классического модуляционного радиометра, где в основе функционирования используется метод дифференциальных измерений. Модуляционный радиометр благодаря простой конструкции входного узла часто используется при построении различного назначения систем, так как

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

в нем сведено к нулю влияние постоянной составляющей собственных шумов на интервале измерения. Но другой дестабилизирующий фактор, дрейф и флуктуации коэффициента усиления, в значительной степени влияют на точность измерений, так как от этого параметра в модуляционном радиометре зависит крутизна передаточной характеристики. В рассмотренном радиометрическом приемнике реализован нулевой метод, влияние описанного дестабилизирующего фактора сведено к нулю, и крутизну характеристики преобразования определяет собранный на прецизионных резисторах делитель напряжения.

4. Заключение

В ходе экспериментальных исследований была достигнута работа радиометрического приемника в квазиреальном масштабе времени. При времени накопления сигнала 100 мс флуктуационная чувствительность составила 0,5 К при полосе приема 2 ГГц.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 15-07-04971 при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г.). Авторы выражают признательность профессору Н. Д. Малютину (Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Harvey A.R., Appleby R. Passive mm-wave imaging from UAVs using aperture synthesis // Aeronautical Journal. 2003. V. 107, Is. 1068, pp. 87-98.

[2] Филатов А.В. Микроволновые радиометрические системы нулевого метода измерений. Томск: ТУСУР, 2007. 273 с.

[3] Филатов А.В. Быстродействующий микроволновый радиометр с высокой абсолютной точностью измерений // Измерительная техника. 2014. №5. С. 45-48.

References

[1] Harvey A.R., Appleby R. [Passive mm-wave imaging from UAVs using aperture synthesis]. *Aeronautical Journal*, 2003, vol. 107, no. 1068, pp. 87-98.

[2] Filatov A.V. *Microwave radiometric zero measurement method system*. Tomsk, TUSUR, 2007. 273 p. (In Russian).

[3] Filatov A.V. [A High-Speed Microwave Radiometer with High Absolute Measurement Accuracy]. *Measurement Techniques*, 2014, vol. 57, no. 5, pp. 543-548 (DOI 10.1007/s11018-014-0494-0).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 15-07-04971. The work was financially supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation under the federal target program, Agreement No. 14.577.21.0188. The authors are grateful to professor N.D. Malutin (Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics) for attention to the work and a number of useful tips.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The influence of the electrical boundary conditions near the free side of the piezoelectric resonator with lateral electric field on its characteristics

Boris D. Zaitsev[1], Alexander A. Shikhabudinov[1], Andrey A. Teplykh[1], Irina A. Borodina[1]
[1]*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS*
Saratov, 410019, Russian Federation
zai-boris@yandex.ru

Abstract: *The influence of gap between conducting/dielectric plate and resonator with lateral electric field from lithium niobate on its parameters was studied experimentally. For suppression of parasitic oscillations the damping layer was deposited. It has been shown that the frequency of the parallel resonance increases with increase in the gap width and at its value of 2 mm achieves the saturation. At that the total change in the resonant frequency for conducting plate and plate of corundum was equal to 1.3 and 0.3%. The frequency of the series resonance did not depend on the gap width and was determined by temperature. The results show the possibility of the development of the displacement meter which may be used for continuous monitoring of the deformation and crack opening of various constructions, elements of bridges and buildings.*

Keywords: *piezoelectric resonator with lateral electric field, series and parallel resonances, dielectric and conducting plates, meter of displacements*.

Влияние электрических граничных условий вблизи свободной стороны пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем на его характеристики

[1]Зайцев Б.Д., [1]Шихабудинов А.М., [1]Теплых А.А., [1]Бородина И.А.

[1] *Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал*
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
zai-boris@yandex.ru

Аннотация: *Экспериментально изучалось влияние зазора между проводящей/диэлектрической пластиной и резонатором с поперечным электрическим*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

полем из ниобата лития на его параметры. Для подавления паразитных колебаний наносилось поглощающее покрытие. Оказалось, что частота параллельного резонанса увеличивается с увеличением зазора и при его величине 2 мм достигает насыщения. Полное изменение резонансной частоты для проводящей пластины и пластины из поликора составило 1.3 и 0.3%. Частота последовательного резонанса не зависела от ширины зазора и определялась температурой. Показана возможность создания измерителей перемещений для контроля деформаций и раскрытия трещин различных конструкций, элементов мостов и зданий.

Ключевые слова: пьезоэлектрический резонатор с поперечным электрическим полем, последовательный и параллельный резонансы, диэлектрическая и проводящая пластины, измерители перемещений.

1. Введение

В последние годы в связи с разработкой и модернизацией различных акустоэлектрических датчиков, исследователи стали обращать особое внимание на пьезоэлектрические резонаторы с поперечным электрическим полем. Было показано, что такие резонаторы обладают рядом достоинств по сравнению с традиционными резонаторами с продольным электрическим полем, поскольку электроды находятся на одной стороне пластины, а акустическая волна распространяется в пространстве между электродами [1-4].

Основная трудность при конструировании резонаторов с поперечным электрическим полем, это подавление нежелательных колебаний с целью обеспечения достаточно высокой добротности для выделенной резонансной частоты. Это связано с тем, что при подаче переменного электрического напряжения на электроды в пьезоэлектрике возникает неоднородное электрическое поле. Очевидно, что в пространстве между электродами наибольшее значение имеет компонента поля, параллельная поверхности пластины, а нормальная к поверхности компонента максимальна под электродами. Указанные компоненты поля возбуждают целый набор акустических волн, имеющих разную поляризацию, в соответствие с набором пьезоэлектрических постоянных. Основная мода, на которую рассчитан резонатор, это волна, распространяющаяся в пространстве между электродами перпендикулярно поверхности и возбуждаемая поперечным электрическим полем. Для подавления других нежелательных колебаний существует несколько традиционных путей, к которым относятся экспериментальный выбор оптимальной формы электродов, строгая их ориентация относительно кристаллографических осей и краев кристалла [1,2]. В настоящей работе использовался новый способ подавления нежелатель-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ных колебаний в резонаторе с поперечным полем путем частичного покрытия электродов демпфирующим слоем [3,4].

2. Конструкция резонатора

Используемый в работе резонатор, представленный на рис.1, был создан на основе пластины ниобата лития X - среза (1) толщиной ~0.5 мм [3,4]. На одной стороне пластины наносились два алюминиевых тонкопленочных электрода прямоугольной формы (2) с размерами 5×10 мм^2. Электроды ориентировались таким образом, чтобы поперечное поле было сориентировано вдоль кристаллографической оси Y.

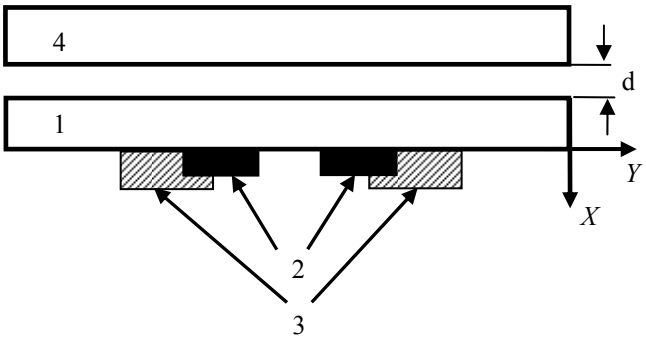


Рис. 1. Резонатор с поперечным электрическим полем (вид сбоку): 1- пластина из ниобата лития, 2- электроды, 3-поглощающее покрытие, 4-проводящая/диэлектрическая пластина.

Fig. 1. Resonator with lateral electric field (side view): 1-plate of lithium niobate, 2-electrodes, 3-absorbing layer, 4-conducting/dielectric plate.

Эта компонента поля возбуждала продольную акустическую волну, переотражающуюся между сторонами пластины. Ширина зазора между электродами была выбрана равной 3 мм. Электроды толщиной ~2000A напылялись в вакууме через специальную маску путем термического испарения алюминия. Пространство вокруг электродов и часть электродов покрывалось тонким слоем демпфирующего лака (3). Ширина области покрытия, которая обеспечивала качественные параллельный и последовательный резонансы, была определена экспериментально [4]. На рис. 2 приведены частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса используемого резонатора в отсутствии пластины 4. Максимум величины R определяет частоту параллельного резонанса. На рис. 3 показаны частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

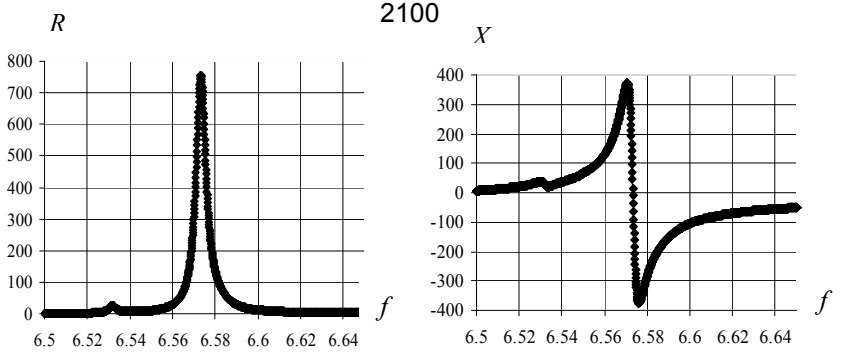


Рис. 2. Частотные зависимости реальной (R) и мнимой (X) частей электрического импеданса резонатора. Величины R и X выражены в кОм, частота f – в МГц.

Fig. 2. The frequency dependencies of the real (R) and imaginary (X) parts of the electrical impedance. The values R and X are expressed in kOhm, the frequency f – in MHz.

адмиттанса. Максимум величины реальной части электрического адмиттанса определяет частоту последовательного резонанса.

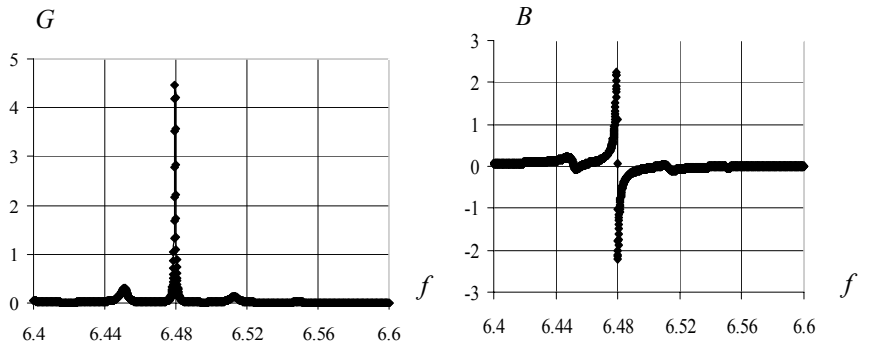


Рис. 3. Частотные зависимости реальной (G) и мнимой (B) частей электрического адмиттанса резонатора. Величины G и B выражены в мС, частота f – в МГц.

Fig. 3. The frequency dependencies of the real (G) and imaginary (B) parts of the electrical admittance. The values G and B are expressed in mS, the frequency f – in MHz.

4. Влияние проводящей и диэлектрической пластины на резонансные характеристики резонатора

Был проведен расчет распределения компонент механического смещения внутри пластины и распределения электрического потенциала в

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

пластине и прилегающем вакууме методом конечных элементов [5]. Было установлено, что электрическое поле рассматриваемого резонатора проникает за пределы пьезоэлектрической пластины В связи с этим были проведены эксперименты по изучению влияния зазора между свободной стороной резонатора и электрически проводящей или диэлектрической пластиной на частоты параллельного и последовательного резонансов. На рис.1 показано взаимное расположение указанной пластины и резонатора. Пластина могла перемещаться в вертикальном направлении с помощью специального прецизионного механизма. Точность обеспечения зазора составляла 10 мкм. На следующем рис. 4 приведены зависимости частот

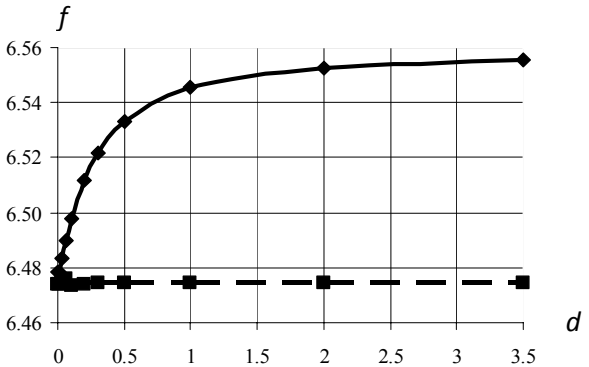


Рис. 4. Зависимости частот параллельного (сплошная линия) и последовательного (пунктир) резонансов (в МГц) от величины зазора d (в мм) между проводящей пластиной и резонатором.

Fig. 4. The dependencies of the frequencies of parallel (solid line) and series (dotted line) resonances (in MHz) on the width of gap d (in mm) between conducting plate and resonator.

параллельного и последовательного резонансов от ширины зазора между свободной стороной резонатора и проводящей пластиной. Видно, что частота параллельного резонанса увеличивается с ростом ширины зазора и, начиная с его значения 2 мм, достигает насыщения. Изменение составило 1.3%. Частота последовательного резонанса от зазора не зависит, зато она зависит от температуры с коэффициентом ~430 кГц/^{0}С. Таким образом, измерив частоту последовательного резонанса, можно определить температуру и по измеренной частоте параллельного резонанса и градуировочной кривой можно определить ширину зазора. При этом градуировочная кривая, очевидно, будет зависеть от температуры. На следующем рис. 5 приведены аналогичные зависимости, когда вместо проводящей пластины

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

используется пластина из поликора (ε ≈ 10). Видно, что в этом случае диапазон измеряемых зазоров остался таким же 0 – 2 мм, но диапазон изменения частоты уменьшился до 0.3%. При этом частота последовательного резонанса также не зависит от зазора, но зависит от температуры.

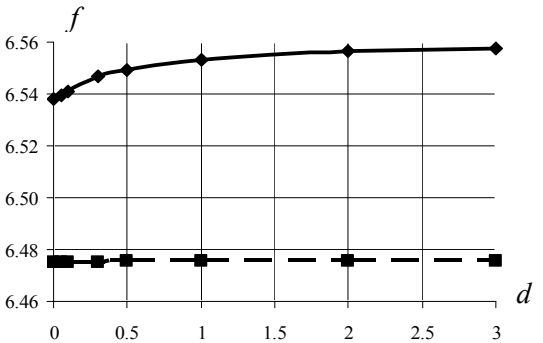


Рис. 5. Зависимости частот параллельного (сплошная линия) и последовательного (пунктир) резонансов (в МГц) от величины зазора d (в мм) между пластиной из поликора и резонатором.

Fig. 5. The dependencies of the frequencies of parallel (solid line) and series (dotted line) resonances (in MHz) on the width of gap d (in mm) between plate of corundum and resonator.

5. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали, что на основе пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем возможно создание измерителей перемещений с температурной компенсацией, которые могут быть использованы для непрерывного контроля деформаций и раскрытия трещин различных конструкций, элементов мостов и зданий, а также для измерения небольших перемещений двух объектов относительно друг друга.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-07-00821.

Список литературы

[1] Hu Y., French L. A., Radecsky Jr., K., Pereira da Cunha M., Millard P., and Vetelino J.F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor.// IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Contr. 2004. V. 51. No. 11. P. 1373-1379.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] McCann D. F., McCann J.M., Parks J.M., Frankel D.J., Pereira da Cunha M., and Vetelino J.F. A lateral-field-excited $LiTaO_3$ high frequency bulk acoustic wave sensor// IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Contr. 2009. V. 56. No. 4. P. 779-787.

[3] Зайцев Б.Д., Кузнецова И.Е. Шихабудинов А.М. Васильев А.А. Новый способ подавления паразитных мод в пьезоэлектрическом резонаторе с поперечным электрическим полем// Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. В. 1. С 27-34.

[4] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., and Borodina I.A. The Study of Piezoelectric Lateral - Electric - Field - Excited Resonator// IEEE Trans. on Ultrason. Ferroelectr., and Freq. Contr. vol. 2014. V. 61. No. 1. P. 166-172.

[5] Teplykh A., Zaitsev B., Kuznetsova I. Numerical Model of Piezoelectric Lateral Electric Field Excited Resonator // Sensors & Transducers. 2015. V. 184. No 1. P. 60-65.

References

[1] Hu Y., French L. A., Radecsky Jr., K., Pereira da Cunha M., Millard P., and Vetelino J.F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor. *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Contr*. 2004, vol. 51, no. 11, pp. 1373 – 1379.

[2] McCann D. F., McCann J.M., Parks J.M., Frankel D.J., Pereira da Cunha M., and Vetelino J.F. A lateral-field-excited $LiTaO_3$ high frequency bulk acoustic wave sensor. *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Contr*. 2009, vol. 56, no. 4, pp. 779 - 787.

[3] Zaitsev B. D., Kuznetsova I. E., Shikhabudinov A. M., and Vasiliev A. A. New method of parasitic mode suppression in lateral-field-excited piezoelectric resonator. *Tech. Phys. Lett.*, 2011, vol. 37, no. 6, pp. 473 – 476.

[4] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., and Borodina I.A. The Study of Piezoelectric Lateral - Electric - Field - Excited Resonator. *IEEE Trans. on Ultrason. Ferroelectr., and Freq. Contr.*, 2014, vol. 61, no. 1, pp. 166 - 172.

[5] Teplykh A., Zaitsev B., Kuznetsova I. Numerical Model of Piezoelectric Lateral Electric Field Excited Resonator. *Sensors & Transducers,* 2015, vol. 184, no 1, pp. 60 - 65.

Acknowledgements

The paper was supported by grant from the Russian Foundation for Basic Research № 16-07-00821.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Detection of high-energy substances with using THz nonstationary spectroscopy methods

Vladimir L. Vaks[1,2], Vladimir A. Anfertev[1,2], Elena G. Domracheva[1,2]
Sergey I. Pripolzin[1], Mariya B. Chernyaeva[1,2], Anton A. Yablokov[2],
Iliya A. Lukyanenko[3], Yurij V. Sheikov[3]
[1] *IPM RAS*
Nizhny Novgorod, 603087, Russian Federation
masha@ipmras.ru
[2]*Lobachevsky State University*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
[3]*Russian Federal Nuclear Center, I*
Sarov, 607188, Russian Federation

Abstract: *The results of application of developed subterahertz (subTHz) and terahertz (THz) spectrometers based on nonstationary effects for detection of high-energy substances (HE) and products of their thermal decomposition are presented. The compositions of HE vapors (RDX, PETN) and substances included in explosive assemblies (aluminium powder) as well as products of their thermal decomposition were investigated with using the THz high resolution nonstationary spectroscopy methods. The series of spectral lines of substances which can use as markers for identifying HE were determined in measured absorption spectra.*

Keywords: *high-energy substances, terahertz frequency range, high-resolution nonstationary spectroscopy, substances-markers.*

Обнаружение высокоэнергетических веществ методами ТГц нестационарной спектроскопии

[1,2]Вакс В.Л., [1,2]Анфертьев В.А., [1,2]Домрачева Е.Г.,
[1]Приползин С.И., [1,2]Черняева М.Б., [2]Яблоков А.А.,
[3]Лукьяненко И.А., [3]Шейков Ю.В.
[1]*ИФМ РАН*
г.Нижний Новгород, 603087, Российская Федерация
masha@ipmras.ru
[2]*ННГУ им.Н.И.Лобачевского,*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
[3]*ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», ИФВ*
г.Саров, 607188, Российская Федерация

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Аннотация: *Представлены результаты применения разработанных спектрометров субтерагерцевого и терагерцевого частотного диапазонов (субТГц и ТГц) на нестационарных эффектах для детектирования высокоэнергетических веществ (ВэВ) и продуктов их термического разложения. Методами ТГц нестационарной спектроскопии высокого разрешения исследованы составы паров ВэВ (гексоген, ТЭН) и веществ, входящих в состав взрывных устройств (алюминиевая пудра), и продуктов их термораспада. В полученных спектрах поглощения выявлен ряд спектральных линий, принадлежащих веществам, которые могут служить маркерами для идентификации ВэВ.*

Ключевые слова: высокоэнергетические вещества, терагерцевый частотный диапазон, нестационарная спектроскопия высокого разрешения, вещества-маркеры .

1. Введение

В настоящее время во всем мире ведутся разработки по созданию приборов и методов, работающих в субтерагерцевом и терагерцевом частотных диапазонах (субТГц и ТГц) для детектирования высокоэнергетических веществ (ВэВ) и продуктов их термического разложения. Связано это, прежде всего, с тем, что в этом диапазоне лежат наиболее сильные линии поглощения многих веществ (например, вода, аммиак, альдегиды, неорганические и органические кислоты). В ТГц диапазоне находятся частоты колебаний больших групп атомов, образующих молекулу и колебания водородных связей многих органических молекул. Они являются чувствительными к геометрической форме молекулы, ее окружению и играют важную роль в химических реакциях. Эти факторы позволяют применять ТГц спектрометры для многих спектроскопических исследований, в том числе детектирования молекул ВэВ. С позиции аналитической спектроскопии пары ВэВ и продукты разложения представляют собой многокомпонентную газовую смесь, большинство компонент которой имеют интенсивные линии поглощения в субТГц и ТГц частотных диапазонах и могут быть однозначно идентифицированы. Для проведения таких исследований необходимо использовать методы спектроскопии высокого и сверхвысокого разрешения, обладающие чувствительностью, близкой к теоретическому пределу. Нестационарная спектроскопия субТГц и ТГц диапазонов, обладающая чувствительностью на уровне 0,2 ppb [1], селективностью, возможностью измерения концентраций исследуемых веществ и просто-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

той использования, может дать уникальный метод для анализа многокомпонентных газовых смесей.

В данной работе представлены результаты применения метода спектроскопии высокого разрешения на основе нестационарных эффектов для анализа состава паров ВэВ, веществ, входящих в состав взрывных устройств и продуктов их терморазпада.

2. Методы ТГц спектроскопии на нестационарных эффектах

Спектрометры работают на эффекте переходного поглощения, которое появляется, когда излучение входит в резонанс с двухуровневой системой за время более короткое по сравнению с временами релаксационных процессов, и переходного излучения, когда излучение выходит из резонанса за время более короткое по сравнению с временами релаксации. Вводя переход в резонанс или выводя из резонанса, получаем чередование процессов возникновения и распада макроскопической поляризации. Детектируется и анализируется сигнал свободно затухающей поляризации, который содержит информацию о времени релаксации и концентрации молекул. Другим эффектом, используемым в переходных экспериментах, является эффект быстрого прохождения, когда частота свипируется через молекулярный резонанс за время, более короткое, чем времена релаксационных процессов. Нестационарный спектрометр может быть реализован в режиме фазовой манипуляции [2]. Периодическое переключение фазы (со сдвигом π) (или частоты) излучения, взаимодействующего в резонансе с газом, приводит к процессам переходного излучения и поглощения, т.е. периодического наведения и распада макроскопической поляризации [3]. Результирующий переходный сигнал записывается, и производится его накопление в приемной части спектрометра. Величина и форма этих сигналов используется для вычисления концентрации газа. Другим подходом является режим быстрого свипирования [4]. В микроволновом диапазоне в экспериментах быстрого прохождения для создания быстрых чирпирующих микроволновых импульсов (с линейным свипированием по частоте и высокой воспроизводимостью), поляризующих молекулярный газ, используется генератор сигналов произвольной формы (AWG).

3. Экспериментальные результаты

Вероятность обнаружить определенный вид ВэВ зависит от сочетания ряда факторов: тип вещества, упаковки, температура объекта и окружающей среды, время, в течение которого ВэВ находится при данных ус-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ловиях, наличие воздушных потоков, наличие мешающих веществ (помех), чувствительность и селективность используемой аппаратуры. Детектирование ВэВ с использованием спектроскопических методов является одним из перспективных путей развития систем безопасности. Естественный распад ВэВ может сопровождаться выделением таких веществ, как N_2O, NO, NO_2, CO, CO_2, NH_3 и др. Факт регистрации повышения концентрации этих компонент по сравнению с естественным фоном может рассматриваться как наличие ВэВ.

С использованием методов ТГц спектроскопии высокого разрешения проведены широкодиапазонные исследования образцов циклотриметилентринитрамина (гексогена) и пентаэритриттетранитрата (ТЭНа) с целью исследования компонентного состава паров ВэВ, а также алюминиевой пудры при комнатной температуре и в ходе нагрева.. Идентификация линий поглощения проводилась с использованием электронных баз данных молекулярных спектров [5,6].

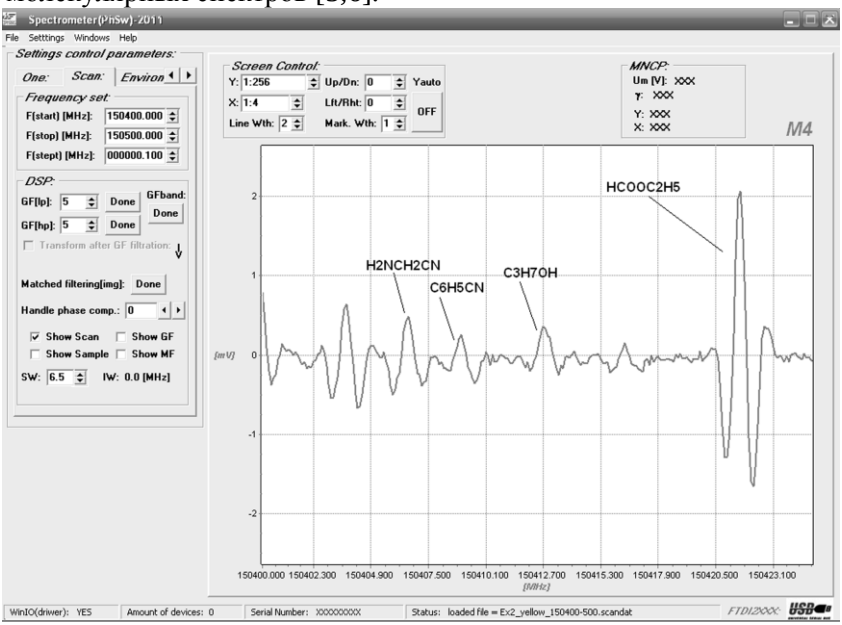


Рис. 1. Скриншот участка спектра поглощения (150400÷150423.1 МГц) ТЭНа

Fig. 1. The screenshot of record of the absorption spectrum (150400÷150423.1 MHz) of PETN.

Небольшое количество вещества помещалось в стеклянную колбу, которая подсоединялась к измерительной ячейке. После откачки объема

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

до рабочего давления прописывались спектры поглощения без нагрева. Затем осуществлялся изотермический нагрев исследуемой смеси при температуре 100 - 110°C, детектировались продукты, поступающие в измерительную ячейку.

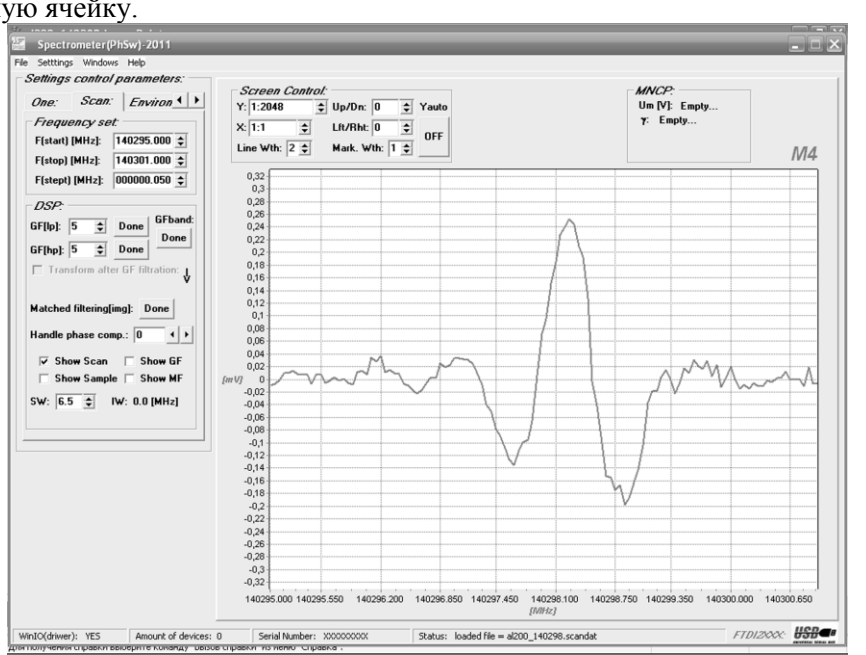


Рис. 2. Запись линии поглощения CH_3CHO с центральной частотой линии 140298,2664 МГц в образце алюминиевой пудры.

Fig. 2. The record of the absorption line of CH_3CHO with central frequency of line at 140298.2664 MHz in aluminium powder sample.

В спектрах поглощения образцов гексогена и ТЭНа при комнатной температуре идентифицированы линии поглощения $CH3OCH3$, $C_2H_5OC_2H_5$, CH_3CHO, цианистый бутил, $C_2H_5CH_2CN$, $NH_2CH_2CH_2CN$, CH_3NH_2, но при комнатной температуре не наблюдаются линии CO и H_2CO. Запись участка спектра поглощения (150400÷150423.1 MHz) ТЭНа представлены на рис.1. После нагрева (до 100 - 110°C) летят те же вещества в повышенной концентрации. После полного термического разложения образца и промежуточных продуктов появляются линии поглощения CO и H_2CO.

Образцы алюминиевой пудры практически не испускают паров при комнатной температуре. При нагреве (до 100 - 110°C) в спектре поглоще-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ния всех образцов алюминиевой пудры появляются линии поглощения CO, H_2CO, CH_3CHO. Также при нагреве в спектрах поглощения некоторых исследуемых образцов алюминиевой пудры появляются линии поглощения $CH_2(OH)CHO$, C_2H_5CHO, акролеина, CH_3COCH_3, CH_3OCH_3, $C_2H_5OC_2H_5$, $C_2H_5CH_2CN$, CH_3CH_2CN. Пример записи линии поглощения CH_3CHO на частоте 140298,2664 МГц в образце алюминиевой пудры представлен на рис.2.

Возможные газы маркеры ряда высокоэнергетических веществ, полученные в ходе данного, а также предыдущих исследований, представлены в таблице 1.

Табл. 1. Возможные газы-маркеры ВэВ
Table 1. Possible gas-markers of high-energy substance

Вещество Substance	Газы, обнаруженные в ВэВ Gases detected in HeS
2,4,6-тринитрометилбензол (тротил) 2,4,6- Trinitrotoluene (TNT)	NO, N_2O, NO_3, NH_3, CH_3COCH_3, CO, CH, CH_2
Циклотриметилентринитрамин (гексоген) Cyclotrimethylenetrinitramine (RDX)	NO, N_2O, CH, CH_2, CH_3COCH_3
1,2,3-тринитроксипропан (нитроглицерин) 1,2,3-trinitroxypropane (Nitroglycerin)	NO, NH_3, CH, CH_2
Циклотетраметилентетранитрамин (Октоген) Cyclotetramethylenetrinitramine (HMX)	NO, H_2CO, $CH_2(OH)CHO$, CH_2CHCHO
Пентаэритриттетранитрат (ТЭН) Pentaerythritol tetranitrate (PETN)	CO, H_2CO, нитрилы, диэтиловый эфир, этилформиат CO, H_2CO, nitriles, diethyl ether, ethyl formate
Алюминиевая пудра Aluminium powder	CO, альдегиды, диметиловый эфир, диэтиловый эфир, нитрилы CO, aldehydes dimethyl ether, diethyl ether, nitriles

4. Заключение

Представлены методы спектроскопии высокого разрешения ТГц диапазона и направления развития, Проведены исследования взрывчатых веществ с использованием ТГц спектроскопии высокого разрешения. Представлены результаты определения газов-маркеров алюминиевой пудры, гексогена, ТЭНа. Показаны перспективы развития метода обнаружения взрывчатых веществ для систем безопасности на основе ТГц спектроскопии.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных при частичной поддержке РФФИ (гранты 15-42-02330 р_поволжье, 16-52-76011 ЭРА_а), Минобрнауки РФ (грант № 14.607.21.0100), Российского научного фонда (проект №15-12-10035).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Vaks V. L., High-Precise Spectrometry of the Terahertz Frequency Range: The Methods, Approaches and Applications. Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, 2012, V. 33, No 1, pp. 43-53.

[2] Vaks V.L., Brailovsky A.B., Khodos V.V. Millimeter Range Spectrometer with Phase Switching – Novel Method for Reaching of the Top Sensitivity. *Infrared & Millimeter Waves*. 1999, V. 20, No 5, pp. 883-896.

[3] Вакс В. Л., Домрачева Е. Г., Никифоров С. Д., Собакинская Е. А. , Черняева М.Б. Применение микроволновой нестационарной спектроскопии для неинвазивной медицинской диагностики.// Известия Вузов. Радиофизика, 2008, т.51, №6, с.490-498

[4] Khodos V.V.,.Ryndyk D.A, Vaks V.L.. Fast passage microwave molecular spectroscopy with frequency sweeping. // Eur.Phys.J.Appl.Phys. 2004. V. 25. P. 203-208

[5] Pickett HM, Cohen EA, Drouin BJ, Pearson JC et al. Submillimeter, Millimeter, and Microwave Spectral Line Catalog. JPL Molecular Spectroscopy. California Institute of Technology. http://spec.jpl.nasa.gov/ftp/pub/catalog/catform.html

[6] Müller H. S.P., Schlöder F., Stutzki J., Winnewisser G.. The Cologne Database for Molecular Spectroscopy, CDMS: a useful tool for astronomers and spectroscopists //Journal of Molecular Structure, 2005, V. 742, No 1–3, pp. 215–227, http://www.astro.uni-koeln.de/cgi-bin/cdmssearch

References

[1] Vaks V. L., High-Precise Spectrometry of the Terahertz Frequency Range: The Methods, Approaches and Applications. Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, 2012, V. 33, No 1, pp. 43-53.

[2] Vaks V.L., Brailovsky A.B., Khodos V.V. Millimeter Range Spectrometer with Phase Switching – Novel Method for Reaching of the Top Sensitivity. *Infrared & Millimeter Waves*. 1999, V. 20, No 5, pp. 883-896.

[3] Vaks V.L. Domracheva E.G., Nikiforov S.D, Sobakinskaya E.A., Chernyaeva M.B. Application of microwave nonstationary spectroscopy for noninvasive medical diagnostics. //Radiophys Quantum El. 2008, V.51, No 6, pp.493–498.

[4] Khodos V.V., Ryndyk D.A., Vaks V.L.. Fast passage microwave molecular spectroscopy with frequency sweeping. // Eur.Phys.J.Appl.Phys. 2004. V. 25. P. 203-208

[5] Pickett HM, Cohen EA, Drouin BJ, Pearson JC et al. Submillimeter, Millimeter, and Microwave Spectral Line Catalog. JPL Molecular Spectroscopy. California Institute of Technology. http://spec.jpl.nasa.gov/ftp/pub/catalog/catform.html

[6] Müller H.S.P., Schlöder F., Stutzki J., Winnewisser G.. The Cologne Database for Molecular Spectroscopy, CDMS: a useful tool for astronomers and spectroscopists //Journal of Molecular Structure, 2005, V. 742, No 1–3, pp. 215–227, http://www.astro.uni-koeln.de/cgi-bin/cdmssearch

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which were carried out at partial support of the Russian Foundation for Basic Research (grant N 15-42-02330 r_povoljie, N 16-52-76011 ERA_a), the Ministry of Education and Science of Russian Federation (grant N 14.607.21.0100), Russian Science Foundation (project N 15-12-10035).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

About building of dynamic three-dimensional radiovision systems

Vadim A. Dobryak, Aleksey A. Kalmykov, Andrey A. Kalmykov, Anton S. Kurilenko
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
dobryak1958@mail.ru

Abstract: *This article examines the possibility of creating the device (system) for 3-D radio visualization of moving objects. The proposed device consists of the following units: the ultra-broadband switched antenna array (MIMO); single-channel transceiver with inner coherency, generating probing signal with linear frequency modulation. The average frequency and frequency deviation of probing signal are equal to 3 GHz and 2.3 GHz, respectively. The radiated power is 200 mW. The resolution of device is 4.5 cm in horizontal and vertical dimensions and 7.5 cm in depth. Also, this research has analyzed the computational complexity of the algorithm of synthesis of 3-D images considering the abilities of multithreaded computers. The synthesis rate of 10 frames (having 150x150x150 voxels each) per second is reached using the GPU.*

Keywords: *synthetic aperture radar, MIMO, 3-D imaging, moving object.*

К построению динамических систем трехмерного радиовидения

Добряк В. А., Калмыков Ал. А., Калмыков Ан. А., Куриленко А. С.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
dobryak1958@mail.ru

Аннотация: *В докладе рассматривается возможность создания прибора 3-D радиовидения подвижных объектов. Прибор включает в себя сверхширокополосную комбинаторно коммутируемую антенную матрицу MIMO, одноканальный внутренне когерентный приемопередатчик с ЛЧМ зондирующего сигнала. Средняя частота зондирующего сигнала 3 ГГц, девиация 2,3 ГГц, мощность 200 мВт. Разрешающая способность прибора по поперечным координатам 4,5 см, по дальности 7,5 см. Проанализирована вычислительная сложность алгоритма синтеза 3-D изображений с учётом возможности выполнения на многопоточных вычис-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

лителях. Достигнуто выполнение синтеза с частотой 10 объемов размером 150x150x150 вокселей в секунду с использованием GPU.

Ключевые слова: радар с синтезированной апертурой, MIMO, 3-D изображения, подвижный объект.

1. Введение

На протяжении последних лет достигнут серьезный успех в создании приборов радиовидения [1]. В этих приборах получили развитие основы, заложенные в 70-80 годах прошлого века при разработке сверхширокополосных радиолокаторов с синтезированной апертурой. Современные вычислительные мощности и СВЧ-компоненты обеспечили этот успех. Качество трехмерных радиочастотных изображений приближается к фундаментальным пределам, определяемым шириной спектра зондирующего сигнала и отношением размеров синтезированной апертуры к длине волны [2, 3]. Желание использовать такие приборы для подповерхностного зондирования ограничивает диапазон частот единицами ГГц [1, 4]. Геология, археология, мониторинг дорог и строительных конструкций, обнаружение мин, системы досмотра и обнаружения людей – вот далеко не полный перечень решаемых задач.

Представляется перспективным создание приборов динамического радиовидения, в которых формирование радиочастотного изображения происходит со скоростью, достаточной для формирования трехмерных изображений подвижных объектов (несколько объемных кадров в секунду). Это позволит, например, создать актуальные системы безопасного радиочастотного досмотра групп движущихся людей.

Такие приборы на современном этапе могут основываться на принципе быстрого электронного MIMO сканирования пространства [5, 6] с последующим распараллеливанием процесса синтеза изображения на GPU.

В данной работе с помощью моделирования и натурных экспериментов исследуется возможность создания таких приборов.

2. Аппаратура

В Уральском федеральном университете разработан радиолокатор, основные принципы работы которого заключаются в следующем: зондирующий сигнал с линейной частотной модуляцией; корреляционно-фильтровая обработка отраженного сигнала, внутренняя когерентность системы, радиоголографический синтез 3-D изображений [2, 3]. Это по-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зволяет получить высокую разрешающую способность по дальности за счет применения сверхширокополосного зондирующего сигнала, высокое угловое разрешение за счет синтеза апертуры при использовании малогабаритных антенн в составе MIMO-линеек или матриц.

Прибор включает в себя сверхширокополосную комбинаторно коммутируемую MIMO антенную систему (рис. 1), СВЧ-коммутаторы, одноканальный приемопередатчик, контроллер приемопередатчика (рис. 2) и мощный ноутбук.

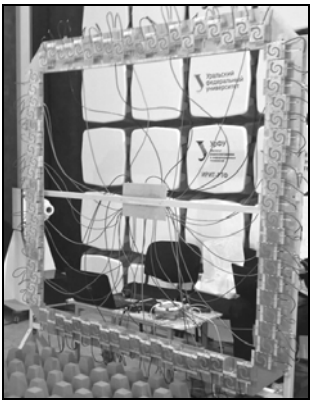


Рис. 1. Антенная система.

Fig. 1. Antenna system

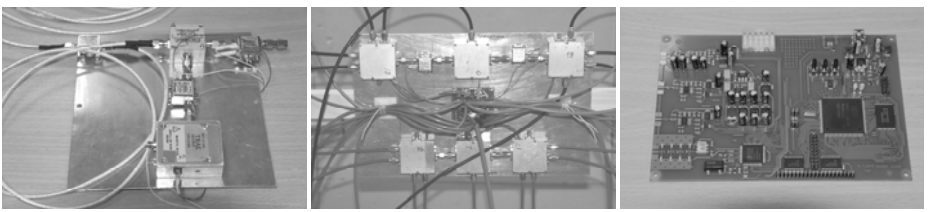


Рис. 2. Компоненты прибора.

Fig. 2. Components of the unit

Основные параметры: средняя частота, девиация частоты и остаточная нелинейность закона модуляции зондирующего сигнала 3 ГГц, 2,3 ГГц, 0,05% соответственно; мощность зондирующего сигнала – 200 мВт; размеры апертуры – 1,5 м; количество антенн в MIMO-системе – 80; количество фиксируемых в апертуре сигналов – 1600; количество отсчетов

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сигнала – 300; разрешающая способность радара по горизонтали, вертикали и дальности в свободном пространстве – 4,5 х 4,5 х 7,5 см.

3. Аппаратные функции

Трехмерная аппаратная функция системы (изображение идеального точечного отражателя) характеризует пространственную разрешающую способность локатора. При этом ее диаметры по уровню 0.5 от максимума определяют возможность разрешения рядом расположенных отражателей. Боковые лепестки определяют возможность обнаружения слабых отражателей на фоне мощных.

Сравнение аппаратных функций обычной и рамочной MIMO синтезированных апертур выполнено в [6]. Для MIMO показано ухудшение разрешающей способности в полтора раза.

Поскольку аппаратная функция синтезированных апертур не инвариантна, представляют интерес показанные на рис.3 тестовые изображения, полученные численным моделированием. Линейки из пяти отражателей расположены в разных местах синтезируемого объема. Эти изображения демонстрируют также возможность синтеза за пределами примыкающего к апертуре объема. Для рис. 3 апертура расположена в нижней левой четверти передней плоскости.

Таким образом, MIMO-апертура при всех ее недостатках должна обеспечить хорошее качество синтезированных изображений.

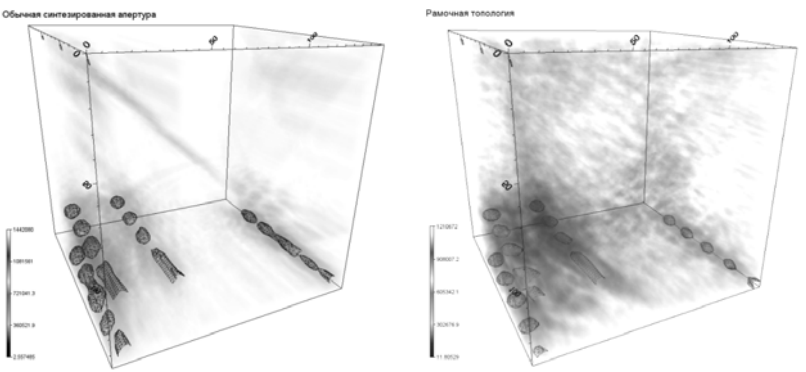


Рис. 3. Тестовые изображения с обычной (слева) и MIMO (справа) синтезированной апертурой.

Fig. 3. Test images with usual (left) and MIMO (right) synthetic aperture

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Скорость синтеза изображений

При выполнении исследований был использован ранее разработанный алгоритм синтеза 3-D изображений [2]. Алгоритм был реализован на GPU с использованием технологии CUDA. Проведено исследование его эффективности с использованием видеокарты Nvidia GTX 780Ti, имеющей 2880 ядер CUDA и тактовую частоту 875 МГц. Достигнута скорость синтеза в 10 объемов размером 150x150x150 вокселей в секунду.

Измерения выполнены на ПК с процессором Intel Core i7 3610M. Тактовая частота 2.3 ГГц, 8 потоков выполнения, 16 Гб оперативной памяти. Размер БПФ – 2^{16}. В качестве реализации алгоритма БПФ использована библиотека FFTW.

5. Натурные эксперименты

В качестве примера рассмотрим задачу обнаружения предметов на теле человека. Обнаружение может производиться по разности радиояркости предметов и частей тела (пороговый метод), а также по структурным элементам изображения. Изображения человека с оружием и человека без оружия показаны на рис. 4. Первый предмет находится на левом бедре, второй – под правой рукой на боку человека. Применена двухпороговая обработка изображения. Нижний порог, составляющий 18% от максимальной яркости, обеспечивает прорисовку фигуры человека. Верхний порог, составляющий 80%, выделяет оружие. Использован инструмент Isosurface, который создает изоповерхности изображения.

Пороговое препарирование надежно выделяет скрытые предметы на теле человека. Используемый диапазон частот не требует в отличие от существующих систем досмотра миллиметрового диапазона кругового сканирования. Не требуется длительная статическая поза человека с поднятыми руками. Чувствительность к влажной одежде понижена.

Результаты зондирования группы из трех людей представлены на рис. 5. Двое стоят на линии параллельно апертуре. Третья фигура на заднем плане значительно перекрыта. Наибольшую радиояркость имеют две фигуры, находящиеся на переднем плане. Изображение фигуры на заднем плане едва проявилось. Принимая значение уровня радиояркости фигуры на переднем плане за единицу, уровень для третьей фигуры составляет 0,15.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

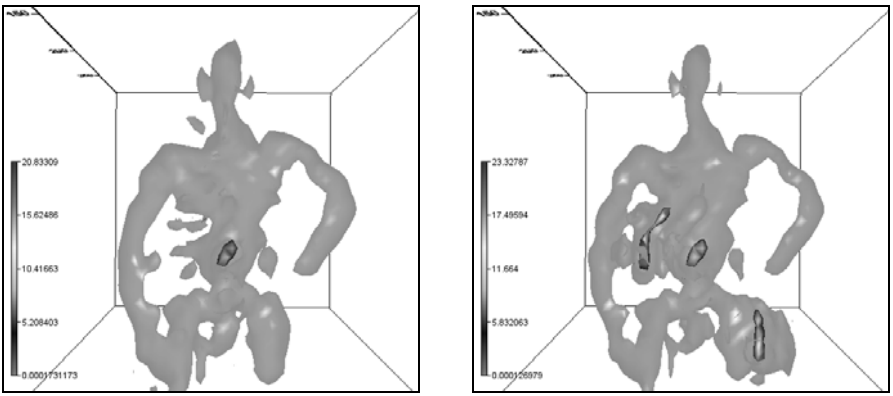


Рис. 4. Радиочастотное изображение человека без (слева) и с оружием (справа).

Fig. 4. Radiofrequency image of a human without (left) and with weapons (right)

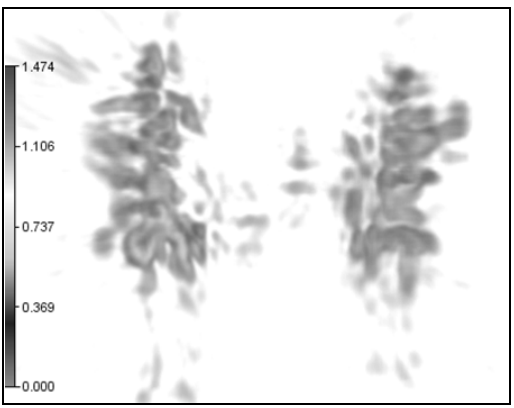


Рис. 5. Радиочастотное изображение группы людей.

Fig. 5. Radiofrequency image of group humans

6. Заключение

Таким образом, в работе показана возможность создания приборов динамического трехмерного радиовидения, в которых формирование радиочастотного изображения происходит со скоростью, достаточной для формирования трехмерных изображений подвижных объектов (10 объемов размером 150x150x150 вокселей в секунду).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Baranoski, E. Through wall imaging: Historical perspective and future directions. Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP. 2008. P. 5173-5176.

[2] Dobryak, V.A., Kalmykov, Al.A., Kalmykov, An.A. & Kurilenko, A.S., Georadar with the synthesis of three-dimensional images. Proc. of the XIrd Int. of Scientific and Technical Conf. "The Physics and Technology of Wave Processes", Yekaterinburg, 2012. P. 160-162.

[3] Dobryak, V.A., Kalmykov, Al.A., Kalmykov, An.A. & Kurilenko, A.S., Theory and practice of three-dimensional radio frequency visualization of objects. Proc. of the 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo2013), Sevastopol, 2013. P. 1169-1170.

[4] Zhuge, X., Savelyev, T.G., Yarovoy, A.G. & Ligthart, L.P., Subsurface imaging with UWB linear array: Evaluation of antenna step and array aperture. Proc. of IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB, 2007. P. 66-70.

[5] Ralston, T.S., Charvat, G.L. & Peabody, J.E., Real-time through-wall imaging using an ultrawideband multiple-input multiple output (MIMO) phased array radar system. Proc. of IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technolog. 2010. P. 551-558.

[6] Dobryak, V.A., Kalmykov, Al.A., Kalmykov, An.A. & Kurilenko, A.S., Application of MIMO-lines in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects. Proc. of the 24rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo2014), Sevastopol, 2014. P. 1195-1196.

References

[1] Baranoski, E. Through wall imaging: Historical perspective and future directions. Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP, 2008, pp. 5173 - 5176.

[2] Dobryak, V.A., Kalmykov, Al.A., Kalmykov, An.A. & Kurilenko, A.S., Georadar with the synthesis of three-dimensional images. Proc. of the XIrd Int. of Scientific and Technical Conf. "The Physics and Technology of Wave Processes", Yekaterinburg, 2012, pp. 160 - 162.

[3] Dobryak, V.A., Kalmykov, Al.A., Kalmykov, An.A. & Kurilenko, A.S., Theory and practice of three-dimensional radio frequency visualization of objects. Proc. of the 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo2013), Sevastopol, 2013, pp. 1169 - 1170.

[4] Zhuge, X., Savelyev, T.G., Yarovoy, A.G. & Ligthart, L.P., Subsurface imaging with UWB linear array: Evaluation of antenna step and array aperture. Proc. of IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB, 2007, pp. 66 - 70.

[5] Ralston, T.S., Charvat, G.L. & Peabody, J.E., Real-time through-wall imaging using an ultrawideband multiple-input multiple output (MIMO) phased array radar system. Proc. of IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2010, pp. 551 -558.

[6] Dobryak, V.A., Kalmykov, Al.A., Kalmykov, An.A. & Kurilenko, A.S., Application of MIMO-lines in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects. Proc. of the 24rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo2014), Sevastopol, 2014, pp. 1195 - 1196.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research of methods of resolution increase of MIMO systems of radiovision

Alexandr V. Borisov[1], Alexey A. Kalmykov[1]
[1]*Ural Federal University n.a. First President of Russia B. N. Yeltsin*
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
borisov-av@inbox.ru

Abstract: *The review of the existing methods of obtaining of the radio-frequency images of space, in particular, applied on vehicles for the purpose of visualization of a road situation is carried out. Results of theoretical and experimental studies of a possibility of creation of system of visualization of a road situation using MIMO-lattice are provided. Possible methods of increase in the resolution of system using a volumetric aperture are offered. Experimental researches of methods, an assessment of their efficiency are performed.*

Keywords: *synthetic aperture radar, radiovision, MIMO, visualization, linear frequency modulation.*

Исследование методов повышения разрешающей способности MIMO-систем радиовидения

[1]Борисов А.В., [1]Калмыков Ал.А.
[1]*Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
borisov-av@inbox.ru

Аннотация: *Проведен обзор существующих методов получения радиочастотных изображений пространства, в частности, применяемых на транспортных средствах с целью визуализации дорожной обстановки. Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований возможности построения системы визуализации дорожной обстановки с применением MIMO антенной решетки. Предложены возможные способы увеличения разрешающей способности системы с применением объемной апертуры. Проведены экспериментальные исследования методов, оценка их эффективности.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: радар с синтезированной апертурой, радиовидение, MIMO, визуализация, ЛЧМ.

1. Введение

В настоящее время одно из актуальных технических задач является получение радиочастотных изображений пространства. Это могут быть изображения небольшого исследуемого объема, недоступного глазу, получаемые при помощи локатора подповерхностного зондирования [1] или же изображения, необходимые для визуализации дорожной обстановки [2]. Для обоих применений важным является получение максимального качества изображения при заданных параметрах системы (диапазон рабочих частот, тип модуляции и т.д.). Перспективными являются разработки, описанные в [3] и [4]. Это системы, использующие синтезированную апертуру с использованием множества антенн. В настоящее время наилучшее разрешение можно получить именно с помощью такой системы, причем, как для применения в качестве средства неразрушающего контроля [1], так и для визуализации дорожной обстановки [2]. Описанная в [4] система с применением MIMO-апертуры может быть эффективно использована и в задаче визуализации дорожной обстановки, поскольку имеет ряд преимуществ по сравнению с технологией, описанной в [2]. Благодаря большому количеству антенн и, следовательно, независимых каналов, может быть достигнута высокая разрешающая способность. Использование многих антенн и их электронная коммутация позволяют реализовать достаточное быстродействие системы, в отличие от механических систем зондирования. Ещё одно важное преимущество – применение ЛЧМ-сигнала в диапазоне частот 2-4 ГГц. В отличие от систем, использующих более высокие частоты (десятки ГГц), такой радиолокатор способен создавать радиочастотные изображения пространства в неблагоприятных погодных условиях (снег, доджь, туман), поскольку затухание волн такой длины в подобных условиях невелико. Таким образом, появляется новая возможность применения MIMO-систем – радиочастотная визуализация дорожной обстановки в неблагоприятных погодных условиях. В то же время, несмотря на все преимущества, существует несколько проблем, связанных с применением подобной системы на транспорте.

Во-первых, отсутствует возможность установки большого количества приемо-передающих антенн вокруг кабины транспортного средства. Подобная система не должна быть громоздкой и создавать неудобства при эксплуатации техники. Следовательно, необходимо отказаться от исполь-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зования большого количества антенн, как это описано в [4]. В результате происходит снижение количества каналов и ухудшаются характеристики системы.

Во-вторых, при решении задачи визуализации дорожной обстановки объем зондируемого пространства значительно увеличивается по сравнению с задачами досмотра и неразрушающего контроля. В таком случае система должна обеспечивать хорошее разрешение не только в области пространства, соизмеримом с размером апертуры антенной системы, но и за ее пределами. Таким образом могла бы решиться задача определения, например, границ проезжей части и могла бы быть реализована система предупреждения столкновений. Система, описанная в [5], решает схожие задачи, однако работает в оптическом диапазоне. В условиях плохой видимости (дым, туман, метель) такая система неэффективна.

В связи с этим был предложен способ усовершенствования MIMO-системы, позволяющий улучшить точность определения объектов в пространстве – применение объемной апертуры.

2. Исследуемая модель

Рассмотренная ранее MIMO-система имеет в случае установки на транспортное средство небольшое число каналов по сравнению со стационарным вариантом. Примем расстояние между крайними антеннами в решетке равным 2м (предполагается установка на кабине транспортного средства). Тогда можно изобразить область зондирования, указав на ней положение тестовых точечных отражателей-целей и положение антенн (рис. 1). Для начала задачу обнаружения целей можно решать на плоскости, ее можно нетрудно дополнить ещё одним измерением. Из рисунка видно, что расстояния до целей и вообще объем (площадь) зондирования много больше размеров апертуры. В таком случае при существующем подходе [3] получения радиочастотных изображений результаты оказываются неудовлетворительными. В результате накопления сигналов по всем точкам зондируемого пространства появляются ложные цели, при этом некоторые из целей не обнаруживаются вовсе. Критерий обнаружения цели в данном случае очень прост – применяется пороговая обработка полученной двух- или трехмерной картины. Точки, в которых накопленные значения сигнала оказываются выше порога, считаются положениями целей. В таком случае при слишком высоком значении порога будут обнаружены только самые яркие цели, информация же о других будет потеряна.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

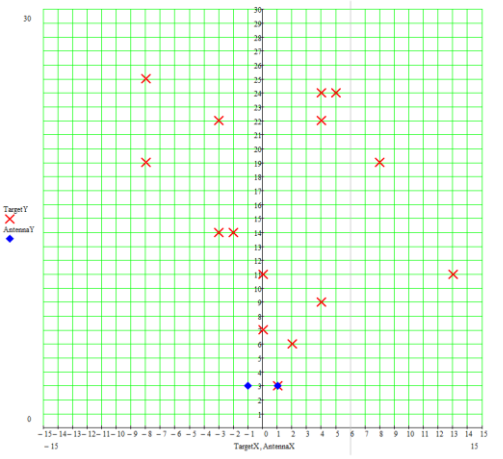


Рис. 1. Расположение антенн (ромбы) и целей (кресты) на плоскости.

Fig. 1. The antenna (diamonds) and target (crosses) arrangement on the plane

При слишком малом значении порога резко ухудшается разрешающая способность системы, в изображении появляются т.н. «мениски» - области пространства, находящиеся вокруг реального положения цели. К тому же такие области могут появиться и там, где на самом деле цели нет (рис. 2).

Применение «объемной апертуры» позволяет увеличить количество независимых каналов системы, а также увеличить размер апертуры. Реализуется данный метод путем накопления информации о зондируемом пространстве в процессе движения транспортного средства. Антенны, образующие плоскость, перемещаются вместе с транспортным средством. Таким образом, если отслеживать это перемещение и производить зондирование через определенные промежутки, за которые транспортное средство преодолевает определенное расстояние, можно получить радиочастотное изображение, полученное за счет комбинации всех имевшихся в последнее время положений антенн. Таким образом, синтезированная апертура становится объемной. Ее размер в продольном направлении зависит от количества положений локатора, в которых производилось зондирование. Полученные сигналы накапливаются за несколько итераций и учитываются при построении изображения, когда транспортное средство находится уже в другом месте.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

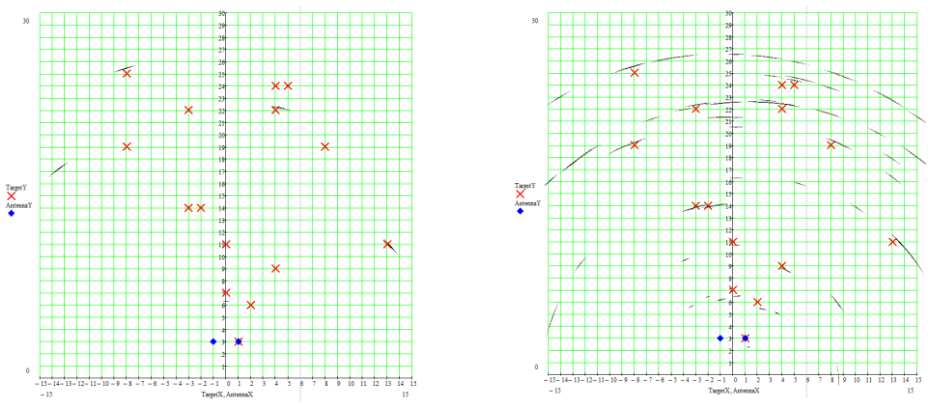


Рис. 2. Неудачный выбор порога обнаружения
(Слева – слишком высокий, справа – слишком низкий).

Fig. 2. A bad choice of the detection threshold
(Left - too high, right - too low)

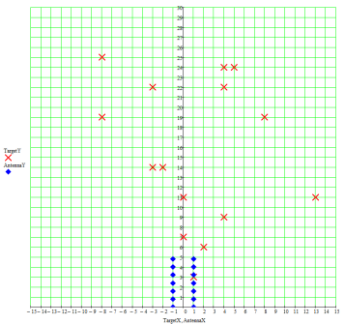


Рис. 3. Расположение антенн и целей при использовании объемной апертуры.

Fig. 3. The antenna and target arrangement using the volumetric aperture

На рис. 3 представлено расположение антенн и целей при использовании объемной апертуры с количеством предыдущих положений, равным 7.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Практические результаты

В результате применения большего количества антенн удалось подобрать такое значение порога, при котором обнаружены все цели, но не образуется лишних «менисков», областей ложного обнаружения. Результаты моделирования в пространстве представлены на рис. 4.

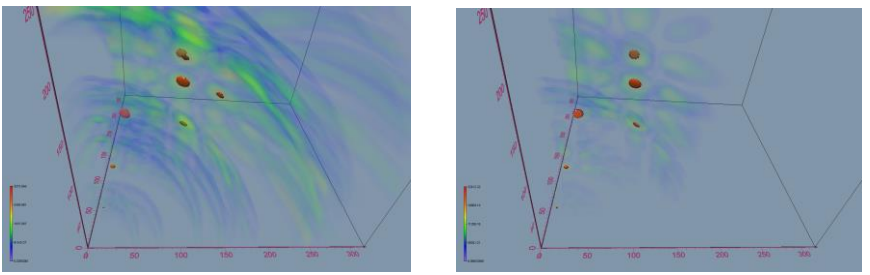


Рис. 4. Сравнение плоской (слева) и объемной (справа) апертур.
В случае плоской апертуры видны ложные обнаружения.

Fig. 4. Comparison of flat (left) and volumetric (right) apertures.

In the case of a flat aperture false detection is visible.

4. Заключение

В результате проведения модельных экспериментов была показана эффективность использования информации о предыдущих положениях транспортного средства при построении радиочастотного изображения местности. При применении данного подхода к существующим системам возможно улучшение их разрешающей способности. Особенно сильно эффект проявился в направлениях зондирования, перпендикулярных направлению движения транспортного средства. Это обусловлено увеличением размеров апертуры в продольном направлении, таким образом, улучшается способность обзора в сторону от направления движения. Это может быть полезно для обнаружения границ проезжей части и объектов, находящихся сбоку. Уже небольшое количество дополнительных точек зондирования позволяет улучшить качество получаемых радиолокационных изображений.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Список литературы

[1] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Additional focusing in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects // 2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014). Sevastopol. 2014. P. 1185-1186.

[2] Расторгуев В.В, Нуждин В.М, Сидоров Н., Сулимов Ю. и др. Система радиовидения “Авторадар”. Управление движением автомобиля // Электроника: наука, технология, бизнес. 2000. №5. С. 48-51.

[3] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Theory and practice of three-dimensional radio frequency visualization of objects // 2013 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013). Sevastopol. 2013. P. 1169-1170.

[4] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Application of MIMO-lines in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects // 2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014). Sevastopol. 2014. P. 1195-1196.

[5] Thrun S., Montemerlo M., Dahlkamp H., Stavens D., Aron A., Diebel J., Fong P., Gale J., Halpenny M., Hoffmann G., Lau K., Oakley C., Palatucci M., Pratt V., Stang P., Strohband S., Dupont C., Jendrossek L.-E., Koelen C., Markey C., Rummel C., van Niekerk J., Jensen E., Alessandrini P., Bradski G., Davies B., Ettinger S., Kaehler A., Nefian A., Mahoney P. Stanley: The robot that won the DARPA Grand Challenge // J. Field Robotics. 2006. V. 23. No. 9. P. 661-692.

References

[1] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Additional focusing in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 1185 - 1186.

[2] Rastorguev V.V., Nuzhdin V.M., Sidorov N., Sulimov J. Et al. Radiovision System “AutoRadar”. Automobile Motion Control. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes*, 2000, no. 5, pp. 48 – 51.

[3] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Theory and practice of three-dimensional radio frequency visualization of objects. *2013 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013).* Sevastopol, 2013, pp. 1169 - 1170. (In Russian).

[4] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Application of MIMO-lines in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 1195 - 1196. (In Russian).

[5] Thrun S., Montemerlo M., Dahlkamp H., Stavens D., Aron A., Diebel J., Fong P., Gale J., Halpenny M., Hoffmann G., Lau K., Oakley C., Palatucci M., Pratt V., Stang P., Strohband S., Dupont C., Jendrossek L.-E., Koelen C., Markey C., Rummel C., van Niekerk J., Jensen E., Alessandrini P., Bradski G., Davies B., Ettinger S., Kaehler A., Nefian A., Mahoney P. Stanley: The robot that won the DARPA Grand Challenge. *J. Field Robotics*, 2006, vol. 23, no. 9, pp. 661 - 692.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research of the possibility of applying of the compensatory dynamic range extension method in MIMO systems of radiovision

Alexandr V. Borisov[1], Evgenij S. Pozdnjakov[1]
[1] *Ural Federal University n.a. First President of Russia B. N. Yeltsin*
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
borisov-av@inbox.ru

Abstract: *The article describes a system of three-dimensional radio visualization of space using MIMO antenna array. The technical features of the system that have a negative impact on dynamic range are considered. As result of the analysis of these factors was proposed compensatory dynamic range extension method. A compensation algorithm and hardware implementation of the method are developed. The block diagram of the compensation of the receiver channel is presented. The modeling of the method is done. The possibility of applying the method in the existing radar system is showed.*

Keywords: *MIMO, synthetic aperture radar, dynamic range, radiovision, linear frequency modulation.*

Исследование возможности применения компенсационного метода расширения динамического диапазона в MIMO-системах радиовидения

[1]Борисов А.В., [1]Поздняков Е.С.
[1]*Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
borisov-av@inbox.ru

Аннотация: *В статье представлена система трехмерной радиочастотной визуализации пространства с применением MIMO антенной решетки. Рассмотрены технические особенности системы, оказывающие негативное влияние на динамический диапазон (ДД). В результате анализа этих факторов был предложен компенсационный метод расширения ДД. Разработан алгоритм компенсации, а также аппаратная реализация метода. Представлена структурная схема ком-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

пенсационного канала приемника. Произведено моделирование системы, реализующей данный метод. Показана возможность применения метода в действующей радиолокационной системе.

Ключевые слова: MIMO, синтезированная апертура, динамический диапазон, радиовидение, ЛЧМ.

1. Введение

В данной работе рассматривается радиолокационная система визуализации пространства. Система представляет собой разреженную MIMO (много излучателей, много приёмников) локационную систему. Ненаправленные антенные элементы распределены в плоскости. Вычислитель осуществляет голографическую обработку радиолокационного поля и объёмный рендеринг. Рендеринг создает из трёхмерного набора голографических данных изображение исследуемого пространства и изображение внутреннего строения [1]. Конструктивная особенность системы - ограниченное число приёмных и передающих ненаправленных элементов, постоянно закрепленных на поверхности практически в произвольных местах, либо в виде упорядоченной структуры [2].

Работа радиолокатора основана на спектральной обработке сигнала биений, получаемого в смесителе в результате перемножения излучаемого ЛЧМ-сигнала и принятого, отраженного от целей в исследуемом пространстве. На основании измерения частоты сигнала биений производится оценка расстояния до цели (в случае точечного отражателя). При зондировании реального объема пространства информация об объектах заключена в наборе сигналов биений, полученных от множества целей. При использовании множества приемников и передатчиков в различных комбинациях неизбежно возникают паразитные сигналы, обусловленные близким расположением приемных и передающих антенн (т.н. «межантенный пролаз»). Этот сигнал вместе с отраженным от целей сигналом попадает в смеситель и переносится на частоту сигнала биений, тем самым создавая паразитные составляющие в спектре этого сигнала. При этом величина паразитных составляющих может оказаться значительной по сравнению с полезными, особенно для целей, расположенных на большом удалении. В некоторых случаях, если приемная и передающая антенна расположены вблизи, уровень паразитной составляющей может превысить уровень полезного сигнала. Для корректной оцифровки и дальнейшей обработки сигнала необходимо соответствие диапазона значений сигнала биений и диапазона входных сигналов аналого-цифрового преобразователя (АЦП). С

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

этой целью в линейный тракт приемника введен регулируемый усилитель для точной подстройки диапазона значений сигнала биений. В случае, если паразитный сигнал велик, необходимо подстраивать диапазон АЦП под этот сигнал во избежание переполнения. Тогда с точки зрения полезного сигнала динамический диапазон АЦП используется не полностью. В таком случае ухудшается способность различения слабых сигналов.

Существующие методы борьбы с этим недостатком не обеспечивают большого выигрыша. Так, описанный в [1] способ с применением вычитания уже записанных в различных условиях сигналов позволяет избавиться от паразитного сигнала, но не избавляет от необходимости специально уменьшать коэффициент усиления линейного тракта для работы АЦП без переполнения. Адаптивные методы [3] по сути являются автоматической регулировкой усиления и не позволяют избавиться от паразитного сигнала.

В основе метода, описываемого в работе, лежит особенность паразитных сигналов, имеющих место в данной радиолокационной системе. Эти сигналы не изменяются в течение работы системы и определяются только относительным расположением антенн и распространением сигнала непосредственно между антеннами.

2. Исследуемая модель

Сигнал биений, изображенный на рис. 1, содержит в себе как полезную составляющую, обусловленную наличием цели, так и множество побочных составляющих, обусловленных паразитными параметрами системы, в том числе непосредственной связью приемной и передающей антенны. При этом уровень полезного сигнала соизмерим с уровнем паразитного, поэтому различение такого сигнала в общем случае невозможно.

Так как паразитные составляющие сигнала не зависят от окружающей обстановки, а определяются только конструкцией самого локатора, реализации этих сигналов для каждого периода модуляции будут одинаковыми. Эта особенность системы, а также тот факт, что общая картина исследуемого пространства складывается из суммы сигналов, принятых от каждой точки пространства, позволяет произвести калибровку системы и последующую компенсацию паразитного сигнала.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

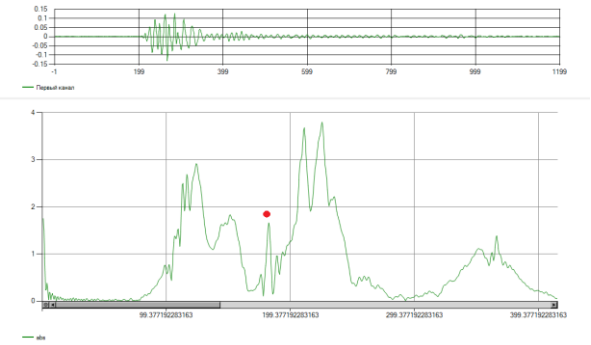


Рис. 1. Реализация сигнала биений
(точка соответствует частоте полезного сигнала).

Fig. 1. Representation of the beat signal

(Point corresponds to the frequency of the desired signal)

Алгоритм компенсации заключается в следующем:

- Производится запись сигнала биений при отсутствии целей в исследуемом пространстве (в безэховой камере);
- Сигнал сохраняется в памяти блока управления;
- В рабочем режиме производится вычитание во временной области записанного ранее сигнала из принимаемого.

При этом также изменяется коэффициент усиления линейного тракта приемника для использования полного динамического диапазона. Структурная схема линейного тракта системы представлена на рис. 2.

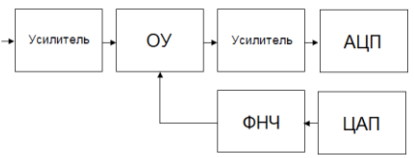


Рис. 2. Структурная схема канала.

Fig. 2. A block diagram of the channel

Блок, осуществляющий операцию вычитания записанного сигнала из принимаемого, реализован с использованием операционного усилителя.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Остальные усилители, входящие в данную систему, должны быть управляемыми и обеспечивать необходимый уровень сигнала на входе АЦП во избежание переполнения. Записанный калибровочный сигнал генерируется с помощью ЦАП и подается на один из входов схемы вычитания.

На рис. 3 представлена реализованная схема компенсационного канала в среде моделирования Simulink.

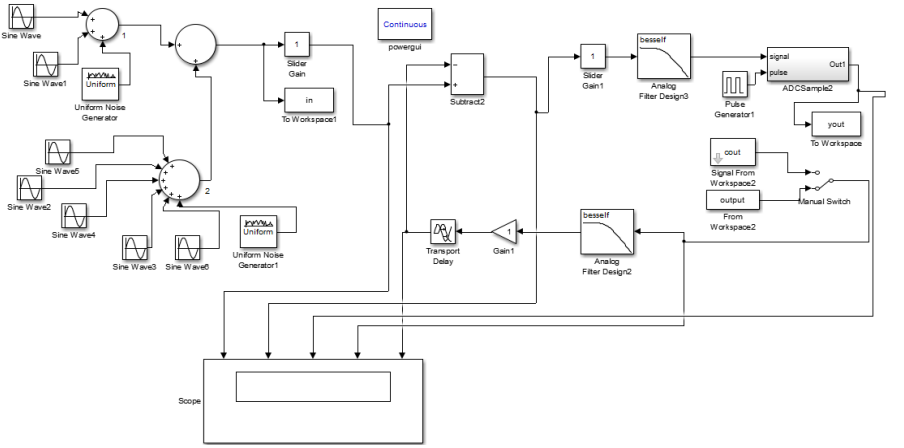


Рис. 3. Реализация модели в среде Simulink.

Fig. 3. Implementation of the model in Simulink environment

Данная модель позволяет испытать алгоритм компенсации для различных наборов входных сигналов, а также определить параметры отдельных модулей компенсационного канала, необходимые для корректной работы системы.

3. Практические результаты

В ходе моделирования была исследована возможность компенсации для различных параметров входных сигналов (полезных и паразитных). Также исследовано влияние начальной фазы входных сигналов, в том числе паразитных (она может быть непостоянна вследствие нестабильности устройств генерирования и формирования радиолокационного сигнала). В результате построены спектры входного сигнала для двух случаев: с компенсацией и без неё. На рис. 4 представлен результат моделирования на одном из наборов входных сигналов. Паразитные составляющие находятся на частотах 300 и 500 Гц, полезные – на частотах 400, 600, 900 Гц. Из графиков видно, что паразитные составляющие сигнала биений существенно подавлены, а полезные могут быть различены на их фоне. При этом усиление тракта можно увеличить и таким образом обнаружить и слабые сигналы, которые не были различимы без применения компенсации.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

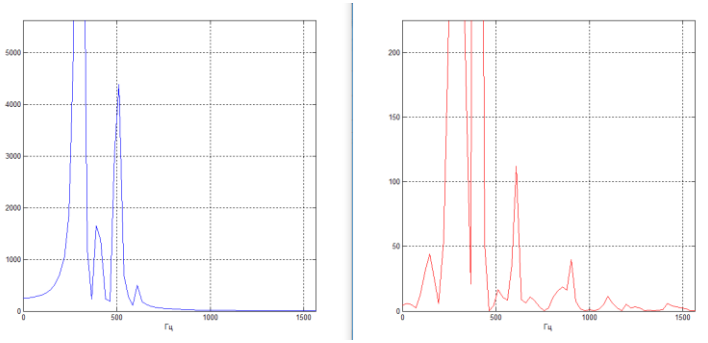


Рис. 4. Спектры принимаемых сигналов.
(Слева – исходные сигналы, справа – с применением вычитания)

Fig. 4. Spectra of the received signals
(Left - the original signals, to the right - with the use of subtraction)

Также было исследовано влияние начальной фазы паразитного сигнала на эффективность метода. При изменении этого параметра, записанный и принимаемый паразитные сигналы не могут в большой степени погасить друг друга, поэтому эффективность метода снижается. Было выяснено, что метод эффективен при сдвиге фаз до 0,15 рад. При большем сдвиге паразитные сигналы вычитаются недостаточно точно, и при заданных параметрах модели невозможно увеличить усиление полезного сигнала, избежав переполнения АЦП.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована возможность применения компенсационного метода расширения динамического диапазона в MIMO-системе радиовидения. Представлена структурная схема компенсационного канала.

По результатам проведенных экспериментальных проверок модели уставлено, что предложенный алгоритм расширения динамического диапазона, представляющий собой схему вычитания паразитной составляющей сигнала и обеспечивающий постоянную подстройку работы системы под полезную составляющую сигнала, показал высокий уровень эффективности. При моделировании обнаружения целей с различными параметрами сигналов и при различном уровне шума все исследуемые цели оказываются более ярко выраженными на фоне паразитных составляющих за счет их значительного подавления. При моделировании обнаружения целей при ненулевой начальной фазе входного сигнала, компенсационный метод также сохраняет работоспособность, вероятность распознавания целей снижается по мере увеличения значения фазы.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Параметры сигналов, использованных в ходе эксперимента, соответствуют приближенным к реальным значениям. Таким образом, доказывается целесообразность применения данного компенсационного метода в исследуемой системе.

Список литературы

[1] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Theory and practice of three-dimensional radio frequency visualization of objects // 2013 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013). Sevastopol. 2013. P. 1169-1170.

[2] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Application of MIMO-lines in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects // 2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014). Sevastopol. 2014. P. 1195-1196.

[3] Кузнецов В.П. Адаптивное увеличение динамического диапазона цифрового приемника // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2012. № 1 (1). С. 62-71.

References

[1] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Theory and practice of three-dimensional radio frequency visualization of objects. *2013 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013).* Sevastopol, 2013, pp. 1169 - 1170. (In Russian).

[2] Dobryak V.A., Kalmykov Al.A., Kalmykov An.A., Kurilenko A.S. Application of MIMO-lines in the problem of three-dimensional radio-frequency visualizations of subsurface objects. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 1195 - 1196. (In Russian).

[3] Kuznetsov P.V. [Adaptive increasing of dynamic range of digital receiver]. *Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N.I. Lobachevskogo,* 2012, no. 1(1), pp. 62 - 71. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Научное издание

26-я Международная
Крымская конференция
«СВЧ-техника
и телекоммуникационные
технологии»:
Материалы конференции
(на русском и английском языках)

Том 9

Ответственный за издание
П. П. Ермолов

Компьютерная верстка
Н. А. Морозович

Редактирование текста
на английском языке
С. В. Павлов

Подписано в печать 24.05.2016
Формат 32×45/4
Условн. печ. л. 15,87
Уч.-изд. л. 15,6
Зак. 4565/9. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А
Севастополь, 299011
Тел.:
+7 978 704 51 11
+7 8692 464 744
+7 8692 455 678