

26-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

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

Том 10

8. Прикладные аспекты СВЧ-техники и фотоники

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. 10 : VI, 287 [2132—2418] с. : ил. — ISBN 978-966-335-428-6.

В 10-й том включены материалы 43-х докладов, которые были представлены на заседаниях секций по направлению 8. Прикладные аспекты СВЧ-техники и фотоники.

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 978-966-335-428-6 (т. 10)

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

Том 10

СЕКЦИЯ 8/1: ГОМОДИННЫЕ И АВТОДИННЫЕ СИСТЕМЫ

8.1 ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДВУХДИОДНЫХ АВТОДИНОВ
Носков В. Я., Чупахин А. П. 2132

8.2 СИГНАЛЫ АВТОДИННОГО РАДИОЛОКАТОРА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Игнатков К. А., Васильев А. С. 2139

8.3 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОСАДКИ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ ГОМОДИННОГО ФАЗОВОГО ДАЛЬНОМЕРА
Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С. 2146

8.4 РАЗРАБОТКА МЕТОДА ОБРАБОТКИ ОТВЕТНОГО СИГНАЛА ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА РАДИОЗОНДА В КВАЗИКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ
Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В., Иванов В. Э. 2153

8.5 ФОРМИРОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ С МАЛЫМ ЧАСТОТНЫМ СДВИГОМ
Широков И. Б., Сердюк И. В. 2160

8.6 РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ СОСТАВНЫХ ЧАСТЕЙ СИСТЕМЫ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ КОСМОДРОМА «ВОСТОЧНЫЙ»
Плохих О. В., Иванов В. Э., Кудинов С. И. 2166

8.7р АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ДВУХДИОДНЫХ АВТОДИНОВ
Игнатков К. А., Чупахин А. П. 2173

8.8р ВЛИЯНИЕ ВИДА ИМПЕДАНСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА АВТОДИНА НА ЕГО ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ
Носков В. Я., Чупахин А. П. 2180

8.9р ВЛИЯНИЕ ВИДА НЕЛИНЕЙНОСТИ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА АВТОДИНА НА ЕГО ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ
Носков В. Я., Чупахин А. П. 2187

8.10р ПАРАМЕТРЫ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ АВТОДИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Игнатков К. А., Мишин Д. Я. 2194

8.11р АНАЛИЗ ФОРМИРОВАНИЯ ОТКЛИКА АВТОДИННОГО ДАТЧИКА ОТ ВИБРИРУЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА ТУРБОАГРЕГАТА
Игнатков К. А. 2201

8.12р МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА
Лобач В. Т., Потипак М. В., Луценко Е. Ю. 2208

8.13р МОЩНЫЙ КОГЕРЕНТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СВЧ-ПЕРЕДАТЧИК АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
Кудинов С. И., Иванов В. Э. 2215

8.14р ЗАДАЮЩИЙ АВТОГЕНЕРАТОР МОЩНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПЕРЕДАТЧИКА АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС
Плохих О. В., Иванов В. Э., Гусев А. В., Кудинов С. И. 2222

8.15р АЭРОЛОГИЧЕСКИЙ РАДИОЗОНД ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ
Плохих О. В., Гусев А. В. 2228

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

8.16р ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНЫ, РАССЕЯНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВИНТОМ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Беляев Г. Г., Лерер А. М., Шевченко В. Н. ……..2234

СЕКЦИЯ 8/2: ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

8.17 ПРИМЕНЕНИЕ ТЕСТОВЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ В РАДИОЧАСТОТНОЙ УРОВНЕМЕТРИИ ЖИДКОСТЕЙ В ЕМКОСТЯХ
Совлуков А. С. …….. 2241

8.18 ЗАДАЧИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ТЕОРИИ СВЧ НАГРЕВА
Анфиногентов В. И., Ганиева С. Р., Морозов Г. А., Насыбуллин А. Р., Самигуллин Р. Р. …… 2248

8.19 УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССОМ СВЧ ПЛАВЛЕНИЯ ТВЕРДЫХ ОТЛОЖЕНИЙ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ТРУБЕ
Анфиногентов В. И., Ганиева С. Р. ……..*

8.20 СШП РАДИОТОМОГРАФИЯ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЖИВЫХ ЛЮДЕЙ ЗА ПРЕГРАДАМИ
Шипилов С. Э., Сатаров Р. Н., Балзовский Е. В., Федянин И. С., Якубов В. П. ……2253

8.21 ВЛИЯНИЕ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ И ВЫСОТЫ ПОДВЕСА НАД НЕЙ УСТРОЙСТВ ВВОДА СВЧ-ЭНЕРГИИ В ПОЧВУ НА УРОВЕНЬ ПОБОЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Полевик Н. Д., Панферов С. Ю. …….. 2260

8.22 БЕСКОНТАКТНЫЙ КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ НЕОДНОРОДНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ ПРИРОДНОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ В ОБЛАСТИ КРАЙНЕ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ
Кочеткова Т. Д., Тарасов А. А., Дорожкин К. В., Бадьин А. В. ……..2266

8.23р ДОПЛЕРОВСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ
Хаблов Д. В. ……...2273

8.24р ВОССТАНОВЛЕНИЕ РЕЛЬЕФА ЗОНДТРУЕМЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФОКУСИРОВКИ МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Кузьменко И. Ю., Якубов В. П., Муксунов Т. Р. …… 2280

8.25р РАЗРАБОТКА СВЧ КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПИРОЛИЗА ТОРФА
Глявин М. Ю., Калынов Ю. К., Крапивницкая Т. О., Кузиков С. В., Песков Н. Ю., Семенычева Л. Л. …… 2287

8.26р МНОГОКАНАЛЬНАЯ СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ГИДРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ДАМБ
Плющев В. А., Сидоров И. А., Леушин В. Ю., Новичихин Е. П., Хаарбринк Р. …2294

8.27р РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ИЗМЕРЕНИЮ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ С ПОМОЩЬЮ СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА С БОРТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Плющев В. А., Сидоров И. А., Новичихин Е. П. …… 2301

8.28р УПРАВЛЯЕМАЯ ФОКУСИРОВКА ФРЕНЕЛЯ ДЛЯ РАДИОТОМОГРАФИИ
Якубов В. П., Шипилов С. Э., Антипов В. Б., Еремеев А. И., Каменев А. В. ……...2308

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

8.29р К ВОЗМОЖНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В КВЧ ОБЛАСТИ ЧАСТОТ «УМНЫМИ» МАТЕРИАЛАМИ
Павлова А. А., Бадьин А. В., Дорожкин К. В. 2315

8.30р ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ КОРРЕКТИРОВКИ КООРДИНАТ РОБОТИЗИРОВАННОГО СУДНА В ПРИБРЕЖНЫХ ВОДАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ GPS
Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С. 2319

8.31р ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ РАСХОДОМЕРАХ
Ронкин М. В. 2323

8.32р РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАСЫПНОГО СЛОЯ ГРАНУЛИРОВАННЫХ ЧАСТИЦ СФЕРИЧЕСКОЙ ФОРМЫ
Круглов В. Н., Чирышев А. В., Круглов А. В. ..... *

8.33р СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ РАСХОДОМЕРОВ
Калмыков А. А., Ронкин М. В. 2330

8.34р ПРИМЕНЕНИЕ БЛА В МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ
Краснянский А. С., Рысев В. В. ..... *

8.35р ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОГО ПРОЦЕССОРА JETSON TX1 В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА БОРТУ БЛА
Краснянский А. С., Тарасов А. Д. ..... *

СЕКЦИЯ 8/3: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА

8.36 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ МОДУЛЯЦИИ ИНТЕНСИВНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Раевский А. С., Бирюков В. В., Грачев В. А., Капустин С. А., Лобин С. Г. 2337

8.37 СИСТЕМЫ РАДИОФОТОНИКИ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ОПТИЧЕСКОЙ НЕСУЩЕЙ
Морозов О. Г. 2345

8.38 ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА МАХА — ЦАНДЕРА В САПР AWR MICROWAVE OFFICE
Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н. 2353

8.39 ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ В САПР AWR MICROWAVE OFFICE
Головин В. В., Тыщук Ю. Н. 2360

8.40 ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПОЛИМЕРНЫХ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ КОМПОЗИТОВ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ РАДИОФОТОННЫХ МОДУЛЯТОРОВ СВЕТА
Назаров М. М., Глебов В. Н., Малютин А. М., Соколов В. И. ..... *

8.41 ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОГО ВОЖДЕНИЯ ТРАНСПОРТА В УСЛОВИЯХ ПЕСТРЫХ ФОНОВ
Будаи Б. Т. 2367

8.42 ЛАЗЕРЫ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ МОД ДИАПАЗОНА 1,06 И 1,55 мкм С ЧАСТОТОЙ ПОВТОРЕНИЯ ОТ 10 ДО 80 ГГц НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОСТСТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ЯМАМИ
Гаджиев И. М., Буяло М. С., Ильинская Н. Д., Портной Е. Л. ..... *

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

8.43 ЧИСЛЕННОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОФОТОННОГО ПРИЕМНОГО КАНАЛА НА ОСНОВЕ ОПТИЧЕСКОГО ГЕТЕРОДИНИРОВАНИЯ
Валуев В. В., Конторов С. М., Кулагин В. В., Прохоров Д. А., Черепенин В. А., Шулунов А. Н. …… 2374

8.44р РАЗВИТИЕ РАДИОФОТОННЫХ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА КАНАЛООБРАЗУЮЩИХ СТРУКТУР ОПТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ СВЯЗИ
Макаров И. А., Морозов О. Г., Колесников В. Ю., Сарварова Л. М. ……...2381

8.45р МЕТОД ВАРИАЦИИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ОПРОСА РЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ РАДИО- И ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНОВ
Гаврилов П. В., Морозов О. Г., Колесников В. Ю., Сарварова Л. М. ……2386

8.46р ОЦЕНКА НЕОБХОДИМОГО ДИАМЕТРА ОБЪЕКТИВА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
Будаи Б. Т. ……..2391

8.47р ФОРМИРОВАНИЕ БАРЬЕРА ШОТТКИ СВЧ ФОТОДИОДОВ НА ОСНОВЕ InAlAs/InGaAs/ InP ГЕТЕРОСТРУКТУР
Аксенов М. С., Валишева Н. А., Левцова Т. А., Чистохин И. Б. Просвирин И. П., Кожухов А. С., Дмитриев Д. В., Торопов А. И., Гилинский А. М., Журавлев К. С. ……2400

8.48р ТЕОРИЯ БЛОХОВСКИХ ОСЦИЛЛЯЦИЙ И ДЫШАЩИХ МОД В МАССИВЕ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ
Гозман М. И., Анастасиев А. А., Козлов Н. А., Полищук И. Я., Полищук Ю. И., Соловьев С. В., Цывкунова Е. А. ……*

8.49р МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА РАСПРОСТРАНЕНИЯ ФОТОНОВ В РЕЗОНАНСНОМ ФОТОДИОДЕ
Рындин Е. А., Писаренко И. В. …… 2405

8.50р РАСЧЁТ СОБСТВЕННЫХ ГИБРИДНЫХ ВОЛН В ГРАДИЕНТНОМ ОПТОВОЛОКНЕ МАТРИЧНЫМ МЕТОДОМ
Моисеева Н. М., Руденок И. П., Моисеев А. В. ……...2412

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника.

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

Peculiarities of signal formation in double-diode autodynes

Vladislav Ya. Noskov, Andrei P. Chupahin
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru

Abstract: *Results of signal analysis of the double-diode autodyne, which is under influence of the proper reflected signal from moving object, are presented. The analysis is performed based on the autodyne mathematical model, which is presented in the form of two mutually-locked partial oscillators. Peculiarities of signal formation at various oscillator parameters and for different condition of mutual coupling are considered. Experimental data are obtained for the double-diode oscillator of the flange-type, which is made on the Gunn diodes of 8mm-range.*

Keywords: autodyne, autodyne signal, autodyne response, double-diode autodyne, mutual locking, partial oscillator.

Особенности формирования сигналов двухдиодных автодинов

Носков В.Я., Чупахин А.П.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Abstract: *Представлены результаты анализа сигналов двухдиодного генератора, находящегося под воздействием собственного отражённого излучения от движущегося объекта. Анализ выполнен на основе математической модели автодинного генератора, представленного в виде системы двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов. Рассмотрены особенности формирования сигналов при различных параметрах этих генераторов и условий их взаимной связи. Экспериментальные данные получены для двухдиодного генератора фланцевого типа, выполненного на диодах Ганна 8-мм диапазона.*

Keywords: автодин, автодинный сигнал, автодинный отклик, двухдиодный автодин, взаимная синхронизация, парциальный генератор.

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

Автодинный эффект в двухдиодном генераторе до настоящего времени был исследован лишь экспериментально в работах [1, 2]. Начатые в последнее время теоретические исследования этих автодинов позволили дать объяснения ранее полученным экспериментальным данным и выявить новые свойства коэффициентов передачи и стабилизации частоты автоколебаний [3, 4]. Однако особенности формирования автодинных сигналов такой автоколебательной системы в известной нам литературе пока не рассматривались.

Цель настоящей работы – на основе разработанной математической модели восполнить указанный пробел.

2. Исследуемая модель

Для создания математической модели двухдиодного автодина использовалась эквивалентная схема в виде системы двух связанных между собой одноконтурных парциальных генераторов, из которых первый находится под воздействием отражённого излучения [3]. Для этой схемы была составлена система нелинейных дифференциальных уравнений, из которой, далее, была получена система укороченных уравнений для амплитуд A_i и фаз φ_i ($i=1, 2$) парциальных генераторов и текущей разности фаз $\Phi=\varphi_1-\varphi_2$ между их колебаниями [3].

Для случая слабого отражённого излучения, когда коэффициент отражения $\Gamma<<0$ и автодинные изменения амплитуды $|\Delta A_i|<<A_{0i}$, частоты $|\Delta\omega|<<\omega_0$ и фаз $|\Delta\varphi_i|,|\Delta\Phi|<<\pi/2$, используя отработанную методику [5], получена система уравнений для квазистатических относительных изменений амплитуд $a_i=\Delta A_i/A_{0i}$ и частоты $\chi=\Delta\omega/\omega_0$, а также абсолютных изменений фаз $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\Phi$ колебаний парциальных генераторов в виде:

$$\begin{vmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \mu_1 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & 0 & \mu_2 \\ \beta_{11} & \beta_{12} & Q_{н1} & \xi_{1\Phi} \\ \Delta\beta_1 & \Delta\beta_2 & \sigma_\Phi & \Delta\xi_\Phi \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \chi \\ \Delta\Phi \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Gamma\eta\cos\delta(\tau) \\ 0 \\ -\Gamma\eta\sin\delta(\tau) \\ -\Gamma\eta\sin\delta(\tau) \end{vmatrix}, \qquad (1)$$

где члены квадратной матрицы являются безразмерными коэффициентами, характеризующими приведённую крутизну соответствующих параметров парциальных генераторов в окрестности стационарного режима:

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

$\alpha_{ii} = (A_{0i} / 2G_i)(\partial G_{дi} / \partial A_i)$, $\alpha_{12} = -k_{св} h_A \cos(\Phi_0 + \Theta)$, $\mu_1 = k_{св} h_A \sin(\Phi_0 + \Theta)$, $\alpha_{21} = (k_{св} / h_A)\cos(\Phi_0 - \Theta)$, $\beta_{ii} = (A_{0i} / 2G_i)(\partial B_{дi} / \partial A_i)$, $\beta_{12} = k_{св} h_A \sin(\Phi_0 + \Theta)$, $\mu_2 = -(k_{св} / h_A)\sin(\Phi_0 - \Theta)$, $\xi_{1Ф} = k_{св} h_A \cos(\Phi_0 + \Theta)$, $\Delta\beta_1 = \beta_{11} - q_{12}\beta_{21}$, $\beta_{21} = -(k_{св} / h_A)\sin(\Phi_0 - \Theta)$, $\xi_{2Ф} = -(k_{св} / h_A)\cos(\Phi_0 - \Theta)$, $\Delta\beta_2 = \beta_{12} - q_{12}\beta_{22}$, $\sigma_Ф = Q_{н1}\sigma_{12}$, $\xi_{2Ф} = -(k_{св} / h_A)\cos(\Phi_0 - \Theta)$, $\Delta\xi_Ф = \xi_{1Ф} - q_{12}\xi_{2Ф}$; $k_{св}$, Θ – модуль и фаза коэффициента передачи цепи связи; $q_{12} = Q_{н1} / Q_{н2}$; $G_{дi}$, $B_{дi}$ – средние за период резистивная и реактивная проводимости СВЧ диодов; ω_{ci} – собственные частоты парциальных резонаторов; η, G_i – кпд и проводимость колебательной системы; $h_A = (P_2 / P_1)^{1/2}$; P_1, P_2 – мощности парциальных генераторов; $\delta(\tau)$, τ – набег фазы и время запаздывания отражённого излучения; $\sigma_{12} = (\omega_{c1} - \omega_{c2}) / \omega_{c1}$.

Решение системы (1) состоит в нахождении функций a_i, χ и $\Delta\Phi$ методом Крамера, а также автодинного отклика $i_{дi}$ по относительным изменениям токов в цепи питания парциальных генераторов, которые запишем в следующем виде [4]:

$$a_i(\tau_н) = \Gamma K_i \cos[\delta(\tau_н) - \psi_{1i}], \quad (2)$$

$$i_{дi}(\tau_н) = \Gamma K_{0i} \cos[\delta(\tau_н) - \psi_{0i}], \quad (3)$$

$$\Delta\omega(\tau_н) = \Delta\omega_m \sin[\delta(\tau_н) + \theta_\omega], \quad (4)$$

$$\Delta\Phi(\tau_н) = \Delta_Ф \sin[\delta(\tau_н) + \theta_Ф], \quad (5)$$

$$\delta(\tau_н) = (2\pi\tau_н)_{(0)} - C_{ос}\sin[(2\pi\tau_н)_{(1)} + \theta - C_{ос}\sin[(2\pi\tau_н)_{(2)} + \theta - \ldots$$
$$\ldots - C_{ос}\sin[(2\pi\tau_н)_{(k-1)} + \theta - C_{ос}\sin[(2\pi\tau_н)_{(k)} + \theta]]\ldots], \quad (6)$$

где K_i, K_{0i} – коэффициенты передачи и автодетектирования входного сигнала в изменения амплитуды колебаний и параметров смещения (тока) активного элемента (АЭ) i-го парциального генератора; $\Delta\omega_m = \Gamma\omega_0 / Q_{вн} S_{ст}$ – автодинная девиация частоты генерации; $Q_{вн} = \eta / Q_{н1}$ – внешняя добротность колебательной системы первого парциального генератора; $S_{ст}$ – коэффициент стабилизации частоты, обусловленный действием взаимной синхронизации парциальных генераторов [3]; $\Delta_Ф$ – девиация разности фаз колебаний парциальных генераторов; $C_{ос} = \Delta\omega_m \tau$ – параметр внешней обратной связи автодинной системы [3]; ψ_{1i}, ψ_{0i}, θ_ω, $\theta_Ф$ – фазовые углы относительного смещения автодинных характеристик по изменению амплитуд колебаний и токов АЭ парциальных генераторов, частоты и разности фаз; $\tau_н = \omega_0 \tau$ – нормированное время.

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

3. Расчёт автодинных сигналов

Рассмотрим сигналы, регистрируемые в цепи питания АЭ, а получаемые результаты будем сопоставлять с известными данными для обычных (однодиодных) автодинных генераторов [5]. За базовый примем случай изохронных парциальных генераторов ($\beta_{ii} = 0$) с коэффициентом связи между ними $k_{св} = 0,75$, значением нагруженной добротности $Q_{н1} = 50$ и величинами параметров: $\alpha_{11} = 0,1$, $\alpha_{22} = 0,4$, $q_{12} = 0,1$ и $h_A = 1,5$.

На рис. 1 представлены выполненные согласно выражениям (3) и (6) результаты расчётов в виде графиков зависимостей мгновенных значений автодинных сигналов $i_{д1}(\tau_н)$ (см. кривые *1*) и $i_{д2}(\tau_н)$ (см. кривые *2*) от величины $\tau_н$, полученные при различных значениях фазах Θ цепи связи между парциальными генераторами. Первый ряд графиков (*а–в*) получен при точной настройке ($\sigma_{12} = 0$) собственных частот парциальных генераторов, а второй (*г–е*) – при наличии расстройки, равной $\sigma_{12} = 0,5$.

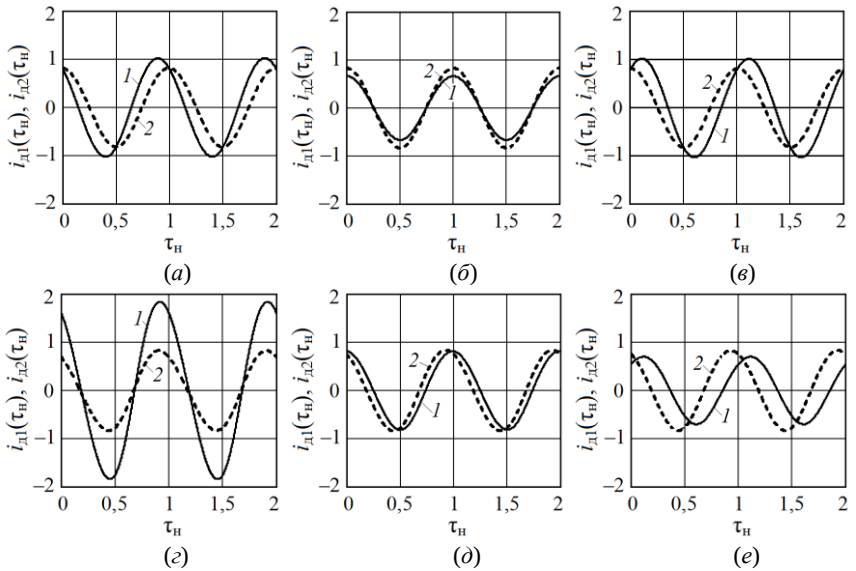


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов $i_{д1}(\tau_н)$ (кривые *1*) и $i_{д2}(\tau_н)$ (кривые *2*), рассчитанные при: σ_{12}=0 (*а–в*); σ_{12}=0,5 (*г–е*); Θ=–0,35 (*а*, *г*); Θ=0 (*б*, *д*); Θ=0,35 (*в*, *е*).

Fig. 1. Time diagrams of signals $i_{д1}(\tau_н)$ (curves *1*) and $i_{д2}(\tau_н)$ (curves *2*) calculated at σ_{12}=0 (*а–в*); σ_{12}=0,5 (*г–е*); Θ=–0,35 (*а*, *г*); Θ=0 (*б*, *д*); Θ=0,35 (*в*, *е*).

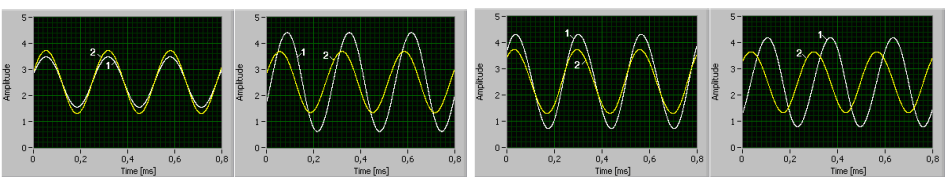
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из графиков рис. 1 видно, что в случае отсутствия расстройки (см. кривые на рис. 1,*а–в*) при изменении величины угла запаздывания Θ максимальную разность фаз $\Delta\psi_{12}$ автодинных сигналов $i_{д1}(\tau)$ и $i_{д2}(\tau)$ ограничена, и может быть получена $\Delta\psi_{12} \le \pm 0,7$. В случае внесения расстройки собственных частот и угла запаздывания Θ обеспечивается значительное расширение диапазона достигаемой разности фаз $\Delta\psi_{12}$. Так, например, при величине расстройки $\sigma_{12} = 0,5$ и фазе $\Theta = 0,35$, как следует из кривых рис. 1*е*, разность фаз $\Delta\psi_{12}$ практически достигает значений 90°.

3. Практические результаты

Экспериментальные исследования двухдиодного генератора выполнялись на волноводном стенде с электромеханическим имитатором доплеровского сигнала [5]. Конструкция генератора представляет собой два последовательно соединённых модуля, выполненных на диодах Ганна АА727А 8-мм диапазона в камерах фланцевого типа [6]. Автодинные сигналы от движущегося отражателя доплеровского имитатора снимались в цепи питания диодов Ганна.

На рис. 2 представлены осциллограммы автодинных сигналов, полученных в цепи питания первого (см. след *1*) и второго (см. след *2*) диодов Ганна. Для случая, когда собственные частоты настройки модулей совпадают, осциллограммы сигналов представлены на рис. 2*а*, *б*, а для случая наличия расстройки по частоте – на рис. 2*в*, *г*. При этом для осциллограмм рис. 2*а*, *в* выбраны фазовые углы в окрестности значений $\Theta = 2\pi n$, где n – целое число полуволн. Тогда как при получении осциллограмм рис. 2*б*, *г* внесены путём изменения расстояния между модулями дополнительные фазовые сдвиги ΔΘ в цепь связи парциальных генераторов.



(*а*) (*б*) (*в*) (*г*)

Рис. 2. Осциллограммы сигналов, полученных от движущегося отражателя в цепи питания первого (след *1*) и второго (след *2*) диодов Ганна двухдиодного автодина.

Fig. 2. Oscilloscope pictures of signals obtained for the moving reflector in the power source circuit of the first (track 1) and the second (track 2) Gunn diodes of the double-diode autodyne.

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

Из сопоставления кривых рис. 1 и осциллограмм рис. 2 видно их качественное соответствие, что подтверждает адекватность разработанной модели двухдиодного автодина.

4. Заключение

В результате проведенных исследований особенностей формирования автодинных сигналов в двухдиодном генераторе, работающем в режиме взаимной синхронизации при сильной связи парциальных генераторов, установлено следующее. Путём подбора величины угла запаздывания фазы в цепи связи и введением некоторой величины расстройки собственных частот парциальных генераторов можно значительно расширить диапазон получаемой разности фаз между автодинными сигналами и реализовать их ортогональность.

Формирование ортогональных сигналов даёт возможность определять знак радиальной скорости отражающих объектов и использовать методы квадратурной обработки сигналов. Данные возможности значительно расширяют область применения автодинов при решении задач радиоволнового контроля параметров в физике быстропротекающих процессов, ближней радиолокации и измерительной технике [1, 2, 7, 8].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке постановление № 211 Правительства Российской федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

Список литературы

[1] Носков В.Я., Смольский С.М. Основные свойства двухдиодных автодинов и их применение // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2010). Севастополь: Вебер, 2010. Т. 2. С. 1051-1054.

[2] Носков В.Я., Игнатков К.А. Применение стабилизированного двухдиодного автодина в радиолокационном датчике для сортировочных горок // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2012). Севастополь: Вебер, 2012. Т. 2. С. 893-896.

[3] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Mathematical model of a double-diode autodyne // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). E-28. P. 1-3.

[4] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Particularities of double-diode autodyne characteristics // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). A-23. P. 1-3.

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

[5] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24-42.

[6] Носков В.Я. Двухдиодный автодинный приёмопередатчик // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 4. С. 65-70.

[7] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Varavin A.V., Fateev A.V. Application of double-diode autodynes in control systems for technological processes // Proc. The 9-th Intern. Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). E-7. P. 1-3.

[8] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С.32-86.

References

[1] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Main features of double-diode autodynes and its application. *20-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 13-17, 2010. Sevastopol, Weber, 2010, vol. 2, pp. 1051 - 1054.

[2] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Double diode stabilized autodyne use in radar sensors for the hump yards. *22-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 10-14, 2012. Sevastopol, Weber, 2012, vol. 2, pp. 893 - 896.

[3] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Mathematical model of a double-diode autodyne. *Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), E-28, pp. 1 - 3.

[4] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Particularities of double-diode autodyne characteristics. *Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-23, pp. 1 - 3.

[5] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Autodyne characteristic dependence on the UHF oscillator's inherent parameters]. *Radiotecnika*, 2012, no. 6, pp. 24 - 42. (In Russian).

[6] Noskov V.Ya. A double-diode autodyne transceiver. *Instruments and Experimental Techniques*, 2015, vol. 58, no. 3, pp. 505 - 509. DOI: 10.1134/S0020441215030240.

[7] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Varavin A.V., Fateev A.V. Application of double-diode autodynes in control systems for technological processes. *Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), E-7, pp. 1 - 3.

[8] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2016, no. 3, pp. 32 - 86. (In Russian).

Acknowledgements

The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

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

Signals of the autodyne FM radar for mm-wavelength range

Kirill A. Ignatkov[1], Aleksandr S. Vasyliev[2]
[1]*Ural Federal University*
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
k.a.ignatkov@gmail.com
[2]*O.Ya. Usikov Institute for Radio Physics and Electronics*
12, Acad. Proscury St., 61085, Kharkiv, Ukraine
e-mail: vasilev@ire.kharkov.ua

Abstract: *The research results of signal peculiarities for the CWFM short-range radar of mm-range are presented. The main expressions are derived and the plots of autodyne signals are defined for the cases where its period duration is much more than the delay time of the reflected radiation as well as for cases when this inequality cannot be satisfied. Investigation results are concretized on a case of the Gunn-diode oscillator of 8mm-range.*

Keywords: *autodyne, autodyne signal, autodyne response, short-range radar, frequency modulation, Gunn-diode oscillator.*

Сигналы автодинного радиолокатора с частотной модуляцией миллиметрового диапазона длин волн

[1]Игнатков К.А., [2]Васильев А.С.
[1]*Уральский федеральный университет*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
k.a.ignatkov@gmail.com
[2]*Институт радиофизики и электроники им. О.Я. Усикова*
12, Акад. Проскуры ул., 61085, Харьков, Украина
e-mail: vasilev@ire.kharkov.ua

Аннотация: *Представлены результаты исследований особенностей сигналов автодинной системы ближней радиолокации с частотной модуляцией миллиметрового диапазона. Получены выражения и построены графики автодинных сигналов для случаев, когда продолжительность их периода значительно больше времени запаздывания отражённого излучения, а также для случаев, когда дан-*

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

ное неравенство не выполняется. Результаты исследований конкретизированы на случай применения генератора на диоде Ганна 8-мм диапазона длин волн.

Ключевые слова: автодин, автодинный сигнал, автодинный отклик, система ближней радиолокации, частотная модуляция, генератор на диоде Ганна.

1. Введение

Автодинные радиолокаторы малого радиуса действия с частотной модуляцией (АСБРЛ с ЧМ) излучения нашли широкое применение в качестве измерителей параметров движения вагонов на сортировочных горках, локомотивов относительно полотна дороги, обнаружителей занятости стрелочных переводов и железнодорожных переездов, датчиков предупреждения столкновений и многого другого [1–3]. Анализу формирования автодинных сигналов в данных устройствах для случая, когда время запаздывания τ отражённого от объекта локации излучения значительно меньше периода T_a автодинного сигнала ($\tau << T_a$), посвящено достаточно большое число литературы (см., например, [4–7] и ссылки в них).

Однако особенности формирования сигналов АСБРЛ с ЧМ в случае, когда указанное неравенство не выполняется, что характерно системам миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн, в известной нам литературе не рассматривались. Хотя для создания перспективных АСБРЛ с ЧМ и грамотного их практического применения знания о свойствах сигналов в таких случаях, несомненно, востребованы.

В настоящей работе, на основе разработанной нами обобщённой модели [8–10] АСБРЛ с ЧМ представлены результаты исследований, восполняющих указанный пробел.

2. Исходные соотношения для анализа сигналов

Для случая одноконтурной модели генератора в работе [8] получены исходные выражения для анализа относительных квазистатических изменений амплитуды $a(t,\tau)$ и абсолютных изменений частоты $\omega(t,\tau)$ генерации АСБРЛ с ЧМ, выполненной, например, на основе СВЧ генератора на диоде Ганна с варикапной перестройкой частоты. Данные выражения без учёта шумовых составляющих автодинного отклика имеют вид:

$$a(t,\tau) = -m_{\text{АМ}} f_{\text{мод}}(t) + \Gamma(t,\tau) K_a \cos[\delta(t,\tau) - \psi], \quad (1)$$

$$\omega(t,\tau) = \omega_0 \{1 - m_{\text{ЧМ}} f_{\text{мод}}(t) - \Gamma(t,\tau) L_a \sin[\delta(t,\tau) + \theta]\}, \quad (2)$$

где $m_{\text{АМ}} = \Delta A_m^{\text{АМ}} / A_0$, $m_{\text{ЧМ}} = \Delta\omega_m^{\text{ЧМ}} / \omega_0$ – коэффициенты амплитудной (АМ)

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

и частотной (ЧМ) модуляции излучения соответственно; $\Delta A_m^{\text{АМ}}$, $\Delta\omega_m^{\text{ЧМ}}$ – максимальные отклонения амплитуды и частоты генерации от их стационарных значений A_0 и ω_0 вследствие модуляции колебаний генератора; $f_{\text{мод}}(t)$ – модулирующая функция; $K_{\text{а}}$, $L_{\text{а}}$ – коэффициенты автодинного усиления и девиации частоты; ψ, θ – углы смещения; $\Gamma(t,\tau)$, $\delta(t,\tau)=\Psi(t)-\Psi(t,\tau)$ – модуль и фаза приведённого к зажимам генератора мгновенного коэффициента отражения; $\Psi(t)$, $\Psi(t,\tau)$ – полные фазы колебаний генератора в текущий момент времени t и из предыстории системы соответственно; τ – время запаздывания отражённого излучения.

Для получения результатов анализа автодинного отклика для наиболее общего случая, когда соотношение времени запаздывания τ отражённого излучения и период $T_{\text{а}}$ автодинного сигнала произвольное, используем известный подход к анализу систем с запаздыванием, развитый на случай обычных автодинов в работе [11]. Тогда выражения для $\Gamma(t,\tau)$ и $\delta(t,\tau)$ в (1), (2), как функции нормированного времени $\tau_{\text{н}}=\omega_0\tau$, имеют вид:

$$\Gamma(\tau_{\text{н}})=\Gamma\left(1+2\pi r_{\text{н}}\Gamma K_{\text{а}}\sum_{n=0}^{N}(-1)^n \text{X}_n(r_{\text{н}})\sin[\delta(\tau_{\text{н}})-\psi+\Theta_n(r_{\text{н}})]\right), \qquad (3)$$

$$\delta(\tau_{\text{н}})=2\pi\tau_{\text{н}}+\pi B_{\text{ЧМ}} f_{\text{мод}}(t)-C_{\text{ОС}}\sum_{n=0}^{N}(-1)^n \text{X}_n(r_{\text{н}})\sin[\delta(\tau_{\text{н}})+\theta+\Theta_n(r_{\text{н}})], \qquad (4)$$

где $r_{\text{н}}=\tau/T_{\text{а}}$ – параметр нормированного относительно периода $T_{\text{а}}$ автодинного сигнала расстояния до отражающего объекта; $B_{\text{ЧМ}}=\Delta\text{F}_{\text{ЧМ}}\tau$ – «база ЧМ», определяющая число периодов сигнала, укладывающихся на периоде модуляции; $C_{\text{ОС}}$ – параметр обратной связи (ОС) автодинной системы; $\text{X}_n(r_{\text{н}})$, $\Theta_n(r_{\text{н}})$ – амплитудные значения и фазовые сдвиги членов рядов:

$$\text{X}_n(r_{\text{н}})=\frac{(2\pi r_{\text{н}})^{2n}\sqrt{4(n+1)^2+(2\pi r_{\text{н}})^2}}{2(n+1)\cdot(2n+1)!},\quad \Theta_n(r_{\text{н}})=-\text{arctg}\frac{\pi r_{\text{н}}}{(n+1)}.$$

При управлении частотой при помощи варикапа обычно глубина паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) генератора мала. Кроме того, автодинные изменения амплитуды колебаний обычно $\Gamma K_{\text{а}}<<1$ и в выражении (3) вторым слагаемым в больших скобках можно пренебречь, полагая $\Gamma(t,\tau)=\Gamma$. В связи с этим дальнейший анализ формирования автодинного отклика генератора рассмотрим без учёта в (1) и (2) сигналов

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

ПАМ. Выражения для относительных изменений амплитуды и частоты колебаний в виде амплитудной (АХА) $a_{н}(\tau_{н})$ и частотной (ЧХА) $\chi_{н}(\tau_{н})$ характеристик автодина имеют вид:

$$a_{н}(\tau_{н}) = a(\tau_{н})/\Gamma K_{а} = \cos[\delta(\tau_{н}) - \psi], \quad (5)$$

$$\chi_{н}(\tau_{н}) = \chi(\tau_{н}) / \Gamma L_{а} = -\sin[\delta(\tau_{н}) + \theta]. \quad (6)$$

Здесь отметим, что применение разложений (3) и (4) возможно при условии отсутствия разрывов функций (4) – (6) на всем интервале анализируемого времени формирования автодинного отклика.

3. Численный анализ автодинного отклика

Рассмотрим особенности формирования фазовой характеристики автодина (ФХА) $\delta(\tau_{н})$, АХА $a(\tau_{н})$ и ЧХА $\chi_{н}(\tau_{н})$ в генераторах с ЧМ только по пилообразному закону с несимметричной формой. Математическая запись этого закона модулирующей функции $f_{мод}(t)$ для случая возрастающей ЧМ имеет вид:

$$f_{мод}(t) = (2/\pi)\text{arctg}[\text{tg}(0{,}5\Omega_{мод}t + \pi/2)], \quad (7)$$

где $\Omega_{мод}$ – частота модуляции.

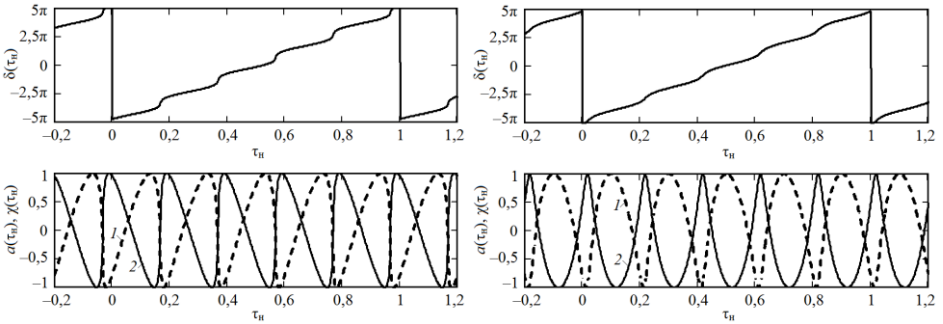
Результаты расчётов ФХА, АХА и ЧХА, выполненные согласно (4) – (6) для нормированного расстояния $r_{н} = 0{,}5$ при $\theta = 1$, $\psi = 0{,}2$, $B_{ЧМ} = 5$, $C_{ОС} = 0{,}8$, $N = 50$, представлены на рис. 1. При этом АХА на рис. 1,*б* отмечены цифрами «*1*», а ЧХА – цифрами «*2*».

Отметим, принятое в расчётах число $N = 50$ членов рядов в (3), (4), обеспечивает их сходимость в диапазоне значений $r_{н} \le 5$ и $C_{ОС} \le 0{,}98$. Участки характеристик по дальности $r_{н}$, кратные целым числам, будем называть «рабочими зонами», начиная с первой, где $0 \le r_{н} \le 1$.

Из анализа выражений (4) – (6) и представленных на рис. 1 характеристик следует, что в случае, когда $r_{н} << 1$, полученные здесь результаты полностью совпадают с результатами работ [6, 7], в которых рассмотрен случай, когда $\tau << T_{а}$. С увеличением нормированного расстояния $r_{н}$ вид ФАХ приближается к линейной функции, а степень ангармонических искажений АХА и ЧХА существенно снижается, особенно эта тенденция заметна в первой рабочей зоне. Расчёты характеристик при иных значениях нормированного расстояния $r_{н}$ показали, что в случае его значений, кратных целому числу m ($r_{н} = 1, 2, ...m$), ЧХА и АХА имеют практически

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

синусоидальный вид, при этом ФХА является линейной функцией $\tau_н$.



(*а*) (*б*)

Рис. 1. Графики ФХА $\delta(\tau_н)$, АХА $a_н(\tau_н)$ (кривые *1*) и ЧХА $\chi_н(\tau_н)$ (кривые *2*), рассчитанные для нормированных дальностей $r_н = 0$ (*а*) и $r_н = 0{,}5$ (*б*).

Fig. 1. Plots of APC $\delta(\tau_н)$, AAC $a_н(\tau_н)$ (curves *1*) and AFC $\chi_н(\tau_н)$ (curves *2*) calculated for normalized range $r_н = 0$ (*а*) and $r_н = 0{,}5$ (*б*).

Уменьшение степени нелинейности ФХА $\delta(\tau_н)$ с увеличением дальности $r_н$ указывают на уменьшение величины эквивалентного параметра ОС $C_{экв}$ в (4) за счёт сомножителя в виде ряда. Расчёты показали, что с увеличением нормированного расстояния $r_н$ в первой рабочей зоне, где $0 < r_н < 1$, величина эквивалентного параметра ОС $C_{экв}$ уменьшается более чем в 5 раз. Далее, с увеличением $r_н$, величина этого параметра асимптотически затухает с небольшими подъёмами в средней части рабочих зон более высокого порядка, где $r_н > 1$.

4. Заключение

Полученные результаты исследований характеристик автодинов для случая, когда период автодинного отклика соизмерим или даже меньше времени запаздывания отражённого излучения, показали, что уровень искажения автодинных сигналов при гипотетическом сохранении амплитуды отражённой волны уменьшается с увеличением дальности до отражающего объекта. Отсюда следует, что при величине параметра ОС, превышающей его граничное значение в несколько раз, в высших рабочих зонах автодинных АСБРЛ с ЧМ может обеспечиваться устойчивая работа генератора с формированием квазисинусоидальных сигналов.

Адекватность разработанной модели сигнала АСБРЛ с ЧМ и полу-

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

ченные результаты исследований подтверждаются успешным функционированием ряда систем, созданных на базе СВЧ генераторов, выполненных на диодах Ганна 8-мм диапазона [1–3].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в соответствие с Договором о научно-техническом сотрудничестве между УрФУ и ИРЭ НАНУ, а также при финансовой поддержке Правительства Российской федерации, постановление № 211, контракт № 02.A03.21.0006.

Список литературы

[1] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С.32-86.

[2] Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Popov I.V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. V. 69. No. 5. P. 451-458.

[3] Ermak G.P., Popov I.V., Vasilev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications // Telecommunication and Radio Engineering. 2012. V. 71. No. 6. P. 567-580.

[4] Komarov I.V., Smolskiy S.M. Fundamentals of short-range FM radar. Norwood: Artech House, 2003. 289 p.

[5] Jefford P.A., Howes M.S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transaction of Microwave Theory and Technique. 1985. V. MTT-31. No. 8. P. 613-624.

[6] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Анализ автодинного эффекта генераторов с линейной частотной модуляцией // Изв. вузов. Физика. 2008. № 6. С. 54-60.

[7] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 3. С. 3-50.

[8] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Mathematical model of FM autodyne radar // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-25, pp. 1-4.

[9] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Main expressions for analysis of signals and noise of autodyne FM radar // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-9, pp. 1-4.

[10] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Peculiarities of signal and noise characteristics of FMCW autodyne radar // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-10, pp. 1-4.

[11] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Autodyne signals in case of random delay time of the reflected radiation // Telecommunication and Radio Engineering. 2013. V. 72. No. 16. P. 1521-1536.

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

References

[1] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki*, 2016, no. 3, pp. 32 - 86. (In Russian).

[2] Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Popov I.V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor. *Telecomm. and Radio Engineering*, 2010, vol. 69, no. 5, pp. 451 - 458. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v69.i5.80

[3] Ermak G.P., Popov I.V., Vasilev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications. *Telecommunication and Radio Engineering*, 2012, vol. 71, no. 6, pp. 567 - 580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80

[4] Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of short-range FM radar*. Artech House, Norwood, MA, USA 2003, 289 p. DOI: 10.1109/MAES.2004.1346903

[5] Jefford P.A., Howes M.S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor. *IEEE Transaction Microwave and Theory Technique*, 1985, vol. MTT-31, no. 8, pp. 613 - 624. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131559

[6] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. An analysis of the autodyne effect of oscillators with linear frequency modulation. *Russian Physics Journal*, 2008, vol. 51, no. 6, pp. 610 - 618. DOI: 10.1007/s11182-008-9083-5

[7] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 5. Investigations of frequency-modulated autodynes]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2009, no. 3, pp. 3 - 50. (In Russian).

[8] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Mathematical model of FM autodyne radar. *Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-25, pp. 1 - 4.

[9] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Main expressions for analysis of signals and noise of autodyne FM radar. *Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-9, pp. 1 - 4.

[10] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Peculiarities of signal and noise characteristics of FMCW autodyne radar. *Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-10, pp. 1 - 4.

[11] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Autodyne signals in case of random delay time of the reflected radiation. *Telecommunication and Radio Engineering*, 2013, vol. 72, no. 16, pp. 1521 - 1536. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v72.i16.70

Acknowledgements

The present paper is prepared in accordance with an Agreement on scientific-technological cooperation between UrFU and IRE NASU, as well as at financial support of Russian Federation Government, order № 211, contract № 02.A03.21.0006.

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

Designing of the UAV Auto-Landing System Based on the Homodyne Phase Distance Meter

Igor B. Shirokov, Ivan V. Skorik, Ilyas S. Ablyakimov
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org

Abstract: *Application of unmanned aerial vehicle to monitor areas e.g. natural preserves is discussed in the paper. Multicopters are proposed to be used as the most functional type of UAVs. However, their range is rather short due to the limited power supply capacity. Automatic recharge stations placement is proposed to solve the problem. It results in necessity to design a local positioning system since GPS accuracy is not sufficient. The multicopter is equipped with active transponder that is coupled with three readers placed onto recharge station to measure distance. The core of the system is homodyne phase distance measurement. The system provides possibility to create a completely autonomous security systems based on UAV.*

Keywords: *UAV, positioning system, homodyne method, phase measurement.*

Разработка системы автоматической посадки для БПЛА на основе гомодинного фазового дальномера

Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И.С.
СГУ «Севастопольский Государственный Университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org

Аннотация: *В докладе предлагается использовать беспилотный летательный аппарат для наблюдения за территориями на подобии заповедников. Рассмотрено применение мультикоптера как наиболее функциональной разновидности БПЛА для данного применения. При этом радиус действия таких устройств существенно ограничен емкостью источника питания, в связи с этим в статье описано использование автоматические станции подзарядки с автоматической системой для посадки БПЛА.*

Ключевые слова: БПЛА, навигационная система, гомодинный метод, фазовые измерения.

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. Introduction

At the current rate, UAVs are used worldwide in various fields such as military, industry, agriculture, security systems, ecological researches etc. These various applications take place due to plenty of the UAV advantages such as autonomy, speed, efficiency, maneuvering ability, safety and high functionality.

One of important domains is to deploy UAVs making them useful for wild nature protection such as poaching control. Currently, the main problem is that natural preserves extend over large areas that barely can be controlled properly by stuff member [1].

Among various UAV types, the multicopters are notable due to their high mobility and functionality. Unlike the fixed wing aerial vehicles, multicopters do not require special launch equipment and stuff to assist takeoff and landing procedure. In addition, the mentioned type of UAV is more maneuvering and easy to control. However, multicopters are energy inefficient, which is why they have short fly time and can embrace relatively short areas only. Obviously, the range of a multicopter is insufficient to cover the entire area of a natural reserve.

The solution to the problem mentioned in the paragraph above is to arrange a number of charge stations across the wanted territory of a reserve. Herewith, in order to retain autonomy of the UAV, it must be able to provide an automatic landing onto the charge station. To ensure such automatic landing, a special navigation system to assist the UAV at landing procedure is necessary.

2. Existing positioning methods

Presently, there are two major navigation satellite system such as GPS and GLONASS that are particularly used for navigation of UAVs. In order to provide better accuracy for stability and control of the UAVs, special inertial sensors such as gyroscopes and accelerometer are utilized. The navigation systems consisting of the global navigation receivers and the inertial sensors allows identifying precise position of an UAV and its spacious parameters. In conditions when there are no obstructions for satellite signal propagation, the navigation systems ensures positioning accuracy within a few meters, although, the reception is not always perfect which causes deterioration of the accuracy.

To execute automatic landing of an UAV onto the charge station, precision of a few centimeters is required. Such requirement to the precision makes obvious incapability of global navigation systems, without special technical augmentation techniques, to assist landing of the UAVs, therefore special solutions has to be elaborated to provide precision within a few centimeter range.

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

Lately, the machine vision technologies are more and more often deployed to navigate UAVs with highest accuracy possible. For that purpose multicopters are equipped with visible and infrared band cameras, which help to obtaining the navigation data [2].

Navigation systems of that type are highly efficient and provide a completely autonomous flight with high accuracy. However, the disadvantage of such approach is evident — it requires a good visibility. For example, precipitation can decrease the efficiency of machine vision system. In addition, digital image processing demands much hardware resources.

Recently Intel presented a new UAV that navigates using technology RealSense based on applying infrared radar to create a 3D model of surrounding area. This navigating system has excellent performance and quite perspective, but currently it is too complicated and expensive for the problem being considered.

3. System operation

According to the foregoing, it becomes clear when UAV is in close proximity to the charge station the further landing procedure of multicopter must be guided with the help of the navigation system, which should measure and determine the current coordinates of the multicopter with reference to the charge station. There are several methods to determine object's location: goniometrical (angle measurement), rangefinder, goniometrical range finding and difference-ranging. The simplest method in terms of practical realization is rangefinder. It is well known from geometry, in order to determine special coordinates of an object, the determination has to be executed with a minimum of three reference points (coordinates.) For distance determination, a phase method can be applied because the phase method is simple in realization and precise enough for the landing task. The paper narrates RFID system in which positions of tags can be precisely determined. Such RFID systems comprises of readers and active tags, where the distance is determined between the readers and the tags. Three readers placed onto the charge station and one active tag onto UAV are enough to provide positioning with high accuracy [3].

The simplified schematic diagram of the Reader is shown on the left in fig.1 and the Transponder (a tag) is shown on the right in fig.1.

The reader consists of microwave oscillator (MWO), microwave directional coupler (MDC) microwave transmitting antenna, microwave receiving antenna, microwave mixer (MMIX), selective amplifier-limiter (SALIM), low-frequency oscillator of reader (LFOR), and phase detector (PD). The line “Microwave Frequencies” assumes controlling of microwave oscillator frequencies.

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

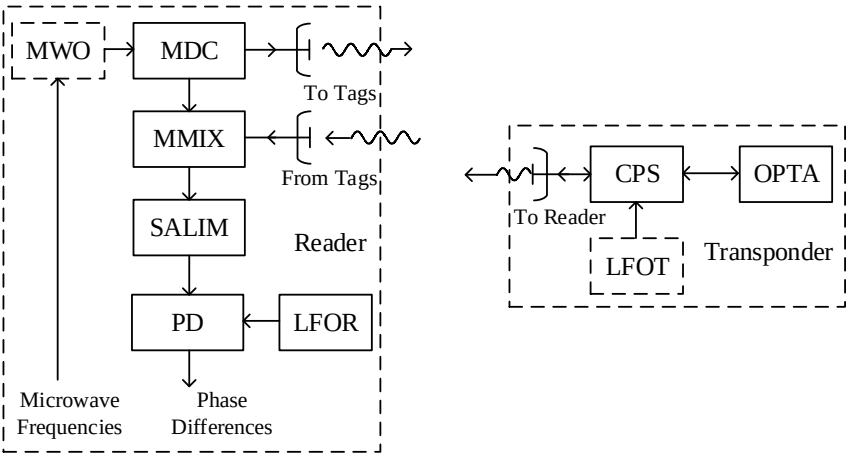


Fig. 1. Schematic diagram of the reader and the transponder

Transponder consists of microwave antenna, two-way controlled phase shifter (CPS), one-port microwave transistor amplifier (OPTA), and low-frequency oscillator of transponder (LFOT).

Microwave oscillator forms signal, which is described as

$$u_1(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \qquad (1)$$

where U_0 is the amplitude, ω_0 is the frequency and φ_0 is the initial phase of microwave oscillations.

Secondary received signal, which contains information about distance in its phase, can be written as

$$u_4(t) = U_0 A^2 \sin\left[(\omega_0 + \Omega_1)t + \varphi_0 + 2kd_1 + \varphi_1\right], \qquad (2)$$

where Ω_1 and φ_1 is the frequency and the initial phase of low-frequency oscillator of the transponder, $2kd_1$ characterizes the twice microwave propagation and the changing of k due to frequency transformation is negligible.

The received microwave signal is multiplied with the origin microwave one in the mixer. The difference component of these microwave signals is described as

$$u_5(t) = U_0 K \sin\left(\Omega_1 t + 2kd_1 + \varphi_1\right), \qquad (3)$$

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

where K is generalized amplitude factor, which takes into account all microwave mixer characteristics.

This difference component is selected with band-pass filters and amplified with low-frequency amplifier-limiter. If several tags are in the system operation range and each forms its own frequency shift Ω_n, all of them are received, selected and demodulated in corresponding channel. The number of low-frequency oscillations is chosen taking into account tag's traffic and probability characteristics [4].

From (3) it follows the distance-to-tag d_1 can be determined by the measurement and treating data of $2kd_1$. These data can be obtained on the phase detector output. The reference signal with the same frequency $\Omega_R = \Omega_1$ and initial phase φ_R forms the low-frequency oscillator of reader.

The top view diagram of the charging station is shown on fig. 2.

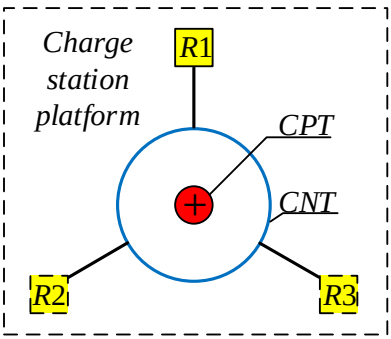


Fig. 2. Top view diagram of the charging station

In the center, there are two coaxial power supply terminals: CPT (Charge Positive Terminal) and CNT (Charge Negative Terminal). At equal distances from the center, three readers are placed round. Each reader determines its own distance to the active tag mounted onto the multicopter [5].

Operation of the entire system can be explained using block diagram on fig. 3.

The readers operation is controlled by Landing Control Unit, which collects data that contains information of the UAV offset that needs to be corrected. The data is transmitted over VHF navigation channel to Flight Controller (FC) that delivers correction to the current position of the UAV.

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

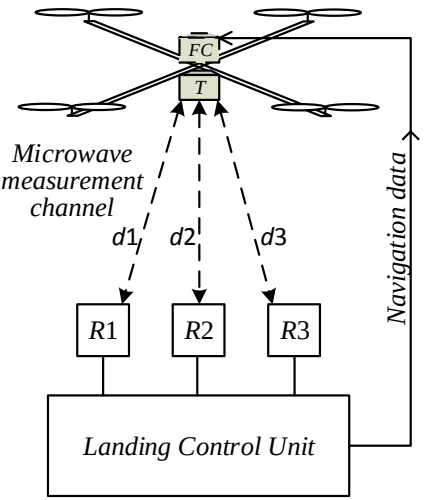


Fig. 3. Block diagram of the landing system

4. Conclusion

Inexpensive and practical local navigation system is narrated in the article. The main advantage of the system concludes in lightweight components and low power consumption, which is essential to the application on UAVs. Such navigation system is indispensable tool to deliver separate landing of a large number of UAVs onto charge stations allocated across reservation.

References

[1] Ilcev D., Skoryk I. [Automatic landing of animal tracking lighter-than-air systems (LTAS) on the recharging platform]. 24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology", 2014, pp 275 – 277.

[2] ChengHao Zhang, JiaBin Chen, ChunLei Song, JianHua Xu An. UAV navigation aided with computer vision. The 26th Chinese Control and Decision Conference, 2014, pp 5297 – 5301.

[3] Shirokov I. B. , "The Multitag Microwave RFID System," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 57, Issue 5, Part 2, May 2009, pp. 1362 – 1369.

[4] Shirokov I. B. Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals, in book Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking: Communications in Computer and Information Science, 309, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2012, 107 p., pp. 80 – 91.

[5] Fetisov V. S., Ahmerov SH. R., Sizonenko R.V. *Intellektual'naya kommutaciya bortovyh posadochnyh ehlektrodov BPLA s otkrytymi kontaktnymi ploshchadkami zaryadnoj platform* [Intellectual commutation of on-board electrodes of UAV to open terminals of charging platform]. *Trudy vtorogo vserossijskogo nauchno-prakticheskogo seminara «Bespilotnye transportnye sredstva s ehlementami iskusstvennogo intellekta»*, 2015, 140 p., pp. 115 – 122.

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

Список литературы

[1] Ilcev D., Skoryk I. [Automatic landing of animal tracking lighter-than-air systems (LTAS) on the recharging platform]. 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, 2014, pp. 275 – 277.

[2] ChengHao Zhang, JiaBin Chen, ChunLei Song, JianHua Xu An. UAV navigation aided with computer vision. The 26th Chinese Control and Decision Conference, 2014, pp. 5297 – 5301.

[3] Shirokov I. B. , “The Multitag Microwave RFID System,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 57, Issue 5, Part 2, May 2009, pp. 1362 – 1369.

[4] Shirokov I. B. Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals, in book Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking: Communications in Computer and Information Science, 309, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2012, 107 p., pp. 80 – 91.

[5] Фетисов В. С., Ахмеров Ш. Р., Сизоненко Р. В. Интеллектуальная коммутация бортовых посадочных электродов БПЛА с открытыми контактными площадками зарядной платформы. Второй всероссийский научно-практический семинар «Беспилотные транспортные средства с элементами искусственного интеллекта» 2015. С. 115 – 122.

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

Development of the radiosonde transceiver response signal processing method in the quasi-coherent mode

Sergey I. Kudinov, Andrey V. Gusev, Oleg V. Plokhikh, Vyacheslav E. Ivanov
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
kudinoffs@mail.ru, a.v.gusev@urfu.ru, o.v.plohih@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com

Abstract: *The method of a quasi-coherent response radio pulses processing of an upper-air radiosonde super-regenerative transceiver on request coherent radio pulses is discussed in the report. The method allows to use information about the amplitude and phase of response radio pulses. As a result sensitivity of the radiosonde transceiver is significantly increased and slant range is more precisely measured. In addition the instantaneous velocity of the radiosonde movement is defined.*

Keywords: *upper-air radio sounding system, upper-air radiosonde, super-regenerative transceiver, coherent upper-air sounding radar, amplitude detector, phase detector*

Разработка метода обработки ответного сигнала приемопередатчика радиозонда в квазикогерентном режиме

Кудинов С.И., Гусев А.В., Плохих О.В., Иванов В.Э.
Уральский федеральный университет (УрФУ) имени первого Президента России Б.Н.Ельцина,
Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
kudinoffs@mail.ru, a.v.gusev@urfu.ru, , o.v.plohih@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com

Аннотация: *В докладе обсуждается метод обработки квазикогерентных ответных радиоимпульсов сверхрегенеративного приемопередатчика аэрологического радиозонда на когерентные запросные радиоимпульсы радиолокатора. Метод позволяет использовать информацию об амплитуде и фазе ответных радиоимпульсов. В результате существенно повышается чувствительность приемопередатчика радиозонда и точнее измеряется наклонная дальность. Дополнительно определяется мгновенная скорость движения радиозонда.*

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: *система аэрологического радиозондирования атмосферы, аэрологический радиозонд, сверхрегенеративный приемопередатчик, когерентный аэрологический радиолокатор, амплитудный детектор, фазовый детектор.*

1. Введение

Особенностью отечественных систем радиозондирования атмосферы (СР) является применение в составе аэрологических радиозондов (АРЗ) сверхрегенеративных приемопередатчиков (СПП), обеспечивающих передачу телеметрической информации, измерение угловых координат и наклонной дальности до АРЗ радиоимпульсным методом на одной несущей частоте [1-2]. СПП радиозонда при поступлении запросных радиоимпульсов наземного радиолокатора формирует в канале дальности активный ответный сигнал в виде короткой паузы. Проведенные исследования показали, что когерентный запросный сигнал РЛС также синхронизирует фазу ответных радиоимпульсов СПП. Этот эффект позволяет использовать информацию о фазе квазикогерентных радиоимпульсов для обнаружения ответного сигнала и определения мгновенной скорости движения радиозонда за счет эффекта Доплера [3-4]. В докладе обсуждается метод обработки ответного сигнала СПП радиозонда на когерентный запросный сигнал РЛС с целью повышения надежности, точности определения наклонной дальности и мгновенной скорости движения радиозонда.

2. Параметры ответного сигнала СПП

На рис. 1 изображен вид ответного сигнала СПП на импульсный когерентный сигнал РЛС на выходе амплитудного и фазового детектора РЛС. На выходе амплитудного детектора приемного устройства РЛС радиоимпульсы СПП $U_{вых}$ воспринимаются в виде несинхронизированного потока с энергией $\Delta E_{ср}$. Запросные радиоимпульсы $U_{зс}$ рис.1, (а)) аэрологического радиолокатора вызывают за счет сверхрегенеративного эффекта усиления изменение структуры радиоимпульсов $U_{вых}$ (рис.1, (б)) выражающееся в появлении энергетического максимума в течение интервала $\tau_{пр}$ - первичной реакции $\Delta E_{1.}$ За счет энергии первичной реакции ΔE_1 инерционная цепь автосмещения СВЧ автогенератора СПП вызывает вторичную реакцию ΔE_2 в виде энергетического минимума - «паузы» $\tau_{оп}$ и третичную реакцию в виде приращения энергии ΔE_3. Временная задержка $\tau_з$ от момента формирования запросного сигнала $U_{зс}$ до вторичной реакции $\tau_{пр}$ позволяет определить наклонную дальность до АРЗ. Ответная пауза формируется при мощности запросного сигнала на 20–30 дБ превышающей

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

мощность собственных флуктуационных шумов СПП, устойчиво наблюдается в течение полета АРЗ на выходе приемного устройства РЛС. Реальная чувствительность СПП в режиме ответной паузы составляет величину порядка минус 85–90 дБ/Вт. Дальнейшее повышение чувствительности ограничивается флуктуациями переднего фронта радиоимпульсов СПП. Этот метод измерения наклонной дальности и теория СПП с вторичной реакцией в современной интерпретации подробно рассмотрены в [2][1]. За счет обработки фазовой информации в ответном сигнале возможно извлечение дополнительной информации и повышение чувствительности СПП до минус 120-125 дБ/Вт [3].

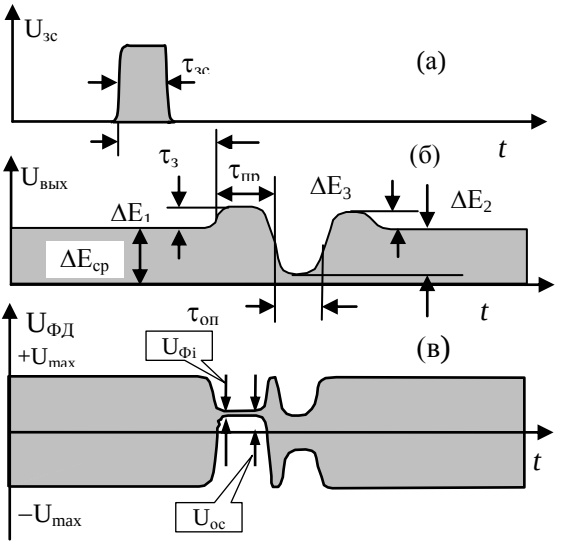


Рис. 1. Формирование ответного сигнала СПП:
(а) - огибающая запросных радиоимпульсов РЛС;
(б) - ответный сигнал СПП на выходе амплитудного детектора РЛС; (в) - ответный сигнал СПП на выходе фазового детектора когерентной РЛС.
Fig. 1. Super-regenerative transceiver (SRT) response signal generation: (a) – radar request radio pulse envelope; (б) – SRT response signal at the radar amplitude detector output; (в) - SRT response signal at the coherent radar phase detector output.

Необходимо пояснить механизм синхронизации фазы ответных радиоимпульсов запросным сигналом. При поступлении запросного сигнала в контур СПП в течение приемного интервала суммарный процесс смеси сигнала и шума будет описываться случайной функцией, которую, можно представить в виде:

$$\eta(t) = E(t) \cos [\, \omega_0 t - \varphi(t) \,], \qquad (1)$$

где $E(t)$, $\varphi(t)$ - огибающая и фаза случайного процесса суммы сигнала и шума.

[1] Следует подчеркнуть, что ответный сигнал СПП в виде паузы связан с изменением энергии ответных радиоимпульсов. Информация о фазе высокочастотного заполнения ответных радиоимпульсов в этом случае не используется. В работах [3-4] показана возможность практического построения когерентной СР на основе импульсно-фазового метода обработки ответного сигнала СПП в канале измерения дальности.

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

Известно, что одномерная функция распределения огибающей узкополосного нормального процесса (1) совпадает с обобщенным законом распределения Релея - Райса:

$$W_1(E, t) = \frac{E(t)}{\sigma^2}\exp[-\frac{E^2(t)+U_0{}^2}{2\sigma^2}]I_0[\frac{E(t)\ U_0}{\sigma^2}], \qquad (2)$$

где σ – среднеквадратичное значение флуктуационного шума в течение приемного интервала; $I_0[\frac{E(t)\ U_0}{\sigma^2}]$ - функция Бесселя нулевого порядка.

Следует подчеркнуть, что распределение (2) зависит только от амплитуды и не зависит от фазы процесса. Функция распределения фазы процесса при $|\varphi - \varphi_0| \le \pi$ имеет вид:

$$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi}\exp\left(-\frac{s}{2\sigma}^2\right)\left\{1+s\sqrt{2\pi}\cos(\varphi-\varphi_0)\,F[s\cos(\varphi-\varphi_0)]\exp[\sin^2(\varphi-\varphi_0)]\right\}, \qquad (3)$$

где $s = U_0/\sigma$ - отношение амплитуды сигнала к среднеквадратичному значению шума в контуре;

$F[s\cos(\varphi-\varphi_0)]=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{s\cos(\varphi-\varphi_0)}\exp(-\frac{t^2}{2})dt$ - интеграл вероятности; практически можно принять $\varphi_0 = 0$.

Функция распределения фазы (3) зависит как от огибающей U_0, так и от фазы φ детерминированной составляющей процесса.

Когда сигнал отсутствует ($s = 0$), то $W(\varphi)=\frac{1}{2\pi}$, что соответствует равномерному распределению фазы узкополосного стационарного нормального случайного процесса, при этом огибающая и фаза статистически независимы. Поэтому спектр радиоимпульсов СПП при отсутствии внешнего сигнала сплошной.

Однако при воздействии внешнего сигнала уже при уровнях $s > 3$ для небольших отклонений фазы $|\varphi| \le \pi/2$ распределение стремится к нормальному закону:

$$W(\varphi) = \frac{s}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{s^2\varphi^2}{2}\right), \text{ при } \sigma^2{}_\varphi = \frac{1}{s^2} = \frac{\sigma^2}{U_0^2}: \qquad (4)$$

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

Из анализа представленных зависимостей (3), (4) видно, что уже при $s \geq 3$ в линейной системе дисперсия плотности распределения фазы на приемном интервале СПП уменьшается. Можно показать с учетом приведенных зависимостей, что при любом законе распределения начальной фазы колебаний в момент запуска плотность распределения фазы автогенератора СПП в стационарном режиме стремится к определенному состоянию. В СВЧ-автогенераторе переходной режим не является изохронным, поскольку происходит изменение частоты и фазы автоколебаний вследствие зависимости параметров активного элемента от амплитуды колебаний. Однако при многократном запуске СПП траектория переходного процесса существенно не изменяется, поэтому плотность распределения фазы в стационарном режиме будет практически полностью связана с законом распределения фазы в приемном режиме. При отношении сигнал/шум $s > 3$ в приемном режиме СПП функция плотности распределения фазы ответных радиоимпульсов стремится к дельта-функции. В этом случае спектр радиоимпульсов СПП $G_{спп}$ содержит флуктуационную $U_ш$ и дискретные $U_д$ спектральные составляющие (рис. 2). Дискретные составляющие спектра СПП определяются частотой повторения радиоимпульсов (суперизации) F_c приемопередатчика радиозонда. Следует подчеркнуть, что они оказываются связанными со спектральными составляющими запросных радиоимпульсов РЛС. Радиальная скорость движения АРЗ определяется по частоте изменения уровня ответного сигнала.

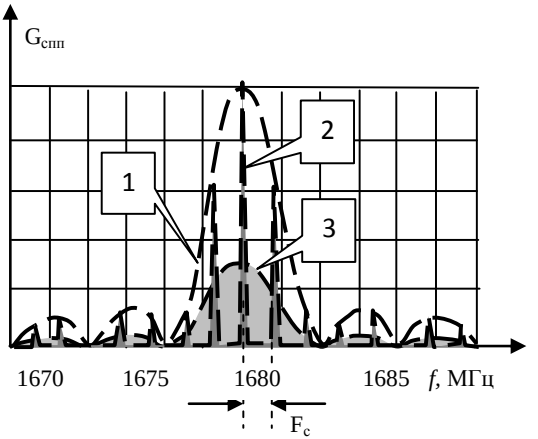


Рис. 2. Спектр радиоимпульсов СПП:
1 – огибающая спектра излучения СПП; 2 – амплитуда дискретной спектральной составляющей $U_д$; 3 – уровень флуктуационной составляющей спектра $U_ш$.

Fig. 2. The spectrum of super-regenerative transceiver (SRT) radio pulses: 1 – spectrum envelope of the SRT emission; 2 – $U_д$ discrete spectrum component amplitude; 3 – spectrum level of a $U_ш$ random component.

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

3. Метод обработки ответного сигнала

На рис.1, (в) показана огибающая потока видеоимпульсов на выходе фазового детектора (ФД) РЛС $U_{ФД}$. При поступлении ответных радиоимпульсов на выходе ФД РЛС формируется ответный сигнал $U_{ос}$. Условно уровень сигнала $U_{ос}$ на выходе ФД показан для фиксированного расстояния до АРЗ. Изменение расстояния между радиозондом РЛС приводит к периодическому изменению уровня ответного сигнала $U_{ос}$ на выходе ФД в пределах полного размаха разнополярных импульсов от $+U_{max}$ до $-U_{max}$. с частотой Доплера $F_д$. Ширина линии ответного сигнала $U_{Фi}$ пропорциональна флуктуациям фазы в течение действия запросного сигнала. Она увеличивается при уменьшении уровня запросного сигнала вплоть до полной потери в шумах и наоборот.

Метод обработки ответного сигнала СПП радиозонда заключается в объединении информации поступающей с выхода амплитудного и фазового детекторов и подачи суммарного ответного сигнала на вход следящей системы измерения дальности. В канале дальности РЛС вырабатываются стробирующие импульсы, совпадающие по форме и времени с суммарным ответным сигналом. Корреляционная обработка обеспечивает точное автосопровождение ответного сигнала радиозонда по дальности. При этом обеспечивается возможность определения мгновенной скорости путем измерения частоты изменения уровня ответного сигнала $U_{ос}$ на выходе ФД. При значительном удалении радиозонда возможно снижение уровня ответной паузы. В этом случае сопровождение сигнала радиозонда может быть осуществлено по ответному сигналу, наблюдаемому на выходе фазового детектора $U_{ос}$, поскольку для его формирования требуется существенно меньший уровень мощности запросного сигнала РЛС.

4. Заключение

Использование совместной информации об амплитуде и фазе квазикогерентных ответных радиоимпульсов СПП позволяет повысить надежность обнаружения и точность автосопровождения суммарного ответного сигнала АРЗ в канале дальности аэрологического радиолокатора.

Обработка ответного сигнала на выходе ФД приемного устройства радиолокатора дает возможность определять за счет эффекта Доплера мгновенную скорость движения АРЗ.

Чувствительность СПП радиозонда к запросному сигналу в режиме фазовой синхронизации когерентными радиоимпульсами оказывается на 20-30дБ выше чувствительности в режиме формирования ответной паузы.

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

Список литературы

[1] Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3-49.

[2] Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и использования радиозондовых измерительных средств / Под общей редакцией В.Э. Иванова. Екатеринбург. УрО РАН. 2004. 596 с. ISBN 5-7691-1513-0.

[3] Иванов В.Э. Исследование импульсно-фазового метода формирования и приема ответного сигнала сверхрегенеративного приемопередатчика // Радиовысотометрия – 2004: Труды Первой Всероссийской научно-технической конференции. Екатеринбург: Изд-во АМБ, 2004. С. 59-64.

[4] Иванов В.Э., Кудинов С.И. Исследование канала дальности когерентной РЛС с бортовым сверхрегенеративным ответчиком // 22-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: материалы конф. в 2 т. Севастополь: Вебер, 2012. С. 905-906.

References

[1] V.E. Ivanov, A.V. Gusev, K.A. Ignatkov, S.I. Kudinov, I.V. Malyigin, V.Ya. Noskov, O.V. Plohih, V.V. Ryisev, O.A. Chernyih [Current Status and Development Prospects of Atmosphere Radio Sensing Systems in Russia]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki [Successes of modern electronic engineering]*, 2013, vol. 9, pp. 3 - 49. (in Russian).

[2] Ivanov V.E., Fridzon M.B., Essjak S.P. *Radiozondirovanie atmosfery. Tehnicheskie i metrologicheskie aspekty razrabotki i ispol'zovanija radiozondovyh izmeritel'nyh sredstv [Uper-air radio sounding. Technical and metrological aspects of development and use of radiosonde measuring means]* (ed. by V.E. Ivanov). Ekaterinburg, UrO RAN, 2004, 596 p. (in Russian).

[3] Ivanov V.E. *Issledovanie impul'sno-fazovogo metoda formirovanija i priema otvetnogo signala sverhregenerativnogo priemoperedatchika [Research of a pulse and phase method of response signal generation and reception of the superregenerative transceiver]*. Radiovysotometrija – 2004: Trudy Pervoj Vserossijskoj nauchno-tehnicheskoj konferencii, Ekaterinburg: Izd-vo AMB, 2004, pp. 59 - 64.

[4] Ivanov V.E, Kudinov S.I. Research of the channel of the range coherent radar with the onboard superregenerative respondent. *CriMiCo 2012 - 2012 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, Sevastopol, 2012, pp. 905 – 906.

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

Formation of microwave signals with low frequency offset

Igor B. Shirokov [1], Igor V. Serdyuk[1]
[1] *Sevastopol State University*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org

Abstract: *The process of forming a microwave signal of 10 GHz band with a small frequency shift is considered. It is shown that to obtain acceptable quality characteristics of the microwave signal received by indirect synthesis, comparing the frequency at which operates the phase detector should be as close as possible to the frequency synthesized signal. This small frequency shift is generated due to the quadrature modulation of the reference microwave signal generator with indirect frequency synthesis.*
Thus, the developed system allows to generate a discrete set of signals with small channel spacing based on a single reference oscillator for microwave measurement and telecommunication systems.

Keywords: *frequency synthesis, synchronization, phase measurement, phase noise, phase progression, homodyne detection.*

Формирование микроволновых сигналов с малым частотным сдвигом

[1] Широков И.Б., [1] Сердюк И.В.
[1] *ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org

Аннотация: *Рассмотрен процесс формирования микроволновых сигналов в диапазоне 10 ГГц с малым частотным сдвигом. Показано, что для получения приемлемых качественных характеристик микроволнового сигнала, полученного методом косвенного синтеза, частота сравнения, на которой работает фазовый детектор, должна быть как можно ближе к частоте синтезируемого сигнала. При этом малый частотный сдвиг формируется за счёт квадратурной модуляции опорного сигнала микроволнового генератора с косвенным синтезом частот. Таким образом, разработана система, позволяет сформировать дискретный ряд сигналов с малым шагом сетки частот на базе одного опорного генератора для микроволновых измерительных и телекоммуникационных систем.*

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: синтез частот, синхронизация, фазовые измерения, фазовый шум, набег фазы, гомодинное детектирование.

1. Введение

Одной из актуальных задач при разработке современных телекоммуникационных систем является исследование статистических свойств каналов связи.

Задача измерения амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала возникает при исследовании физических свойств открытых трасс. Это может быть как исследование статистических свойств радиоканалов, так и измерение физических величин, влияющих на указанные параметры. При этом многоканальные измерения флуктуаций амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала дает более полный объем информации и позволяют более детально изучить процессы распространения микроволн на открытых трассах.

Гомодинные измерения основаны на использовании исходного колебания в качестве опорного для преобразования частоты того же сигнала, но прошедшего через исследуемую среду или отраженного от объекта исследования. Начальная фаза и частота исходных колебаний при этом методе измерений соответственно вычитаются из принятого сигнала, позволяя получать информативный параметр на выходе смесителя измерительного устройства [1, 2].

Для улучшения информативности гомодинного измерителя флуктуаций амплитуды и набега фазы микроволн необходимо увеличивать число измерительных каналов. Для проведения гомодинных измерений необходим дискретный ряд сигналов с частотами, мало отличающимися друг от друга и с высокой стабильностью по частоте и фазе [3].

2. Исследуемая модель

При использовании метода косвенного синтеза частот, стремление уменьшить шаг сетки частот путём понижения частоты сравнения, приводит к увеличению уровня фазовых шумов несущей и увеличению времени перестройки синтезатора в целом. Использование фракционных синтезаторов частоты дает при этом не всегда желаемый результат.

Для решения указанной задачи, предложено использовать один высокостабильный опорный генератор и подстраивать по его сигналу микроволновые генераторы в каждом измерительном канале. Малый частотный сдвиг формируется за счёт квадратурной модуляции опорного сигнала

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

микроволнового генератора с косвенным синтезом частот [4]. Управляющие сигналы для квадратурного генератора формируются методом прямого цифрового синтеза. При этом источником опорного сигнала при цифровом синтезе выступает тот же опорный генератор, который используется для косвенного синтеза частот. Структурная схема синтезатора частот показана на рис. 1.

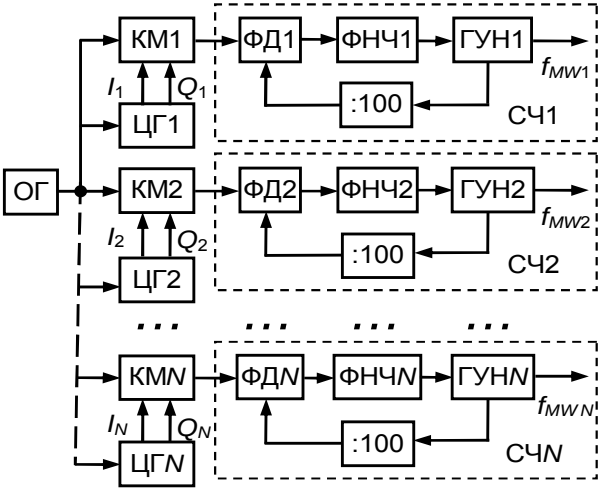


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частот.

Fig. 1. Block-diagram of frequency synthesizer.

На рис. 1 используются следующие обозначения: опорный генератор ОГ; квадратурные модуляторы КМ; цифровые генераторы прямого синтеза ЦГ; фазовые детекторы ФД; фильтры нижних частот ФНЧ; микроволновые генераторы управляемые напряжением ГУН; делители частоты :100; синтезаторы частоты СЧ.

Если в качестве модулирующих сигналов на квадратурные модуляторы подавать косинусоидальной и синусоидальный сигналы, то на выходе квадратурного модулятора мы получим сигнал с частотой, сдвинутой на частоту управляющих сигналов [5]:

$$\cos(\Omega t)\cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)\sin(\Omega t) = \cos[(\omega_0 + \Omega)t] \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что изменяя частоты управляющих сигналов $I_i = \cos(\Omega t)$ и $Q_i = \sin(\Omega t)$ можно перестраивать частоту опорного генератора. При этом стабильность начальной фазы полученного

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

сигнала определяется стабильностью следующих параметров: сигнала опорного генератора, параметров квадратурных модуляторов и начальной фазы сигналов I_i и Q_i.

Для создания устройства сдвига частоты выбран опорный генератор с низким уровнем фазовых шумов CVHD950-100 фирмы Crystek Crystals, имеющий следующие характеристики: рабочая частота 100 МГц, диапазон температур 0..+70°С, входное напряжение 3,3±0,3 В, относительная нестабильность частоты 20 ppm, уровень фазового шума –135 дБ/Гц, при отстройке на 1 кГц.

Также, был выбран кремниево-германиевый широкополосный квадратурный модулятор MC696LP4E фирмы Hittite Microwave Corporation, который обладает следующими параметры: диапазон частот 20...2700 МГц, уровень шума –162 дБм/Гц, линейность OIP3 23,7 дБм.

Таким образом, от одного высокостабильного опорного генератора с частотой 100 МГц предложено сформировать сетку частот

$$f_{ref\ i} = 100\ \text{МГц} + \Delta f_i, \qquad (2)$$

где Δf_i — сдвиг частоты опорного сигнала на величину от 1 кГц до 10 кГц.

Подача управляющих сигналов на квадратурный модулятор производится с помощью двух синтезаторов прямого цифрового синтеза AD9833, обладающих разрешением по частоте 0,1 Гц и 10-битным АЦП 28-битным фазовым аккумулятором. Синтезаторы тактируется сигналом с одного опорного генератора и запускаются синхронно.

Предложенная в [5] схема построения микроволновых генераторов позволяет создать микроволновые колебания частотами порядка 10 ГГц и шагом сетки частот 100 кГц, при частоте опорного генератора 100 МГц. Таким образом, разработана система, позволяет сформировать дискретный ряд сигналов с малым шагом сетки частот на базе одного опорного генератора для микроволновых измерительных и телекоммуникационных систем.

3. Результаты исследований

Рассмотрим подробнее характеристики опорного сигнала синтезаторов частот СЧ на рис. 1 для частоты 100,01 МГц. Спектр опорного сигнала синтезаторов показан на рис. 2. Этот спектр соответствует квадратурным модулирующим сигналам с частотой 10 кГц.

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

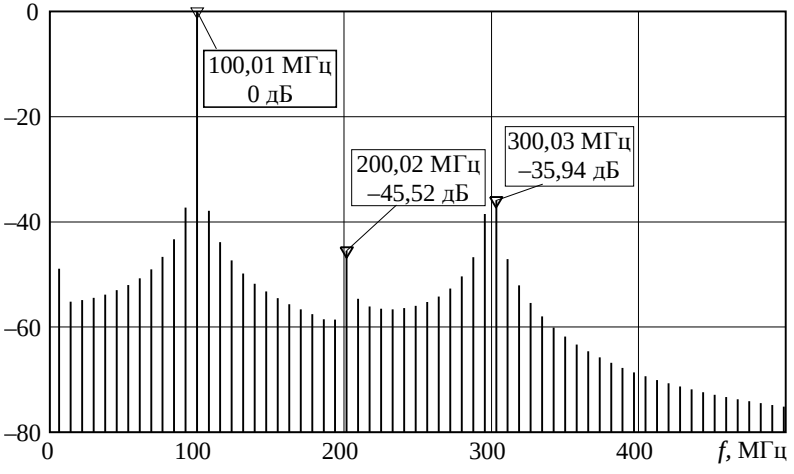


Рис. 2. Спектр опорного сигнала синтезатора частот.
Fig. 2. The spectrum of the reference signal frequency synthesizer.

Как следует из рис. 2, опорный сигнал синтезатора частот обладает уровнем побочных составляющий в спектре менее –35 дБ на частоте третей гармоники и менее –45 дБ на частоте второй гармоники. При этом максимальная по амплитуде спектральная составляющая расположена на частоте 100,01 МГц, что соответствует сдвигу частоты опорного сигнала на 10 кГц. При этом уровень фазовых шумов не превышает –37 дБ.

4. Заключение

Таким образом, предложенный многоканальный гомодинный измеритель флуктуаций амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала, позволяет исследовать свойства микроволнового канала в диапазоне 10 ГГц. За счёт формирования дискретной сетки частот с шагом 100 кГц на базе одного опорного генератора может быть значительно повышена точность и информативность гомодинной измерительной системы.

Выбор частоты высокостабильного опорного генератора равной 100 МГц позволяет осуществлять передачу опорного сигнала с частотой в 100 раз меньшей частоты микроволнового генератора. Таким образом, упрощается тракт передачи опорного сигнала и уменьшаются требования к его параметрам, уменьшаются потери в тракте. В тоже время уменьшение кратности деления частоты в синтезаторе частоты с косвенным синтезом СЧ, приводит к снижению уровня фазовых шумов генерируемого микроволнового сигнала.

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

Предложенный формирователь микроволновых сигналов может применяться для измерения характеристик микроволнового оборудования и при разработке многоканальных телекоммуникационных систем [5].

Список литературы

[1] Shirokov I.B., Gimpilevich Yu.B., Jandieri G.V. Microwave Propagation in a Surface Atmosphere Layer on Land-Sea Boundary// IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference, APMC'10. Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan. 2010. P. 2123-2126.

[2] Gimpilevich Yu.B., Shirokov I.B. Generalized mathematical model of homodyne frequency conversion method under a periodic variation in sounding signal phase shift // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). 2007. V. 66. No. 12. P. 1057-1065.

[3] Широков И.Б., Сердюк И.В., Редькина Е.А. Анализ особенностей работы многоканальной гомодинной системы измерения амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2015), Севастополь. 2015. С. 1011-1012.

[4] Широков И.Б., Белоконь Д.С. Формирование микроволновых сигналов с малым частотным сдвигом // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2012), Севастополь. 2012. С. 346-347.

[5] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Redkina E.A., Abramashvili N.I. The multichannel homodyne measuring system of the microwave signal amplitude and phase progression fluctuations // Proc. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo 2013), 23rd International Crimean Conference, Sevastopol. 2013. P. 971-973.

References

[1] Shirokov I.B., Gimpilevich Yu.B., Jandieri G.V. Microwave Propagation in a Surface Atmosphere Layer on Land-Sea Boundary. *IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference, APMC'10. Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan*, 2010, pp. 2123 - 2126.

[2] Gimpilevich Yu.B., Shirokov I.B. Generalized mathematical model of homodyne frequency conversion method under a periodic variation in sounding signal phase shift. *Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika)*, 2007, vol. 66, no. 12, pp. 1057 - 1065.

[3] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Redkina E.A. The analysis of operation features of multichannel homodyne system for measurement of microwave signal amplitude and phase progression. *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2015). Sevastopol,* 2015, pp. 1011 - 1012.

[4] Shirokov I.B., Belokon D.S. Formation of Microwave signals with small step of frequencies grid. *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2012). Sevastopol,* 2012, pp. 346 - 347.

[5] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Redkina E.A., Abramashvili N.I. The multichannel homodyne measuring system of the microwave signal amplitude and phase progression fluctuations. *Proc. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo 2013), 23rd International Crimean Conference, 9-13 Sept. Sevastopol*, 2013, pp. 971 - 973.

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

Test results of components of the «Vostochnyj» spaceport aerological upper-air radio sounding system

Oleg V. Plokhikh, Vyacheslav E. Ivanov, Sergey I. Kudinov
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
o.v.plohih@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com, kudinoffs@mail.ru

Abstract: *Some test results of components of the «Vostochnyj» spaceport aerological upper-air radio sounding system are given in the report. The comparative assessment of measurement accuracy of radiosonde coordinates, velocity, air temperature and humidity is received by the method of radiosonde paired launches on one gas filled balloon carrier. Both radar complexes, traditional for Russia, and the new "Polyus" navigational upper-air sounding system using GLONASS/GPS satellite signals have been involved in comparative tests.*

Keywords: *upper-air radio sounding system, radiosonde, GLONASS, GPS, global satellite radio navigational system, atmosphere parameter vertical profiles.*

Результаты испытаний составных частей системы аэрологического радиозондирования атмосферы космодрома «Восточный»

Плохих О.В., Иванов В.Э., Кудинов С.И.
Уральский федеральный университет имени первого
Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
o.v.plohih@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com, kudinoffs@mail.ru

Аннотация: *В докладе приведены некоторые результаты испытаний составных частей системы аэрологического зондирования атмосферы космодрома «Восточный». Сравнительная оценка точности измерения координат радиозонда, скорости, температуры и влажности воздуха получена методом спаренных выпусков радиозондов на одном газонаполненном шаре-носителе. В сравнительных испытаниях были задействованы как традиционные для России радиолокационные комплексы, так и новая навигационная система радиозондирования «Полюс», использующая спутниковые сигналы ГЛОНАСС/GPS.*

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: *системы радиозондирования атмосферы, радиозонд, глобальная спутниковая радионавигационная система, ГЛОНАСС, GPS, вертикальные профили параметров атмосферы*.

1. Введение

В настоящее время разработаны и находятся в эксплуатации системы радиозондирования атмосферы (СР) использующие различные физические принципы и методы дистанционного измерения. Однако СР, определяющие параметры атмосферы путем контактных измерений с помощью аэрологических радиозондов (АРЗ) запускаемых различными методами доставки в свободную атмосферу, обеспечивают наиболее точные результаты вертикальных профилей температуры, влажности, скорости и направлении ветра, а также давления воздуха [1], в слое до 40 км для обеспечения краткосрочных и долгосрочных прогнозов погоды, предсказания изменчивости климата и др. Самостоятельное значение получаемая аэрологическая информация имеет для метеорологического обеспечения полетов авиации, пусков ракет, стрельбы артиллерии.

В мировой практике сформировались два основных типа контактных СР, отличающихся методом измерения координат АРЗ [2]. В угломерно-дальномерных СР, для измерения координат используется радиолокационная или радиопеленгационная станция (РЛС). Современные радионавигационные СР используют сигналы спутниковых радионавигационных систем (СРНС) типа ГЛОНАСС/GPS.

На протяжении нескольких лет Центр эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры (ФГУП «ЦЭНКИ») работает над созданием системы метеорологического обеспечения (СМО) запущенного в 2016 году в эксплуатацию космодрома «Восточный». Одна из подсистем СМО – это система аэрологического зондирования атмосферы (САЗА), в разработке и изготовлении которой Уральский федеральный университет (УрФУ) задействован в качестве головного исполнителя [3]. САЗА является важнейшей составной частью системы метеорологического обеспечения, оперативно формирующей данные, необходимые для обеспечения пусков ракет-носителей (РН) и функционирования служб космодрома. В настоящее время из состава САЗА на космодроме функционирует мобильный аэрологический комплекс (МАК), стационарная СР «Полюс» и комплект оборудования и расходных материалов для подготовки и выпуска аэрологических радиозондов (АРЗ). СР «Полюс» - это новая отечественная

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

радионавигационная система радиозондирования атмосферы, разработанная УрФУ и АО «Радий» (г. Касли Челябинской обл.). Она также входит в состав МАК, но в мобильном исполнении. Эти подсистемы использовались для обеспечения первого пуска РН «Союз-2.1а» с блоком выведения «Волга» с космодрома «Восточный». Составные части САЗА прошли ряд заводских и натурных испытаний. В данной работе обсуждаются некоторые результаты этих испытаний.

2. Методика испытаний

Краеугольным камнем испытания систем измерения параметров свободной атмосферы является проверка точностных характеристик, требования к которым в последние годы ощутимо подросли [4, 5]. Остро встает вопрос об адекватной методике испытаний в условиях ограниченного ресурса времени и фактического отсутствия более точных (эталонных) средств объективного контроля. Говоря о точности измерений, следует учитывать, что и атмосфера, и СР не являются статическими объектами. В атмосфере кроме небольших флюктуаций присутствуют турбулентные участки. АРЗ все время находится в движении, т.е. мы не можем остановить его в заданной точке пространства и выполнить серию измерений. Скорость изменения высоты непостоянна, а сама система шар-зонд подвержена сложным колебаниям из-за воздушных вихрей, возникающих в кильватере шара, турбулентности и воздействия воздуха на шар при его переходе в слой с другой скоростью и направлением движения. Кроме того, датчики АРЗ, в том числе и система шар-зонд, как датчик ветра, имеют некоторую инерционность. Чем больше инерционность, тем большую динамическую ошибку мы можем получить. В результате СР выдает некие интегральные оценки параметров атмосферы в слоях воздуха некоторой толщины. Толщины слоев не обязательно одинаковы на разных уровнях относительно земли. Флюктуации параметров атмосферы и маятниковое прецессирующее раскачивание АРЗ на тросе газонаполненного шара-оболочки вынуждают применять сглаживающую фильтрацию, ухудшающую разрешение по высоте.

В лабораторных условиях проверку измерительной аппаратуры выполняют с помощью климатического оборудования. Разумеется, полностью воссоздать влияние всех окружающих факторов не удается, но можно исследовать влияние на измерительную аппаратуру АРЗ одного из факторов (температуры, влажности и т.д.) при фиксированных остальных. Далее суммируют предельные ошибки, вызванные изменением соответству-

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

ющих факторов относительно нормальных условий. Данная методика подразумевает линейность измерительной системы.

Для полноценной проверки точности подсистем САЗА после проведения полного цикла заводских и лабораторных испытаний были выполнены выпуски АРЗ. Использовался метод спаренных выпусков АРЗ, когда к одному шару-оболочке подвязываются несколько радиозондов одного или разных типов. В испытаниях САЗА выполнялись выпуски пары навигационных, пары навигационного и радиолокационного, а так же спаренные выпуски трех АРЗ (двух навигационных и одного радиолокационного). Первоначально АРЗ использовалась простая гибкая сцепка АРЗ друг с другом (второй зонд подвешивался с помощью киперной ленты ниже первого на 10 м). Позднее, для навигационных АРЗ, мы стали использовать жесткую сцепку, в которой зонды подвязывались к легкой бамбуковой траверсе, так чтобы расстояние между радиозондами всегда было фиксированным, и в процессе полета датчики радиозондов располагались примерно на одинаковой высоте. Такая конструкция позволяет более корректно сравнивать измерения пары АРЗ, а так же оценить случайную составляющую инструментальной погрешности измерения координат. В тройных пусках радиолокационный АРЗ типа МРЗ-3 или МРЗ-3МК (модернизированный с цифровым каналом передачи данных) подвязывался на 10 метров ниже траверсы для уменьшения влияния его передатчика на навигационные модули. Для слежения за радиолокационным зондом использовался аэрологический радиолокационный вычислительный комплекс (АРВК) Вектор-М.

3. Результаты испытаний

Одно из преимуществ измерения координат АРЗ по спутниковым навигационным сигналам заключается в автоматической привязке измерений к шкале времени СРНС и всемирного координированного времени UTC. Благодаря этому можно с высокой точностью синхронизировать измерения двух независимых СР. На рис. 1 показана гистограмма типичного распределения расстояния измеряемого в течение зондирования (1,5 – 2 часа, частота измерений 0,5 Гц) между двумя АРЗ летящими в жесткой сцепке. Полученное распределение можно было бы считать нормальным, если бы не плавный дрейф среднего значения в течение полёта. Отклонение среднего измеренного значения от действительной дистанции между АРЗ в разных запусках отличается, но в ходе испытаний не превысило 3 м. Стандартное отклонение в пределах одного зондирования порядка 0,8 м,

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

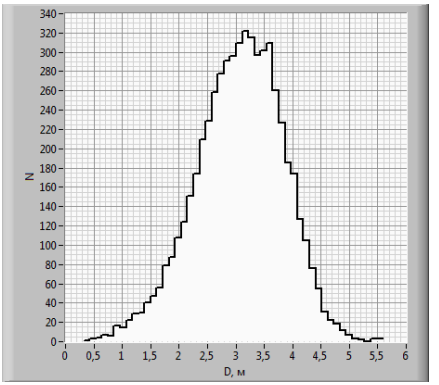


Рис. 1. Гистограмма распределения расстояния между радиозондами в течение зондирования
Fig. 1. Distribution bar chart of distance between radiosondes during sounding

что подтверждает приемлемую точность измерения среднего ветра дифференцированием координат даже в пределах тонкого слоя толщиной 100 м. Сравнение профилей среднего ветра в спаренном выпуске двух навигационных АРЗ типа МРЗ-Н1 дает следующие статистические характеристики: среднее отклонение профилей друг от друга близко к нулю, стандартное отклонение при толщине слоя 100 м не превышает 0,3 м/с, а при толщине 300 м – не более 0,2 м/с.

Разброс в показаниях датчиков температуры и влажности в спаренных выпусках соответствует техническому заданию на САЗА, согласно которому погрешность (с вероятностью 0,95) измерения температуры воздуха должна быть не более ±0,6 ºС, относительной влажности на интервале 15..90% не более ± 4% и относительной влажности на интервалах 5..15% и 90..98% не более ±8%.

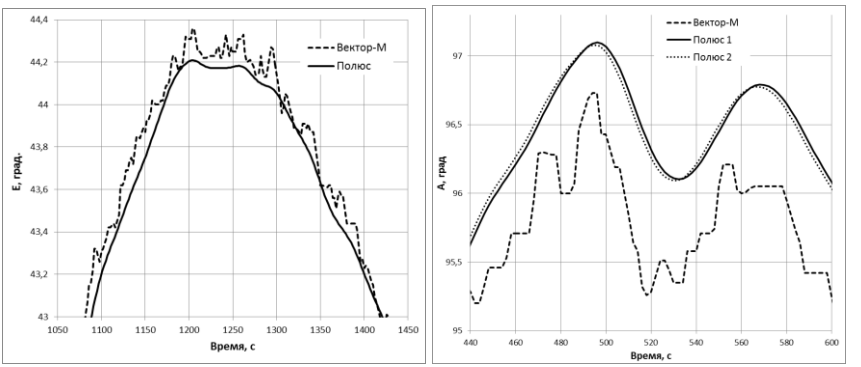
Для сравнения с радиолокационной координатной информацией, координаты навигационных радиозондов МРЗ-Н1 пересчитывались в местную сферическую систему координат (азимут, угол места, наклонная дальность) с центром в точке размещения антенны АРВК «Вектор-М». На рис. 2 показаны фрагменты угловых профилей, в которых видно смещение по углу места примерно на 0,1 градуса и по азимуту около 0,6 градуса. Интересно, что далее расхождение по азимуту увеличивается и достигает 1 градуса. Обнаружено так же отклонение углов на несколько градусов в ближней зоне радиолокатора, когда зонд сопровождается более широким лучом, скачкообразно уменьшающее при переключении на антенну дальней зоны. Можно предположить, что направление диаграмм направленности антенн ближней и дальней зоны не совпадает, как по азимуту, так и углу места.

Подобные отклонения, а так же вопросы учета рефракции требуют дополнительных исследований, как для повышения точности радиолокационных систем, так и для правильной интерпретации поступающей информации в таких комплексных системах, как САЗА. Навигационная тех-

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

нология может быть использована для калибровки и тестирования АРВК.

В октябре 2015 и марте 2016 года на космодроме «Восточный» были проведены автономные и комплексные испытания СЧ САЗА. В несколь-



a) b)

Рис. 2. Сравнительные графики угловых координат радиозонда, измеренных «Вектор-М» и «Полюс» в спаренных выпусках: a) – угол места, b) – азимут.

Fig. 2. Comparative graphs of angular radiosonde coordinates measured by "Vektor-M" and "Polyus" in the paired launches: a) – an elevation angle, b) – an azimuth.

ких выпусках один навигационный АРЗ сопровождался одновременно двумя СР «Полюс» (стационарной и станцией МАК). Таким образом, первичные данные поступали от одного источника, а вторичную обработку каждая базовая станция вела самостоятельно по принятой самостоятельно в условиях промышленных помех выборке. В результате, была выполнена дополнительная проверка влияния процедур и алгоритмов вторичной обработки на погрешность конечной оценки метеопараметров.

4. Заключение

Радионавигационные СР в сравнении с радиолокационными обладают более высокой точностью и большими возможностями измерения координат и скорости АРЗ, оценки турбулентности атмосферы, особенно в случае сложного рельефа местности и значительного удаления АРЗ на 100 км и более.

Опыт проведения спаренных выпусков АРЗ радионавигационных и радиолокационных систем показывает возможность разработки обоснованных методик для усовершенствования, калибровки и периодической проверки параметров радиолокационных СР находящихся в составе САЗА.

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

Список литературы

[1] Киселев В.Н., Кузнецов А.Д. Методы зондирования окружающей среды (атмосферы): учебник. СПб., изд. РГГМУ, 2004. 429 с. ISBN 5-86813-063-4.

[2] Исследование точностных характеристик радиолокационных и радионавигационных систем радиозондирования атмосферы / Плохих О.В., Гусев А.В., Кудинов С.И., Черных О.А.// 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014), Севастополь, 7-13 сентября 2014 г.: материалы конф. в 2 т. Севастополь: Вебер, 2014. ISBN 978-966-335-415-6, 1246 с. Т2. 693 с. (553 – 1245) + 2с.: ил. ISBN 978-966-335-414-9. С. 1091-1092.

[3] Структура системы аэрологического зондирования атмосферы космодрома «Восточный»/ Плохих О.В., Гусев А.В., Кудинов С.И., Черных О.А., Иванов В.Э.// 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014), Севастополь, 7-13 сентября 2014 г.: материалы конф. в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2014. ISBN 978-966-335-415-6, 1246 с. Т2. 693 с. (553 – 1245) + 2с.: ил. ISBN 978-966-335-414-9. С. 1093-1094.

[4] Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3–49.

[5] Ben B. Balsley, Lakshmi Kantha, William Colgan. On the Use of Slow Ascent Meter-Scale Sampling (SAMS) Radiosondes for Observing Overturning Events in the Free Atmosphere // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 2010. vol. 27:4. P.766-775.

References

[1] Kiselev V.N., Kuznecov A.D. *Metody zondirovanija okruzhajushhej sredy (atmosfery): uchebnik.* SPb., izd. RGGMU, 2004, 429 p. (In Russian)

[2] Plokhikh, O.V. , Gusev, A.V., Kudinov, S.I., Chernyh, O.A. [Precision performance study of radar-tracking and radio navigational systems of upper-air sounding]. *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2014, pp. 1091 - 1092. (in Russian)

[3] Plokhikh, O.V., Gusev, A.V. Kudinov, S.I. Chernyh, O.A. Ivanov, V.E. [Structure of the upper-air sounding system of the «Vostochny» cosmodrome]. *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2014, pp. 1093 - 1094. (in Russian)

[4] V.E. Ivanov, A.V. Gusev, K.A. Ignatkov, S.I. Kudinov, I.V. Malyigin, V.Ya. Noskov, O.V. Plohih, V.V. Ryisev, O.A. Chernyih [Current Status and Development Prospects of Atmosphere Radio Sensing Systems in Russia]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki* [*Successes of modern electronic engineering*], 2013, vol. 9, pp. 3 - 49. (in Russian)

[5] Ben B. Balsley, Lakshmi Kantha, William Colgan. On the Use of Slow Ascent Meter-Scale Sampling (SAMS) Radiosondes for Observing Overturning Events in the Free Atmosphere. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2010, vol. 27:4, pp.766 - 775.

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

Analysis of double-diode autodyne stability

Kirill A. Ignatkov, Andrei P. Chupahin
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
k.a.ignatkov@gmail.com

Abstract: *Stability analysis results are presented for a double-diode oscillator, which is under influence of the proper reflected radiation from a moving object. The analysis is performed basing on the mathematical model of an autodyne, which is presented in the form of the system of two mutually-locked partial oscillators. Peculiarities of stable functioning zones for the self-oscillating system are considered at various parameters of these oscillators under different conditions of their mutual coupling.*

Keywords: autodyne, autodyne signal, autodyne response, double-diode autodyne, mutual locking, stability, partial oscillator.

Анализ устойчивости двухдиодных автодинов

Игнатков К.А., Чупахин А.П.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
k.a.ignatkov@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты анализа устойчивости двухдиодного генератора, находящегося под воздействием собственного отражённого излучения от движущегося объекта. Анализ выполнен на основе математической модели автодинного генератора, представленного в виде системы двух взаимно синхронизированных парциальных генераторов. Рассмотрены особенности зон стабильного функционирования автоколебательной системы при различных параметрах этих генераторов и условий их взаимной связи.*

Ключевые слова: автодин, автодинный сигнал, автодинный отклик, двухдиодный автодин, взаимная синхронизация, устойчивость, парциальный генератор.

1. Введение

Двухдиодные автодины находят широкое применение в различных системах ближней радиолокации и измерительной техники, устройствах контроля параметров быстропротекающих и медленных технологических

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

процессов. По сравнению с обычными автодинами они обеспечивают возможность определения направления перемещения объектов, повышение точности измерений, обладают более высокой стабильностью частоты генерации и широким динамическим диапазоном по уровню воздействия отражённого излучения [1, 2].

Теоретическим и экспериментальным исследованиям двухдиодных автодинов посвящен ряд докладов на научно-технических конференциях последнего времени [3–5]. В ходе выполненных исследований рассмотрены особенности проявления автодинного эффекта в этой автоколебательной системе, изучено поведение изменений амплитуд и фаз колебаний парциальных генераторов при воздействии на систему собственного отражённого от объекта излучения. Однако вопрос устойчивости этой достаточно сложной автоколебательной системы в известной нам литературе не рассматривался. Цель настоящей работы – на основе разработанной нами математической модели двухдиодного автодина восполнить указанный пробел.

2. Основные соотношения для анализа устойчивости

Для математической модели двухдиодного автодина в виде системы двух связанных между собой одноконтурных парциальных генераторов, из которых первый находится под воздействием отражённого излучения, была составлена система нелинейных дифференциальных уравнений. Из этой системы, используя метод усреднения первого приближения, после ряда преобразований была получена система укороченных уравнений для амплитуд A_i и фаз φ_i ($i = 1,\ 2$) парциальных генераторов и текущей разности фаз $\Phi=\varphi_1-\varphi_2$ между их колебаниями [3].

Отражённое излучение, воздействуя на колебательную систему первого парциального генератора, вызывает в системе связанных генераторов автодинный эффект, который состоит в изменениях амплитуд ΔA_i колебаний каждого парциального генератора, их фаз $\Delta\varphi_i$, частоты $\Delta\omega$ и разности фаз $\Delta\Phi$ относительно значений A_{0i}, φ_{0i}, ω_0 и Φ_0 стационарного режима автономного генератора. Для случая слабого отражённого излучения, когда коэффициент отражения $\Gamma<<0$ и автодинные изменения амплитуды $|\Delta A_i| << A_{0i}$, частоты $|\Delta\omega| << \omega_0$ и фаз $|\Delta\varphi_i|, |\Delta\Phi| << \pi/2$, следуя известной методики [6], получена система уравнений для относительных изменений амплитуд $a_i = \Delta A_i / A_{0i}$ и частоты $\chi = \Delta\omega / \omega_0$, а также абсолютных изменений фаз $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\Phi$ колебаний парциальных генераторов в виде:

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

$$\frac{d}{dt}\begin{vmatrix}(Q_{н1}/\omega_{c1})a_1\\(Q_{н2}/\omega_{c2})a_2\\(Q_{н1}/\omega_{c1})\Delta\varphi_1\\(Q_{н1}/\omega_{c1})\Delta\Phi\end{vmatrix}+\begin{vmatrix}\alpha_{11}&\alpha_{12}&0&\mu_1\\\alpha_{21}&\alpha_{22}&0&\mu_2\\\beta_{11}&\beta_{12}&Q_{н1}&\xi_{1\Phi}\\\Delta\beta_1&\Delta\beta_2&\sigma_\Phi&\Delta\xi_\Phi\end{vmatrix}\cdot\begin{vmatrix}a_1\\a_2\\\chi\\\Delta\Phi\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}\Gamma\eta\cos\delta(\tau)\\0\\-\Gamma\eta\sin\delta(\tau)\\-\Gamma\eta\sin\delta(\tau)\end{vmatrix}, \quad (1)$$

где члены квадратной матрицы являются безразмерными коэффициентами, характеризующими приведённую крутизну соответствующих параметров парциальных генераторов в окрестности стационарного режима: $\alpha_{ii}=(A_{0i}/2G_i)(\partial G_{дi}/\partial A_i)$, $\alpha_{12}=-k_{св}h_A\cos(\Phi_0+\Theta)$, $\mu_1=k_{св}h_A\sin(\Phi_0+\Theta)$, $\alpha_{21}=(k_{св}/h_A)\cos(\Phi_0-\Theta)$, $\beta_{ii}=(A_{0i}/2G_i)(\partial B_{дi}/\partial A_i)$, $\beta_{12}=k_{св}h_A\sin(\Phi_0+\Theta)$, $\mu_2=-(k_{св}/h_A)\sin(\Phi_0-\Theta)$, $\xi_{1\Phi}=k_{св}h_A\cos(\Phi_0+\Theta)$, $\Delta\beta_1=\beta_{11}-q_{12}\beta_{21}$, $\beta_{21}=-(k_{св}/h_A)\sin(\Phi_0-\Theta)$, $\xi_{2\Phi}=-(k_{св}/h_A)\cos(\Phi_0-\Theta)$, $\Delta\beta_2=\beta_{12}-q_{12}\beta_{22}$, $\sigma_\Phi=Q_{н1}\sigma_{12}$, $\xi_{2\Phi}=-(k_{св}/h_A)\cos(\Phi_0-\Theta)$, $\Delta\xi_\Phi=\xi_{1\Phi}-q_{12}\xi_{2\Phi}$; $k_{св}$, Θ – модуль и фаза коэффициента передачи цепи связи; $q_{12}=Q_{н1}/Q_{н2}$; $G_{дi}$, $B_{дi}$ – средние за период резистивная и реактивная проводимости СВЧ диодов; ω_{ci} – собственные частоты парциальных резонаторов; η, G_i – кпд и проводимость колебательной системы; $h_A=(P_2/P_1)^{1/2}$; P_1, P_2 – мощности парциальных генераторов; $\delta(\tau)$, τ – набег фазы и время запаздывания отражённого излучения; $\sigma_{12}=(\omega_{c1}-\omega_{c2})/\omega_{c1}$.

В правой части этих уравнений для определения набега фазы $\delta(\tau)$ используем первое приближение разложения функции запаздывающей фазы отражённого излучения в ряд Тейлора по времени запаздывания τ:

$$\delta(\tau)=\omega\tau=\omega_0\tau-C_{ос}\sin[\delta(\tau)+\theta_\omega], \quad (2)$$

где $C_{ос}=\Delta\omega_m\tau$ – параметр внешней обратной связи автодинной системы; $\Delta\omega_m=\Gamma\eta\omega_0/Q_{н1}S_{ст}$ – автодинная девиация частоты генерации; $S_{ст}$ – коэффициент стабилизации частоты, обусловленный действием взаимной синхронизации парциальных генераторов; θ_ω – фазовый угол относительных изменений частоты генерации.

Исследование устойчивости обычных автодинов выполнено с применением второго метода Ляпунова [7]. При решении данной задачи этим методом в отношении двухдиодного автодина получается характеристическое уравнение высокого порядка. Поэтому конечные выражения для условий устойчивости системы имеют довольно громоздкий вид и на данном этапе не поддаются физической интерпретации.

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

В связи с этим нами предложено выполнение анализа устойчивости численными методами на основе исследования поведения амплитудных множителей, входящих в выражения для автодинного отклика. Для этого запишем решение системы (1) с учётом (2) и выполнения условия $C_{\text{ос}} < 1$ для искомых функций a_i, χ и $\Delta\Phi$ в следующем виде [4]:

$$a_i(\tau_{\text{н}}) = \Gamma K_i \cos[\delta(\tau_{\text{н}}) - \psi_{1i}], \tag{3}$$

$$\chi(\tau_{\text{н}}) = \chi_m \sin[\delta(\tau_{\text{н}}) + \theta_\omega], \tag{4}$$

$$\Delta\Phi(\tau_{\text{н}}) = \Delta_\Phi \sin[\delta(\tau_{\text{н}}) + \theta_\Phi], \tag{5}$$

$$\delta(\tau_{\text{н}}) = (2\pi\tau_{\text{н}})_{(0)} - C_{\text{ос}}\sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(1)} + \theta_\omega - C_{\text{ос}}\sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(2)} + \theta_\omega - \ldots$$
$$\ldots - C_{\text{ос}}\sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(k-1)} + \theta_\omega - C_{\text{ос}}\sin[(2\pi\tau_{\text{н}})_{(k)} + \theta_\omega]]\ldots], \tag{6}$$

где $\chi_m = \Delta\omega_m / \omega_0$ – относительная автодинная девиация частоты генерации; Δ_Φ – девиация разности фаз колебаний парциальных генераторов; ψ_{1i}, θ_Φ – фазовые углы относительного смещения автодинных изменений амплитуд и разности фаз колебаний парциальных генераторов; $\tau_{\text{н}} = \omega_0\tau$ – нормированное время; K_i – коэффициенты передачи входного сигнала в изменения амплитуды колебаний i-го парциального генератора:

$$K_i = \eta\sqrt{\text{A}_{ci}^2 + \text{A}_{si}^2}\,\Big/\Delta_0\,, \tag{7}$$

$$\text{A}_{c1} = (\alpha_{22}\Delta\xi_\Phi - \mu_2\Delta\beta_2)Q_{\text{н}1} + (\beta_{12}\mu_2 - \alpha_{22}\xi_{1\Phi})\sigma_\Phi;\ \text{A}_{s1} = (\alpha_{22}\mu_1 - \alpha_{12}\mu_2)(Q_{\text{н}1} - \sigma_\Phi)$$
$$\text{A}_{c2} = (\alpha_{21}\Delta\xi_\Phi - \mu_2\Delta\beta_1)Q_{\text{н}1} + (\beta_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\xi_{1\Phi})\sigma_\Phi;\ \text{A}_{s2} = (\alpha_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\mu_1)(Q_{\text{н}1} - \sigma_\Phi)$$
$$\Delta_0 = \alpha_{11}[(\alpha_{22}\Delta\xi_\Phi - \mu_2\Delta\beta_2)Q_{\text{н}1} + (\beta_{12}\mu_2 - \alpha_{22}\xi_{1\Phi})\sigma_\Phi] -$$
$$-\alpha_{12}[(\alpha_{21}\Delta\xi_\Phi - \mu_2\Delta\beta_1)Q_{\text{н}1} + (\beta_{11}\mu_2 - \alpha_{21}\xi_{1\Phi})\sigma_\Phi] -$$
$$-\mu_1[(\alpha_{22}\Delta\beta_1 - \alpha_{21}\Delta\beta_2)Q_{\text{н}1} + (\alpha_{21}\beta_{12} - \alpha_{22}\beta_{11})\sigma_\Phi].$$

3. Численный анализ автодинного генератора на устойчивость

Экспериментально установлено, что при изменении в широких пределах параметров связи между парциальными генераторами двухдиодного автодина и величины расстройки их собственных частот в области потери устойчивого режима работы наблюдается сначала значительный рост коэффициентов передачи, а затем – скачкообразный переход на иное новое значение этого коэффициента.

Для анализа данной связи численным методом примем к рассмотрению случай изохронных парциальных генераторов ($\beta_{ii} = 0$) с коэффициентом связи между ними $k_{\text{св}} = 0{,}75$ и значением нагруженной добротности

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

$Q_{н1} = 50$. При этом примем значения параметров прочности предельного цикла $\alpha_{11} = 0{,}1$ и $\alpha_{22} = 0{,}4$, а соотношение амплитуд колебаний $h_A = 1{,}5$.

Для случая, когда $\sigma_{12} = 0$, на рис. 1*а, в* представлены выполненные согласно выражению (7) результаты расчётов в виде графиков зависимостей коэффициентов передачи автодинного сигнала первого $K_1(\Theta)$ и второго $K_2(\Theta)$ парциальных генераторов от величины относительного угла запаздывания Θ цепи взаимной связи при различных соотношениях нагруженных добротностей: $q_{12} = 0{,}1$ (кривые *1*), $q_{12} = 1$ (кривые *2*). Для случая, когда $\sigma_{12} = 0{,}5$, аналогичные графики представлены на рис. 1,*б, г*.

При выбранных параметрах парциальных генераторов рассматриваемая на графиках рис. 1 область изменения угла запаздывания $(-1 \le 4\Theta/\pi \le 1)$ цепи связи соответствует устойчивому режиму работы генератора. Данные области, назовём их чётными, повторяются через каждые $\Theta = 2\pi n$, где n – её порядковый номер. Другие устойчивые области, назовём их нечётными, имеют место в окрестности углов запаздывания $\Theta = \pi(2n-1)$ цепи связи.

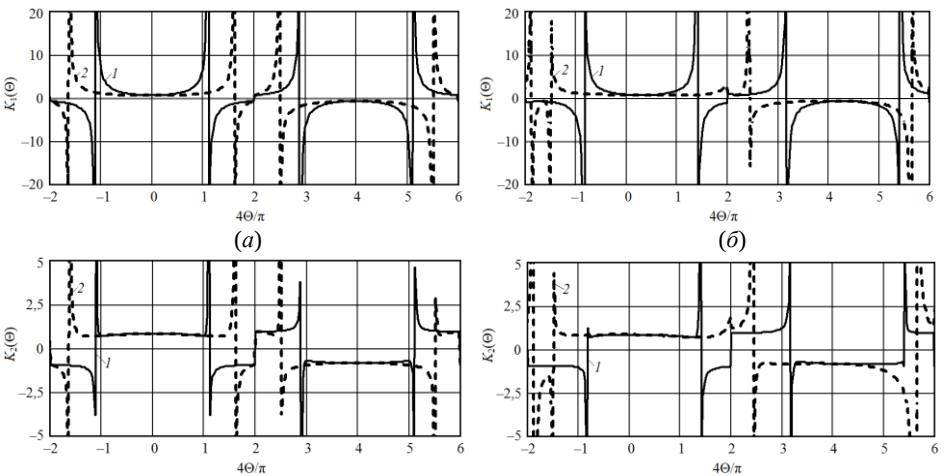


Рис. 1. Графики $K_1(\Theta)$ и $K_2(\Theta)$, рассчитанные при $q_{12} = 0{,}1$ (кривые *1*) и $q_{12} = 1$ (кривые *2*).

Fig. 1. Plots $K_1(\Theta)$ and $K_2(\Theta)$ calculated at $q_{12} = 0{,}1$ (curves 1) and $q_{12} = 1$ (curves *2*).

Графики зависимостей $K_1(\Theta)$ и $K_2(\Theta)$ в нечётных областях, построенные по модулю, аналогичны таковым в чётных областях (см. рис. 1), однако являются инвертированными относительно оси абсцисс. Из кривых

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

рис. 1*б*, *г* видно, что наличие относительной расстройки между собственными частотами парциальных генераторов, когда $\sigma_{12} \neq 0$, вызывает смещение по оси абсцисс характеристик $K_1(\Theta)$ и $K_2(\Theta)$. Нами выполнялись также расчёты автодинных характеристик при иных параметрах парциальных генераторов. Из этих расчётов установлено, что неизохронность парциальных генераторов, когда $\beta_{ii} \neq 0$, также приводит к смещению и появлению асимметрии всех представленных на рис. 1 характеристик.

Необходимо отметить, что в промежутках между чётными и нечётными областями устойчивой работы двухдиодного генератора в точках, где выполняется равенство $\Theta = (\pi/2)(2n-1)$, имеются разрывы, в которых синхронный режим работы парциальных генераторов нарушается, и получить гладкие функции для автодинных характеристик (3) – (6) не представляется возможным.

4. Заключение

Таким образом, в результате выполненных исследований установлено, что численный анализ поведения коэффициентов передачи автодинного сигнала в двухдиодном генераторе при вариации параметров связи и собственных частот парциальных генераторов, работающих в режиме взаимной синхронизации при сильной связи, позволяет судить о границах устойчивой работы двухдиодного автодина.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке постановление № 211 Правительства Российской федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

Список литературы

[1] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С.32-86.

[2] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Varavin A.V., Fateev A.V. Application of Double-Diode Autodynes in Control Systems for Technological Processes // Proc. The 9-th Intern. Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). E-7. P. 1-3.

[3] Носков В.Я., Смольский С.М. Основные свойства двухдиодных автодинов и их применение // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). Севастополь: Вебер, 2010. Т. 2. С. 1051-1054.

[4] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Mathematical model of a double-diode autodyne // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on

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

Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). E-28. P. 1-3.

[5] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Particularities of double-diode autodyne characteristics // Proc. The 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016). A-23. P. 1-3.

[6] Носков В.Я., Игнатков К.А. О применимости квазистатического метода анализа автодинных систем // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2014. Т. 57. № 3. С. 44-56.

[7] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 7. Динамика формирования автодинных и модуляционных характеристик // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 6. С. 3-52.

References

[1] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2016, no. 3, pp. 32 - 86. (In Russian).

[2] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Varavin A.V., Fateev A.V. Application of Double-Diode Autodynes in Control Systems for Technological Processes. *Proc. The 9-th Intern. Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), E-7, pp. 1 - 3.

[3] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Main features of double-diode autodynes and its application. *25-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 13-17, 2010. Sevastopol, Weber, 2010, vol. 2, pp. 1051 - 1054.

[4] Noskov V.Ya., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Mathematical model of a double-diode autodyne. *Proc. The 9-th Intern. Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), E-28, pp. 1 - 3.

[5] Noskov V.Ya., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Particularities of double-diode autodyne characteristics. *Proc. The 9-th Intern. Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves (MSMW'16)*, (Kharkov, Ukraine, June 20-24, 2016), A-23, pp. 1 - 3.

[6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. About applicability of quasi-static method of autodyne systems analysis. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2014, vol. 57, no. 3, pp. 139 - 148. DOI: 10.3103/S0735272714030054.

[7] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter range and their applications. Part 7. Dynamics of formation of autodyne and modulation characteristics]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2013, no. 6, pp. 3 - 52. (In Russian).

Acknowledgements

The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

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

Influence of the impedance characteristic type of an autodyne active element on its transfer functions

Vladislav Ya. Noskov, Andrei P. Chupahin
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru

Abstract: *The analysis results of the impedance characteristic type (soft or rigid) influence are given on the active element of the autodyne oscillator upon its signal transfer coefficients: coefficients of autodyne amplification, frequency deviation and power transmission. Calculations of above-mentioned parameters values are performed, and results of experimental researches are discussed for 8-mm autodyne on the Gunn diode.*

Keywords: autodyne, autodyne effect, autodyne response, impedance characteristic, autodyne amplification factor, autodyne frequency deviation, UHF oscillator, mm-range.

Влияние вида импедансной характеристики активного элемента автодина на его передаточные функции

Носков В.Я., Чупахин А.П.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Summary: *Представлены результаты анализа влияния вида импедансной характеристики (мягкой или жёсткой) активного элемента автодинного генератора на его коэффициенты передачи сигналов: коэффициенты автодинного усилений, девиации частоты и передачи по мощности. Выполнены расчёты значений перечисленных выше параметров и представлены результаты экспериментальных исследований автодинного генератора 8-мм диапазона на диоде Ганна.*

Ключевые слова: автодин, автодинный эффект, автодинный отклик, импедансная характеристика, коэффициент автодинного усиления, автодинная девиация частоты, генератор СВЧ, миллиметровый диапазон.

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

Исследованиям особенностей формирования автодинных сигналов, изучению внутренних и внешних параметров и характеристик автодинов в условиях воздействия отражённого излучения, а также разнообразным их применениям посвящено большое число литературы (см. ссылки в обзорах [1, 2]). Из результатов этих работ следует, что любой автогенератор может использоваться как автодин. Для этого достаточно снабдить его дополнительным средством для выделения (регистрации) автодинного отклика по изменениям амплитуды и (или) частоты колебаний, или среднего значения тока (напряжения) смещения на активном элементе (АЭ) [3, 4].

Однако в этих работах не рассмотрено влияние вида («мягкой» и «жёсткой») импедансной характеристики АЭ на автодинные параметры и характеристики генератора, а также при этом необходимый характер связи генератора с нагрузкой, при котором достигаются требуемые тактико-технические характеристики автодина. Цель настоящей работы – восполнить указанный пробел.

2. Параметры стационарного режима генератора

Основными параметрами стационарного режима работы СВЧ генераторов являются выходная мощность, амплитуда и частота колебаний. Для нахождения этих параметров и их зависимостей от выбора рабочей точки воспользуемся несколько модифицированной относительно известных из работ [5, 6] аппроксимацией импедансной характеристики АЭ:

$$G_э(A,\omega) = -G_{э0}[g_э(u_{отн}) + \nu_g(\omega-\omega_0)/\omega_0] \qquad (1)$$

где $G_{э0}$ – резистивная проводимость АЭ при отсутствии колебаний; $g_э(u_{отн})$ – модуль нормированной характеристики:

$$g_э(u_{отн}) = 1 + c_g u_{отн}^2 - (c_g+1)u_{отн}^4; \qquad (2)$$

$u_{отн} = A_0 / A_{max}$ – относительная амплитуда колебаний; A_{max} – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость $G_э(A,\omega) = 0$; c_g, ν_g – коэффициенты, определяющие зависимость проводимости $G_э(A,\omega)$ АЭ от изменений амплитуды $u_{отн}$ и частоты ω генерации.

С учётом баланса проводимостей в режиме стационарных колебаний и выражения (2) находим относительную амплитуду $u_{отн}$ колебаний автономного генератора:

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

$$u_{\text{отн}} = \left[c_g + \sqrt{c_g^2 + 4(c_g+1)(1-g_\text{р}-g_\text{н})} \,/\, 2(c_g+1) \right]^{1/2}; \qquad (3)$$

где $g_\text{р} = G_\text{р} / G_{\text{э}0}$, $g_\text{н} = G_\text{н} / G_{\text{э}0}$. С учётом (3) легко получить выражение для выходной мощности: $P_\text{н} = A_0^2 G_\text{н} / 2 = P_{\text{ф.м.}} \cdot p_\text{н}$, где $P_{\text{ф.м.}} = A_{\max}^2 G_{\text{э}0} / 2$ – «формально максимальная» мощность АЭ; $p_\text{н} = P_\text{н} / P_{\text{ф.м.}}$ – нормированная зависимость выходной мощности генератора от проводимостей $g_\text{р}$ и $g_\text{н}$:

$$p_\text{н} = g_\text{н} \left[c_g + \sqrt{c_g{}^2 + 4(c_g+1)(1-g_\text{р}-g_\text{н})} \right] / 2(c_g+1). \qquad (4)$$

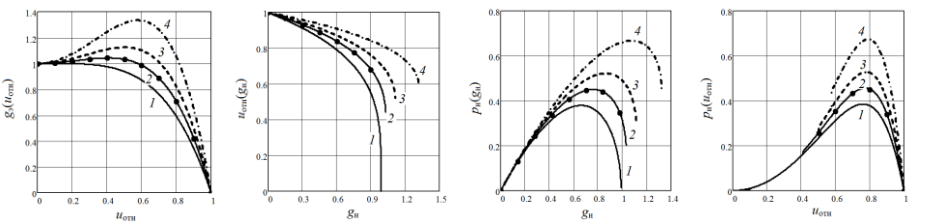
Используя замену $g_\text{н} = 1 - g_\text{р} + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g+1) u_{\text{отн}}^4$, получим зависимость $p_\text{н}$ от величины относительного напряжения $u_{\text{отн}}$ на АЭ

$$p_\text{н} = [1 - g_\text{р} + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g+1) u_{\text{отн}}^4] u_{\text{отн}}^2. \qquad (5)$$

при выполнении условий устойчивости колебаний:

$$u_{\text{отн}} \geq [c_g / 2(c_g+1)]^{1/2} \text{ или } g_\text{н} \leq 1 - g_\text{р} + [c_g{}^2 / 4(c_g+1)]. \qquad (6)$$

На рис. 1 представлены результаты вычислений согласно (2) – (6) в виде графиков $g_\text{э}(u_{\text{отн}})$, $u_{\text{отн}}(g_\text{н})$, $p_\text{н}(g_\text{н})$ и $p_\text{н}(u_{\text{отн}})$, построенные при условии $\omega = \omega_0$ для различных значений коэффициента c_g. Как видно из полученных графиков, с увеличением коэффициента c_g данные характеристики всё в большей степени проявляют свою «жёсткость», при этом выходная мощность генератора значительно возрастает.



(*а*) (*б*) (*в*) (*г*)

Рис. 1. Графики модуля нормированных зависимостей $g_\text{э}$ от величины относительной амплитуды $u_{\text{отн}}$ колебаний на АЭ, рассчитанные при различных значениях коэффициента c_g: $c_g = 0$ (кривые *1*); $c_g = 0{,}5$ (кривые *2*); $c_g = 1$ (кривые *3*); $c_g = 2$ (кривые *4*)

Fig. 1. Plots of normalized modulus of $g_\text{э}$ versus the relative oscillation amplitude $u_{\text{отн}}$ on AE, calculated at various values of c_g coefficient: $c_g = 0$ (curves *1*); $c_g = 0{,}5$ (curves *2*); $c_g = 1$ (curves *3*); $c_g = 2$ (curves *4*)

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

При оптимальной связи генератора с нагрузкой, когда $g_{\text{н}} = g_{\text{н(opt)}}$, поступающая в нагрузку мощность имеет максимальное значение (см. графики на рис. 1,*в*). Если проводимость $g_{\text{н}} > g_{\text{н(opt)}}$, то передаваемая в нагрузку мощность превышает мощность, рассеиваемую в резонаторе. Данный случай принято называть режимом «пересвязи». В режиме «недосвязи» $g_{\text{н}} < g_{\text{н(opt)}}$ мощность в нагрузке становится меньше мощности в резонаторе. На графиках рис. 1,*г* область «недосвязи» находится справа от максимума мощности, где относительная амплитуда $u_{\text{отн}}$ колебаний на АЭ больше амплитуды, при которой наблюдается максимум мощности в нагрузке: $u_{\text{отн}} > u_{\max}$, а «пересвязи» – слева когда $u_{\text{отн}} < u_{\max}$.

3. Коэффициенты передачи автодинного отклика

Рассмотрим основные параметры, характеризующие процесс приёма, преобразования и прохождения отклика генератора на воздействие отражённого от объекта локации излучения, которыми являются коэффициенты автодинного усиления $K_{\text{а}}$, девиации частоты $L_{\text{а}}$ и передачи сигнала по мощности $K_{\text{р}}$ [2, 5, 6]. (Ввиду громоздкости окончательных выражений для этих параметров их здесь не приводим).

Результаты вычисления зависимостей $K_{\text{а}}(g_{\text{н}})$, $K_{\text{а}}(u_{\text{отн}})$ и $L_{\text{а}}(g_{\text{н}})$, $L_{\text{а}}(u_{\text{отн}})$ с учётом дифференциальных параметров АЭ генератора[1] представлены на рис. 2, *а–г* в виде семейства кривых, полученных, как и прежде, при тех же (см. рис.1) значениях коэффициента c_g. Исходные данные для этих и последующих расчётов были приняты применительно к генератору на диоде Ганна 8-мм диапазона следующие: $g_{\text{р}} = 0{,}01$, $\nu_{\text{g}} = 1$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 37{,}5 \cdot 10^9$, $Q_0 = 200$.

Из графиков рис. 2, *а–г* видно, что коэффициенты автодинного усиления $K_{\text{а}}$ и девиации частоты $L_{\text{а}}$ являются монотонными функциями проводимости нагрузки $g_{\text{н}}$ и напряжения $u_{\text{отн}}$. При приближении генератора к порогу срыва, где проводимость нагрузки велика, прочность предельного цикла α уменьшается, а коэффициенты $K_{\text{а}}$ и $L_{\text{а}}$, характеризующие соответственно амплитудную и частотную чувствительности ге-

[1] Носков В.Я., Чупахин А.П. Влияние вида нелинейности активного элемента автодина на его шумовые параметры (см. настоящий сборник)

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

нератора к внешним воздействиям, – значительно растут. При этом значения коэффициентов автодинного усиления $K_{\text{а}}$ в зависимости от режима работы генератора могут быть как меньше единицы, так и значительно её превышать, составляя десятки и сотни раз. Величина автодинной девиации частоты $\Delta\omega_{\text{ma}} = \Gamma\omega_0 L_{\text{а}}$, которая определяется нагруженной добротностью $Q_{\text{н}}$, также зависит от режима работы генератора и может изменяться в широких пределах (см. кривые на рис. 2,*в* и *г*).

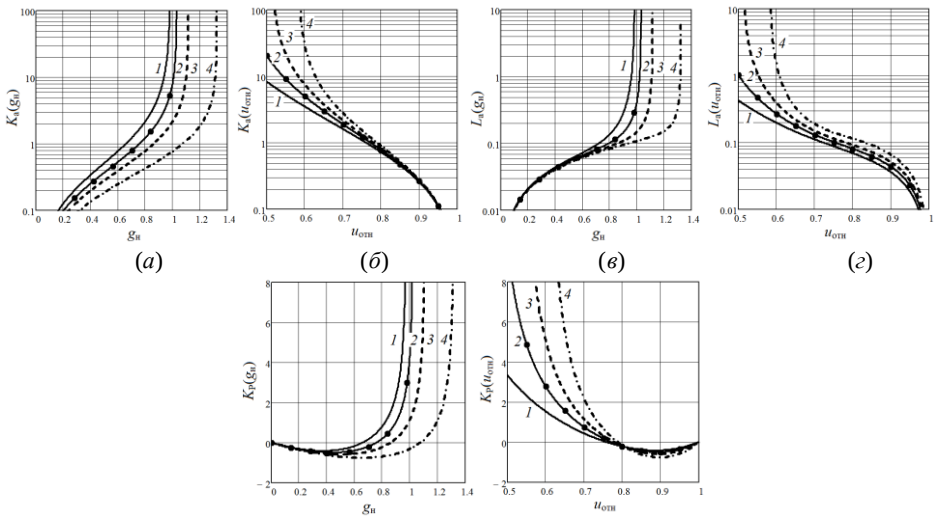


Рис. 2. Графики коэффициентов автодинного усиления $K_{\text{а}}(g_{\text{н}})$ (*а*), $K_{\text{а}}(u_{\text{отн}})$ (*б*), девиации частоты $L_{\text{а}}(g_{\text{н}})$ (*в*), $L_{\text{а}}(u_{\text{отн}})$ (*г*) и коэффициентов усиления мощности $K_{\text{Р}}(g_{\text{н}})$ (*д*), $K_{\text{Р}}(u_{\text{отн}})$ (*е*), рассчитанные при различных значениях c_g (см. рис. 1)

Fig. 2. Plots of autodyne amplification factors $K_{\text{а}}(g_{\text{н}})$ (*а*), $K_{\text{а}}(u_{\text{отн}})$ (*б*), frequency deviation $L_{\text{а}}(g_{\text{н}})$ (*в*), $L_{\text{а}}(u_{\text{отн}})$ (*г*) and power amplification factors $K_{\text{Р}}(g_{\text{н}})$ (*д*), $K_{\text{Р}}(u_{\text{отн}})$ (*е*), calculated sat various values of c_g (see Fig. 1)

Выражение для коэффициента передачи автодинного отклика по мощности в виде функции относительного напряжения $K_{\text{Р}}(u_{\text{отн}})$ на АЭ имеет вид:

$$K_{\text{Р}}(u_{\text{отн}}) = 2K_a[1 + 2c_g u_{\text{отн}}^2 - 3(c_g + 1)u_{\text{отн}}^4]u_{\text{отн}}^2; \qquad (8)$$

На рис. 2, *д* и *е* представлены результаты вычисления согласно (8) с

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

учётом (3) в виде графиков $K_{\text{Р}}(g_{\text{н}})$ и $K_{\text{Р}}(u_{\text{отн}})$, рассчитанные при различных значениях коэффициента c_g. Из сравнения графиков рис. 2, *а–г* и *д, е* видно, что коэффициент передачи $K_{\text{Р}}$ автодина по мощности зависит не только от величины выходной мощности генератора, определяемой также величиной коэффициента c_g, но и от характера связи генератора с нагрузкой. В случае оптимальной связи генератора, когда выходная мощность наибольшая, имеем $K_{\text{Р}} = 0$, а при переходе с режима «недосвязи» к «пересвязи» и наоборот знак коэффициента $K_{\text{Р}}$ меняется на обратный.

Данные положения подтверждаются результатами экспериментальных исследований, полученных в работе [2] для генератора на диоде Ганна 8-мм диапазона.

4. Заключение

Разработана математическая модель автодинов, учитывающая вид импедансной характеристики «устойчивых» типов АЭ [7] СВЧ генераторов. На основе данной модели показана зависимость основных параметров автодинных генераторов, таких как выходная мощность и коэффициенты передачи от режима колебаний на АЭ. Из анализа полученных результатов следует, что как при жёсткой, так и мягкой импедансной характеристике коэффициент автодинного усиления растёт с приближением генератора к точке, где прочность предельного цикла наименьшая. При этом в случае мягкой характеристики данной точке соответствует режим малых колебаний на АЭ, а в случае жёсткой – больших значений амплитуды колебаний и выходной мощности генератора.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке постановление № 211 Правительства Российской федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

Список литературы

[1] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С.32-86.

[2] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 7. С. 3-33.

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

[3] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 3. Функциональные особенности автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 11 С. 25-49.

[4] Носков В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ. (Обзор) // Техника и приборы СВЧ. 2009. № 1. С. 14-26.

[5] Игнатков К.А., Чупахин А.П. Параметры стационарного режима автодинного генератора // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 6–12 сент. 2015 г.) Севастополь: Вебер, 2015. Т. 2. С. 975-976.

[6] Игнатков К.А., Чупахин А.П. Влияние режима работы генератора на коэффициенты передачи автодинного отклика // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 6–12 сент. 2015 г.) Севастополь: Вебер, 2015. Т. 2. С. 995-996.

[7] Касаткин Л.В., Чайка В.Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь: Вебер, 2006. 319 с.

References

[1] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.V., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2016, no. 3, pp. 32 - 86. (In Russian).

[2] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 2. Theoretical and experimental investigations]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2007, no. 7, pp. 3 - 33. (In Russian).

[3] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 3. Functional features of autodynes]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2007, no. 11, pp. 25 - 49. (In Russian).

[4] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Autodyne signal registration in a power circuit of the semiconductor diode oscillator in microwave and millimeter ranges (Review)]. *Tehnika i pribori SVCh*, 2009, no. 1, pp. 14 - 26. (In Russian).

[5] Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Steady-state mode parameters of the autodyne oscillator. *25-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 6-12, 2015. Sevastopol, Weber, 2015, vol. 2, pp. 975 - 976.

[6] Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Influence of the oscillator operation mode on transfer coefficients of the autodyne response. *25-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 6-12, 2015. Sevastopol, Weber, 2015, vol. 2, pp. 995 - 996.

[7] Kasatkin L.V. Chaika V.E. [*Semiconductor devices of millimeter wave*]. Sevastopol, Veber, 2006, 319 p. (In Russian).

Acknowledgements

The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

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

Influence of non-linearity type of the autodyne active element upon its noise parameters

Vladislav Ya. Noskov, Andrei P. Chupahin
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru

Abstract: *The analysis results are presented for noise parameters and autodyne characteristics. It is shown that these parameters and characteristics depend on the coupling degree of an oscillator with a load as well as on "softness" and "rigidity" of the impedance characteristic of the oscillator active element. Experimental research results obtained for the Gunn diode oscillator of 8mm-range confirm conclusions of theoretical analysis.*

Keywords: autodyne, autodyne response, impedance characteristic, autodyne noise parameters, oscillator on Gunn diode.

Влияние вида нелинейности активного элемента автодина на его шумовые параметры

Носков В.Я., Чупахин А.П.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Аннотация: *Представлены результаты анализа шумовых параметров и характеристик автодина. Показано, что данные параметры и характеристики зависят от степени связи генератора с нагрузкой, а также от «мягкости» и «жёсткости» импедансной характеристики активного элемента генератора. Результаты экспериментальных исследований полученные для генераторов на диодах Ганна 8-мм диапазона подтвердили выводы теоретического анализа.*

Ключевые слова: автодин, автодинный отклик, импедансная характеристика, шумовые параметры автодина, генератор на диоде Ганна.

1. Введение

Шумовые параметры и характеристики используемых СВЧ генераторов определяют потенциальные возможности автодинных систем ближ-

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

ней радиолокации по дальности действия, надёжности обнаружения отражающих объектов, точности измерения параметров и многого другого. Вопросам, связанным с исследованиями шумовых характеристик автодинов (АД), посвящено большое число работ (см. [1–3] и ссылки). Однако во всех известных нам публикациях не рассмотрено влияние вида («мягкой» и «жёсткой») импедансной характеристики активного элемента (АЭ) генератора на его шумовые параметры и характеристики, а также необходимые при этом условия связи генератора с нагрузкой, при которых достигаются наибольшая чувствительность и энергетический потенциал автодинной системы. Цель настоящей работы – восполнить указанный пробел.

2. Внутренние параметры СВЧ генератора

Для расчёта шумовых параметров АД воспользуемся модифицированной относительно известных [4, 5] аппроксимацией резистивной $G_э(A,\omega)$ и реактивной $B_э(A,\omega)$ составляющих электронной проводимости АЭ следующего вида:

$$G_э(A,\omega) = -G_{э0}\{[1 + c_g u_{отн}^2 - (c_g + 1)u_{отн}^4] + \nu_g(\omega - \omega_0)/\omega_0\}, \quad (1)$$

$$B_э(A,\omega) = -B_{э0}[1 - \nu_b(A - A_0)/A_0], \quad (2)$$

где $G_{э0}$, $B_{э0}$ – резистивная и реактивная проводимости АЭ при отсутствии колебаний; $u_{отн} = A/A_{max}$ – относительная амплитуда колебаний; A_{max} – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость $G_э(A,\omega) = 0$; c_g, ν_g, ν_b – коэффициенты аппроксимации. В зависимости от значения коэффициента c_g функция (1) позволяет рассмотреть случаи как «мягкой», так и «жёсткой» импедансной характеристики АЭ.

Процессы преобразования и прохождения сигналов и шумов в АД описаются уравнениями [1–3, 6], в которые входят дифференциальные параметры α, ε и β генератора, а также нагруженная добротность $Q_н$ и кпд η колебательной системы. Обобщающий характер этих параметров имеют коэффициенты неизохронности γ и неизодромности ρ. Выражения для указанных параметров и коэффициентов исходя из принятых выше аппроксимаций (1), (2) импедансной характеристики АЭ имеют вид:

$$\alpha = -u_{отн}^2[c_g - 2(c_g + 1)u_{отн}^2]/[1 + c_g u_{отн}^2 - (c_g + 1)u_{отн}^4], \quad (3)$$

$$\varepsilon = \nu_g/2(g_н + g_р) = \nu_g/2[1 + c_g u_{отн}^2 - (c_g + 1)u_{отн}^4], \quad (4)$$

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

$$\beta = \nu_b \mathrm{tg}\Theta / 2(g_\text{н} + g_\text{р}) = \nu_b \mathrm{tg}\Theta / 2[1 + c_g u_\text{отн}^2 - (c_g + 1)u_\text{отн}^4], \quad (5)$$

$$Q_\text{н} = Q_0 g_\text{р} / (g_\text{н} + g_\text{р}) = Q_0 g_\text{р} / [1 + c_g u_\text{отн}^2 - (c_g + 1)u_\text{отн}^4], \quad (6)$$

$$\eta = g_\text{н} / (g_\text{р} + g_\text{н}) = \frac{1 - g_\text{р} + c_g u_\text{отн}^2 - (c_g + 1)u_\text{отн}^4}{1 + c_g u_\text{отн}^2 - (c_g + 1)u_\text{отн}^4}, \quad (7)$$

$$\gamma = \beta / \alpha = -\nu_\text{b} \mathrm{tg}\Theta / 2u_\text{отн}^2 [c_g - 2(c_g + 1)u_\text{отн}^2], \quad (8)$$

$$\rho = \varepsilon / Q_\text{н} = \nu_\text{g} / 2Q_0 g_\text{р}, \quad (9)$$

где $g_\text{р} = G_\text{р} / G_\text{э0}$, $g_\text{н} = G_\text{н} / G_\text{э0}$ – нормированные проводимости резонатора и нагрузки; Q_0 – собственная добротность резонатора.

3. Шумовые параметры и характеристики автодинов

Для расчёта эффективных значений частотных $\Delta f_\text{ш.эф}$ и амплитудных $A_\text{ш.эф}$ шумов АД, а также их энергетических потенциалов по изменению частоты Π_F и амплитуды Π_A используем известные выражения, полученные в работах [1, 2]:

$$\Delta f_\text{ш.эф} = \omega_0 \sqrt{2kT_\text{ш} M_\text{ш} \Delta F (1 + \gamma^2) / P_\text{н}} \; / \, 2\pi Q_\text{н} (1 - \gamma\rho), \quad (10)$$

$$A_\text{ш.эф} = u_\text{отн} A_\text{max} \sqrt{2kT_\text{ш} M_\text{ш} \Delta F (1 + \rho^2) / P_\text{н}} \; / \, \alpha (1 - \gamma\rho), \quad (11)$$

$$\Pi_F = Q_\text{н}^2 (1 - \gamma\rho)^2 P_\text{н} / 2kT_\text{ш} M_\text{ш} \Delta F (1 + \gamma^2) \quad (12)$$

$$\Pi_A = \alpha^2 (1 - \gamma\rho)^2 P_\text{н} / 2kT_\text{ш} M_\text{ш} \Delta F (1 + \rho^2) \quad (13)$$

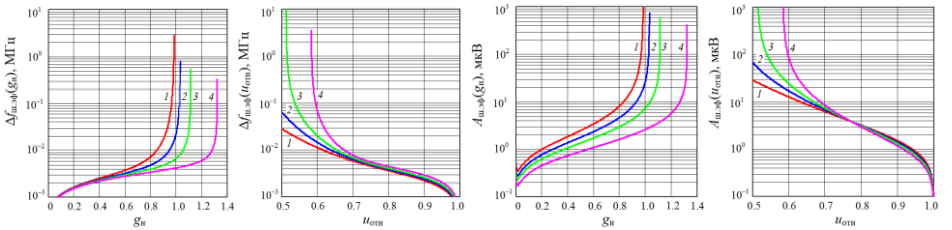
где k – постоянная Больцмана; $T_\text{ш}$ – шумовая температура; $M_\text{ш}$ – мера шума АЭ; ΔF – полоса частот; $P_\text{н}$ – выходная мощность генератора.

Результаты вычислений согласно (10) и (11) с учётом (3) – (9) эффективных значений частотных $\Delta f_\text{ш.эф}$ и амплитудных $A_\text{ш.эф}$ флуктуаций АД в зависимости от проводимости нагрузки $g_\text{н}$ и амплитуды $u_\text{отн}$ колебаний на АЭ представлены на рис. 1 для различных значений коэффициента c_g. На рис. 2 представлены аналогичные зависимости, рассчитанные согласно (12), (13) для энергетических потенциалов Π_F и Π_A.

Исходные данные для расчётов применительно к генераторам на диодах Ганна 8-мм диапазона приняты следующие: $T_\text{ш} = 300$ К; $M_\text{ш} = 33$

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

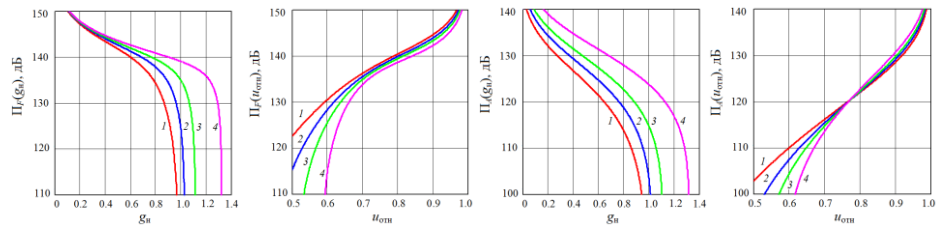
дБ; $\Delta F = 1$ кГц, $A_{\max} = 4$ В, $G_{э0} = 0{,}03$ Ом$^{-1}$.



(*а*) (*б*) (*в*) (*г*)

Рис. 1. Графики зависимостей эффективных значений $\Delta f_{ш.эф}(g_н)$ (*а*), $\Delta f_{ш.эф}(u_{отн})$ (*б*) и $A_{ш.эф}(g_н)$ (*в*), $A_{ш.эф}(u_{отн})$ (*г*), рассчитанные при различных значениях коэффициента c_g: $c_g = 0$ (кривые *1*); $c_g = 0{,}5$ (кривые *2*); $c_g = 1$ (кривые *3*); $c_g = 2$ (кривые *4*)

Fig. 1. Plots of effective values of $\Delta f_{ш.эф}(g_н)$ (*а*), $\Delta f_{ш.эф}(u_{отн})$ (*б*) and $A_{ш.эф}(g_н)$ (*в*), $A_{ш.эф}(u_{отн})$ (*г*), calculated for various values of the coefficient c_g: $c_g = 0$ (curves *1*); $c_g = 0{,}5$ (curves *2*); $c_g = 1$ (curves *3*); $c_g = 2$ (curves *4*)



(*а*) (*б*) (*в*) (*г*)

Рис. 2. Графики зависимостей $\Pi_F(g_н)$ (*а*), $\Pi_F(u_{отн})$ (*б*) и $\Pi_A(g_н)$ (*в*), $\Pi_A(u_{отн})$ (*г*), рассчитанные при различных значениях c_g (см. рис. 1)

Fig. 2 Plots of $\Pi_F(g_н)$ (*а*), $\Pi_F(u_{отн})$ (*б*) and $\Pi_A(g_н)$ (*в*), $\Pi_A(u_{отн})$ (*г*), calculated for various values of c_g (see Fig. 1)

Из графиков рис. 1 и 2 видно, что полученные кривые имеют экстремальный характер зависимостей. При малых значениях проводимости нагрузки $g_н$, где амплитуда колебаний $u_{отн}$ достаточно большая, генератор обеспечивает режим работы с минимальным уровнем частотных $\Delta f_{ш.эф}$ и амплитудных $A_{ш.эф}$ шумов, причём характеристики Π_F и Π_A имеют обратный характер. При этом с ростом величины коэффициента c_g наблюдается заметное улучшение качественных показателей АД, которое

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

имеет тенденцию роста с увеличением амплитуды колебаний.

Из сравнения графиков относительных амплитуды $u_{\text{отн}}(g_{\text{н}})$ и выходной мощности $p_{\text{н}}(g_{\text{н}})$, представленных на рис. 1 нашего предыдущего доклада[1], с графиками эффективных значений частотного $\Delta f_{\text{ш.эф}}(g_{\text{н}})$ и амплитудного $A_{\text{ш.эф}}(g_{\text{н}})$ шума генератора видно, что минимумы шума и соответственно максимумы предельного энергетического потенциала $\Pi_F(g_{\text{н}})$ и $\Pi_A(g_{\text{н}})$ обеспечиваются при разных значениях проводимости нагрузки $g_{\text{н}}$. Для обеспечения наибольшего потенциала предпочтительно применение генератора в режиме «недосвязи» с нагрузкой. Дополнительный вывод из полученных результатов состоит в том, что с увеличением коэффициента c_g импедансной характеристики АЭ наибольшее значение потенциала достигается при больших значениях относительной амплитуды колебаний и с ростом величины этого коэффициента энергетический потенциал автодина при регистрации сигнала по изменению амплитуды колебаний также растёт.

При указанных условиях обеспечивается амплитуда колебаний $u_{\text{отн}}$ вблизи её максимальных значений $A_{\max}$, а выходная мощность $P_{\text{н}}$ – в несколько раз меньше наибольшей мощности, которая имеет место при оптимальной связи с нагрузкой $g_{\text{н}} = g_{\text{н(opt)}}$. Из полученных графиков (см. рис. 1 и 2) следует ещё один результат, который подтверждает выводы работы [3], и состоит в том, что при регистрации сигналов по изменению частоты генерации обеспечивается на 20…30дБ большее значение потенциала автодина, чем при регистрации изменений амплитуды.

4. Практические результаты

Экспериментальные исследования выполнялись на установке, описание которой приведено в работе [6]. Шумовые параметры определялись для генераторов 8-мм диапазона на диодах Ганна, в том числе для гибридно-интегрального модуля «Тигель-08». Регистрация сигналов производилась по изменению амплитуды колебаний с помощью встроенного в генераторы диодного детектора, а также в цепи питания АЭ с помощью специального блока регистрации, схема которого преобразует изменения тока

[1] Носков В.Я., Чупахин А.П. Влияние вида импедансной характеристики активного элемента автодина на его передаточные функции (см. настоящий сборник)

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

АЭ в напряжение выходного сигнала. Исследования выполнялись при больших значениях напряжения питания (порядка 4…4,5 В), при которых обеспечивается реализация жёсткой импедансной характеристики АЭ.

Предварительно автодинные модули настраивались в режим максимального энергетического потенциала по изложенной в [6] методике с использованием доплеровского имитатора. В результате опытов выяснилось, что наибольшим потенциалом обладают автодины на диодах Ганна АА727Б, АА728В и АА764А, величина которого в полосе доплеровских частот 1,0 кГц при отношении сигнал/шум 2 составляет 100...115 дБ, а модуль «Тигель-08» – на 10…15 дБ меньше. Потенциал автодина при регистрации сигнала в цепи питания проигрывает в среднем также на 10…15дБ, что соответствует данным работы [2]. При этом необходимо отметить, что режим наилучшего энергетического потенциала автодина отличается от режима оптимальной связи по мощности, а также максимального значения коэффициентов передачи автодинного отклика.

5. Заключение

Разработана математическая модель автодина, учитывающая мягкий и жёсткий вид импедансной характеристики и внутренние шумы АЭ СВЧ генератора. На основе этой модели показана зависимость эффективных значений собственных частотных и амплитудных шумов и энергетических потенциалов от режима колебаний на АЭ СВЧ генератора.

Выполненные исследования показали, что при выборе типа и режима работы АЭ для автодинного генератора, обеспечивающего наибольшее значение энергетического потенциала системы, необходимо руководствоваться следующими рекомендациями. Использовать тип АЭ и положение рабочей точки по величине смещения такие, которые обеспечивают жёсткий вид импедансной характеристики АЭ. При этом необходимо устанавливать режим слабой связи генератора с нагрузкой, обеспечивая относительно высокие значения амплитуды колебаний на АЭ, когда выходная мощность генератора в несколько раз меньше мощности, отдаваемой этим генератором в нагрузку при оптимальной связи. Колебательная система генератора должна обеспечивать по возможности высокие значения собственной добротности, а АЭ – наименьшее значение меры шума.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке постановление № 211 Правительства Российской федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

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

Список литературы

[1] Носков В.Я., Игнатков К.А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи // Изв. вузов. Физика. 2013. Т. 56. № 12. С. 112-124.

[2] Noskov V.Ya., Ermak G.P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters // Telecomm. and Radio Eng. 2014. V. 73. No. 19. P. 1727-1743.

[3] Носков В.Я. Об энергетическом потенциале автодинов // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 7–13 сент. 2014 г.) Севастополь: Вебер, 2014. Т. 2. С. 1029-1030.

[4] Игнатков К.А., Чупахин А.П. Параметры стационарного режима автодинного генератора // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 6–12 сент. 2015 г.) Севастополь: Вебер, 2015. Т. 2. С. 975-976.

[5] Игнатков К.А., Чупахин А.П. Влияние режима работы генератора на коэффициенты передачи автодинного отклика // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 6–12 сент. 2015 г.) Севастополь: Вебер, 2015. Т. 2. С. 995-996.

[6] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24-42.

References

[1] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Peculiarities of noise characteristics of autodynes under strong external feedback. *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 56, no. 12, pp. 1445 - 1460. DOI: 10.1007/s11182-014-0198-6

[2] Noskov V.Ya., Ermak G.P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecomm. and Radio Eng.*, 2014, vol. 73, no. 19, pp. 1727 - 1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30

[3] Noskov V.Ya. About an energy potential of autodynes // *24-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 7-13, 2014. Sevastopol, Weber, 2014, vol. 2, pp. 1029 - 1030. DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959745

[4] Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Steady-state mode parameters of the autodyne oscillator // *25-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 6-12, 2015. Sevastopol, Weber, 2015, vol. 2, pp. 975 - 976.

[5] Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Influence of the oscillator operation mode on transfer coefficients of the autodyne response // *25-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 6-12, 2015. Sevastopol, Weber, 2015, vol. 2, pp. 995 - 996.

[6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Autodyne characteristic dependence on the UHF oscillator's inherent parameters. *Radiotecnika*, 2012, no. 6, pp. 24 - 42. (In Russian).

Acknowledgements

The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

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

Processing speed parameters of autodyne frequency converters for mm-range of wavelength

Kirill A. Ignatkov, Denis Ya. Mishin
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
k.a.ignatkov@gmail.com

Abstract: *Research results of processing speed parameters are presented for an autodyne operating in the frequency conversion mode of the signal obtained from the external emission source. The main expressions are obtained and plots are drawn for calculation of the time constant of the autodyne response and the boundary frequency in the beat mode when the signal affected to the oscillator is beyond the locking-band. Calculation results are obtained for the oscillator made on the Gunn diode of 5mm-range.*

Keywords: *autodyne, autodyne response, self-oscillating mixer, microwave oscillators, millimeter range.*

Параметры быстродействия автодинных преобразователей частоты миллиметрового диапазона длин волн

Игнатков К.А., Мишин Д.Я.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
k.a.ignatkov@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты исследований параметров быстродействия автодинного генератора, работающего в режиме преобразования частоты сигнала, полученного от внешнего источника излучения. Получены основные выражения и построены графики для расчёта постоянной времени автодинного отклика и граничной частоты в режиме биений, когда воздействующий на генератор сигнал находится за пределами полосы синхронизации. Результаты расчётов получены для генератора, выполненного на диоде Ганна 5-мм диапазона.*

Ключевые слова: автодин, автодинный отклик, автодинный смеситель, генератор СВЧ, миллиметровый диапазон.

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

Известно, что использование радиоволн крайне высокочастотного (КВЧ) диапазона в системах связи на частотах, соответствующих пикам поглощения в атмосфере, обеспечивает скрытность передачи радиосообщений, а также снижение уровня активных помех от различных источников. Кроме того, диапазон КВЧ обладает преимуществом и в ширине полосы передачи сообщений, что даёт возможности передавать высокоскоростные потоки информации, производить помехоустойчивое кодирование, выбирать оптимальные методы модуляции и множественного доступа. При этом наибольший интерес по своим свойствам представляет диапазон частот с пиком затухания в окрестности 60 ГГц.

Необходимо отметить, что на пути развития систем связи в этом диапазоне особый интерес представляют приёмопередающие модули с автодинным принципом построения [1]. Эти модули имеют простейшую конструкцию, поскольку в качестве передатчика и приёмника в них используется одно и то же устройство – автогенератор. В режиме передачи сообщений он подвергается различного рода модуляции. В режиме приёма на автогенератор воздействует принимаемый сигнал, в результате которого в нём наблюдается так называемый автодинный эффект [2, 3].

Данный эффект состоит в изменениях амплитуды и частоты генерации, а также среднего значения смещения (тока или напряжения) активного элемента генератора с разностной частотой (частотой биений). Выделение сигнала биений обычно производится в цепи питания генератора или с помощью дополнительных диодов, детектирующих автодинный отклик по изменению амплитуды.

В известных системах выходные сигналы имеют сравнительно низкую частоту (не более 1 МГц), поэтому их выделение не представляет особых проблем [4]. Для случая приёма сигналов в широкой полосе частот проблема быстродействия автодинов КВЧ диапазона в известных авторам литературных источниках не обсуждалась, хотя для успешного решения задачи применения этих устройств в системах широкополосной связи проведение данных исследований представляются актуальными. Для успешного использования автодинных датчиков в решении задач контроля быстропротекающих процессов данные исследования являются также востребованными.

Цель настоящего сообщения – доложить основные результаты первичных исследований, направленных на изучение характеристик быстродействия автодинного модуля на диоде Ганна 60 ГГц диапазона.

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. Исходные соотношения для анализа

В ходе выполненных исследований разработана математическая модель автодина, которая представлена в виде параллельного соединения колебательного контура, нелинейной комплексной проводимости Y_e активного элемента (АЭ), содержащего резистивную $G_e(A,\omega)$ и реактивную $B_e(A,\omega)$ составляющие, которые зависят от текущих значений амплитуды A и частоты ω генерации следующим образом:

$$G_e(A,\omega) = -G_{e0}[1 - u_{rel}^n - \nu_g(\omega - \omega_0)/\omega_0], \quad (1)$$

$$B_e(A,\omega) = -B_{e0}[1 - \nu_b(a_{rel} - 1)], \quad (2)$$

где G_{e0}, B_{e0} – соответствующие проводимости АЭ при отсутствии колебаний; $u_{rel} = A/A_{\max}$, $A_{\max}$ – относительная величина амплитуды колебаний на АЭ и её максимальное значение при которой проводимость G_e становится равной нулю соответственно; n – показатель «мягкости» характеристики АЭ; ν_g, ν_b – коэффициенты, характеризующие изменения амплитуды и частоты относительно их стационарных значений ω_0 и A_0.

В данной модели воздействие на автодин принимаемого сигнала учитывается генератором тока $j_s(t)$. Для малого сигнала с учётом (1), (2) получена система уравнений для относительных изменений амплитуды $a = \Delta A/A_0$ колебаний генератора и их фазы φ:

$$(Q_L/\omega_0)(da/dt) + \alpha a + \varepsilon\chi_0 = \Gamma\eta\cos\varphi, \quad (3)$$

$$(Q_L/\omega_0)(d\varphi/dt) + \beta a + Q_L\chi_0 = -\Gamma\eta\sin\varphi, \quad (4)$$

где $\alpha = n(1 - g_c - g_L)/2(g_c + g_L)$, $\varepsilon = \nu_g/2(g_c + g_L)$, $\beta = \nu_b \mathrm{tg}\Theta/2(g_c + g_L)$ – дифференциальные параметры генератора [2]; $\chi_0 = \Delta\omega/\omega_0$ – относительное отклонение частоты входного сигнала ω_s от частоты генерации ω_0; $\eta = g_L/(g_c + g_L)$ – КПД колебательной системы; g_c, g_L – нормированные относительно G_{e0} проводимости G_c и G_L; ω_c – собственная частота и Q_L – нагруженная добротность колебательной системы; $G = G_c + G_L$; G_c, G_L – проводимости собственных потерь резонатора и нагрузки генератора соответственно; $\Gamma = (P_s/P_0)^{1/2}$ – относительный уровень амплитуды принимаемого сигнала, приведённого к зажимам генератора; P_s, P_0 – мощности принимаемого сигнала и выходной мощности генератора на его проводимости нагрузке соответственно.

В режиме захвата и установившихся колебаний генератора, полагая производные в левой части уравнений (3), (4) равными нулю, получим:

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

$$a = \Gamma K_a \cos(\varphi_0 - \psi), \quad (5)$$

$$\chi_0 = -\Gamma L_a \sin(\varphi_0 + \theta), \quad (6)$$

где $K_a = \eta(1+\rho^2)^{1/2} / \alpha(1-\gamma\rho)$, $L_a = \eta(1+\gamma^2)^{1/2} / Q_L(1-\gamma\rho)$ – коэффициенты автодинного усиления и относительных отклонений частоты; $\psi = \mathrm{arctg}(\rho)$, $\theta = \mathrm{arctg}(\gamma)$ – углы смещения автодинных характеристик; φ_0 – установившееся значение фазы; $\rho = \varepsilon / Q_L = \nu_g / 2Q_0 g_c$, $\gamma = \beta / \alpha = (\nu_b \mathrm{tg}\Theta) / n(1 - g_c - g_L)$ коэффициенты, определяющие неизодромность и неизохронность автодинного генератора; Q_0 – собственная добротность резонатора.

В (6) произведение $\Gamma L_a = \chi_c$ имеет смысл относительных максимальных отклонений частоты возмущённого генератора от частоты автономных колебаний ω_0 под воздействием внешнего сигнала.

В режиме биений, когда в (3), (4) фаза $\varphi \equiv \varphi(t) = \Omega_б t$, решение этой системы для амплитуды $a(t)$ и частоты $\chi(t)$ колебаний имеет вид:

$$a(t) = \Gamma K_a K_a(\Omega_б) \cos[\Omega_б t - \psi(\Omega_б)], \quad (7)$$

$$\chi(t) = \Gamma L_a L_a(\Omega_б) \sin[\Omega_б t + \theta(\Omega_б)]; \quad (8)$$

где $K_a(\Omega_б)$, $L_a(\Omega_б)$ – нормированные коэффициенты частотной зависимости коэффициента автодинного усиления и девиации частоты генерации соответственно:

$$K_a(\Omega_б) = [(1 - \rho\,\Omega_{бн})^2 + (\rho + \Omega_{бн})^2] / (1+\rho^2)]^{1/2} / (1 + \Omega_{бн}^2), \quad (9)$$

$\psi(\Omega_{бн})$, $\theta(\Omega_{бн})$ – углы относительных фазовых смещений автодинных изменений амплитуды колебаний и частоты биений соответственно; $\Omega_{бн} = \Omega_б \tau_a$ – нормированная частота биений; τ_a – характеристическая постоянная времени отклика, определяющая динамические и частотные свойства автодинного приёмопередатчика:

$$\tau_a = 2Q_0 g_c / \omega_0 [n(1 - g_c - g_L) - (\nu_g \nu_b \mathrm{tg}\Theta) / 2Q_0 g_c]. \quad (10)$$

Диапазон работы автодинного приёмопередатчика в режиме биений ограничен сверху частотой:

$$F_{гр} = \Omega_{гр} / 2\pi = 1 / 2\pi\tau_a. \quad (11)$$

2. Зависимость коэффициента усиления от режима работы

Результаты вычислений зависимостей $K_a(g_L)$ и $K_a(u_{rel})$ представлены на рис. 1 в виде семейства кривых при различных значениях показателя n. Исходные данные для этих и последующих расчётов были приняты

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

для генератора на диоде Ганна 5-мм диапазона: $g_c = 0.1$, $\nu_g = 1$, $\nu_b = 1$, $G_0 = 10\ \text{m}\Omega^{-1}$, $A_{\max} = 4\ \text{V}$, $G_c = 1\ \text{m}\Omega^{-1}$, $Q_0 = 200$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 60 \cdot 10^9$.

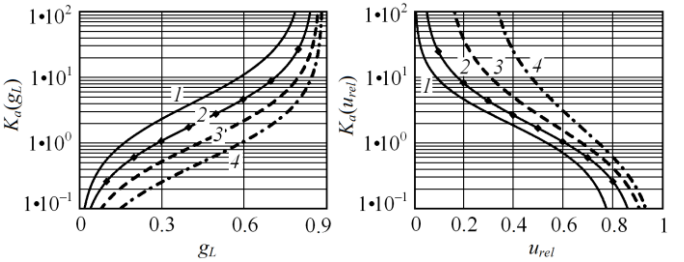


Рис. 1. Графики зависимостей $K_a(g_L)$ (*а*) и $K_a(u_{rel})$ (*б*), рассчитанные при: $n = 0.5$ (кривые *1*); $n = 1$ (кривые *2*); $n = 2$ (кривые *3*); $n = 4$ (кривые *4*)

Fig. 1. Plots of $K_a(g_L)$ (*а*) and $K_a(u_{rel})$ (*б*), calculated for: $n = 0.5$ (curves *1*); $n = 1$ (curves *2*); $n = 2$ (curves *3*); $n = 4$ (curves *4*)

Из графиков рис. 1 видно, что коэффициент K_a является монотонной функцией проводимости нагрузки g_L и напряжения u_{rel}. При приближении генератора к порогу возбуждения, где проводимость нагрузки велика, а амплитуда колебаний мала, прочность предельного цикла α уменьшается, а коэффициент K_a – значительно растёт, приближаясь к границе устойчивости автодина. При этом значения коэффициентов K_a в зависимости от режима работы генератора могут быть как меньше единицы, так и значительно её превышать, составляя десятки и сотни единиц.

Применение режимов работы генератора, при которых показатель «мягкости» импедансной характеристики АЭ имеет большие значения ($n > 1$), обеспечивает меньший выигрыш в значениях коэффициента K_a, чем при его малых значениях, когда $n < 1$.

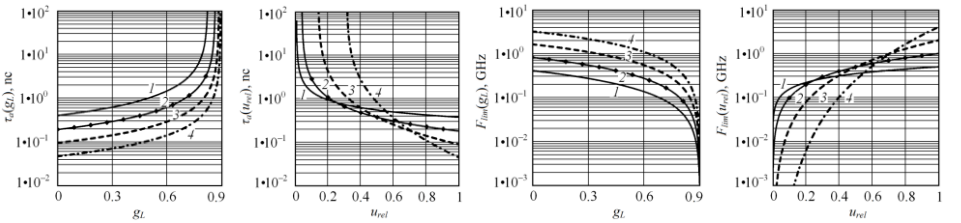
3. Постоянная времени и граничная частота усиления автодина

Результаты вычислений постоянной времени τ_a (в нс) и граничной частоты $F_{\lim}$ (в ГГц) в виде зависимостей $\tau_a(g_L)$, $\tau_a(u_{rel})$ и $F_{\lim}(g_L)$, $F_{\lim}(u_{rel})$ представлены на рис. 2 в виде семейства кривых, полученных при принятых выше значениях параметров генератора и различных значениях показателя *n*.

Из графиков рис. 2 видно, что при приближении генератора к порогу возбуждения постоянная времени τ_a резко увеличивается, а граничная по-

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

лоса пропускания квазигармонических сигналов автодинного отклика – значительно сужается. В остальной области изменений проводимости нагрузки и соответствующих изменений амплитуды колебаний генератора указанные выше функции изменяются достаточно медленно.



(*а*) (*б*) (*в*) (*г*)

Рис. 2. Графики зависимостей $\tau_a(g_L)$ (*а*), $\tau_a(u_{rel})$ (*б*) и $F_{\lim}(g_L)$ (*в*), $F_{\lim}(u_{rel})$ (*г*), рассчитанные при: $n = 0.5$ (кривые *1*); $n = 1$ (кривые *2*); $n = 2$ (кривые *3*); $n = 4$ (кривые *4*)

Fig. 2. Plots of $\tau_a(g_L)$ (*а*), $\tau_a(u_{rel})$ (*б*) and $F_{\lim}(g_L)$ (*в*), $F_{\lim}(u_{rel})$ (*г*), calculated for: $n = 0.5$ (curves *1*); $n = 1$ (curves *2*); $n = 2$ (curves *3*); $n = 4$ (curves *4*)

Как видно из кривых рис. 2, *а* и *б*, у генератора 5-мм диапазона постоянная времени τ_a может находиться в диапазоне от сотых долей до единиц наносекунд. При этом граничное значение $F_{\lim}$ может быть от десятков МГц до нескольких ГГц (см. кривые рис. 2, *в* и *г*). Результаты вычислений качественно согласуются с экспериментальными данными, полученными в работе [5] для транзисторного генератора СВЧ диапазона.

4. Заключение

Результаты анализа разработанной модели автодина показали, что область оптимальных значений связи генератора с нагрузкой находится в промежутке между реализацией максимальных значений коэффициента усиления автодина и его быстродействия. Для достижения требуемого режима генерации необходимо регулировать связь генератора с нагрузкой. В связи с этим в конструкции генераторных модулей, предназначенных для работы в автодинном режиме, необходимо предусматривать соответствующие элементы, позволяющие варьировать величину связи с нагрузкой, например, как это выполнено в модулях типа «Тигель» [1].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке постановление № 211 Правительства Российской федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

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

Список литературы

[1] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 1. Конструкторско-технологические достижения // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 12. С.3-30.

[2] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 7. С. 3-33.

[3] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 3. Функциональные особенности автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 11 С. 25-49.

[4] Носков В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ. (Обзор) // Техника и приборы СВЧ. 2009. № 1. С. 14-26.

[5] Кудинов С.И., Иванов В.Э., Носков В.Я., Игнатков К.А. Экспериментальные исследования автодинного режима приёмо-передающего устройства радиозонда МРЗ-3МК // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). Севастополь: Вебер, 2012. Т. 2. С. 900-902.

References

[1] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 1. Technological achievements]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2006, no. 12, pp. 3 - 30. (In Russian).

[2] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 2. Theoretical and experimental investigations]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2007, no. 7, pp. 3 - 33. (In Russian).

[3] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 3. Functional features of autodynes]. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki*, 2007, no. 11, pp. 25 - 49. (In Russian).

[4] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. [Autodyne signal registration in a power circuit of the semiconductor diode oscillator in microwave and millimeter ranges (Review)]. *Tehnika i pribori SVCh*, 2009, no. 1, pp. 14 - 26. (In Russian).

[5] Kudinov S.I., Ivanov V.A., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Autodyne mode experimental research of the transceiver of radiosonde MRZ-3MK. *22-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 10-14, 2012. Sevastopol, Weber, 2012, vol. 2, pp. 900 - 902.

Acknowledgements

The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

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

Analysis of the formation of autodyne sensor response from turbine unit vibrating element

Kirill A. Ignatkov
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
k.a.ignatkov@gmail.com

Abstract: *The results of analysis of formation of autodyne sensor response from turbine element using "phase" approach are shown. This approach simultaneously allows to take into account not only a circular and vibration motion components, but also features of formation of signals related to the intrinsic properties of autodynes. Locating object model is represented as a point reflector. The obtained analysis data allowed to formulate recommendations for the practical application of autodyne sensors for functional diagnostics of turbine units.*

Keywords: *autodyne, turbine unit, vane, autodyne response, autodyne characteristics, vibration-based diagnostics.*

Анализ формирования отклика автодинного датчика от вибрирующего элемента турбоагрегата

Игнатков К.А.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
k.a.ignatkov@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты анализа формирования отклика автодинного датчика перемещений элементов турбоагрегатов с использованием «фазового» подхода. Данный подход позволяет одновременно учесть не только круговую и вибрационную составляющие перемещений, но и особенности формирования сигналов, связанные с внутренними свойствами автодинов. Модель объекта локации представлена в виде точечного отражателя. Полученные данные анализа позволили сформулировать рекомендации по практическому применению автодинных датчиков для функциональной диагностики турбоагрегатов.*

Ключевые слова: *автодин, турбоагрегат, лопатка, автодинный отклик, автодинная характеристика, вибродиагностика.*

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

Для определения параметров перемещений объектов в различных областях науки и техники широкое применение находят автодинные СВЧ-датчики [1, 2]. Автодины являются простейшими приёмопередающими устройствами, представляющими собой только совокупность автогенератора и средств выделения автодинного низкочастотного информационного отклика, именно это делает привлекательным их применение в качестве первичных преобразователей перемещений элементов различных агрегатов и механизмов.

В общем случае движение составных частей различных механизмов может быть представлено как совокупность прямолинейного движения, что справедливо для некоторого малого промежутка времени, и соосного с направлением прямолинейного движения вибрационного перемещения малой по сравнению с длиной волны СВЧ излучения амплитуды. В первом приближении упрощенная модель элемента контроля может быть представлена в виде точечного отражателя.

В известных автору работах анализ процесса формирования автодинного отклика при решении данной задачи рассмотрен с позиций «частотного» подхода, используя понятие частоты Доплера [3, 4]. При этом учёт одновременно поступательного движения объектов локации в данной модели представляется сложным и не всегда корректным из-за неоднозначности отсчёта начальной фазы сигналов.

В данной работе при анализе формирования автодинного отклика использован «фазовый» подход, позволяющий одновременно учесть не только составляющие перемещения элемента контроля, но и особенности формирования сигналов, связанные с внутренними свойствами автодинных генераторов [5].

2. Исследуемая модель для анализа

При исследовании формирования автодинного отклика от лопатки турбоагрегата за основу принята схема расположения автодинного датчика с антенной, показанная на рис. 1 [3]. Антенна представляет собой открытый конец круглого волновода, пропущенный внутрь турбоагрегата через смотровое отверстие в его корпусе. В связи с конструктивными особенностями размещения датчика контролируемая лопатка находится в зоне его «видимости» непродолжительное время по сравнению с шагом лопаток. Поэтому можно принять направление распространения зондирующего излучения перпендикулярным поверхности отражающего объекта,

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

а перемещение лопатки – поступательным относительно антенны. Необходимо отметить также, что в процессе вращения лопаточного колеса перемещение периферийной части поверхности пера лопатки обусловлено двумя факторами: круговым движением торца лопатки вследствие вращения лопаточного колеса и колебательными перемещениями пера лопатки.

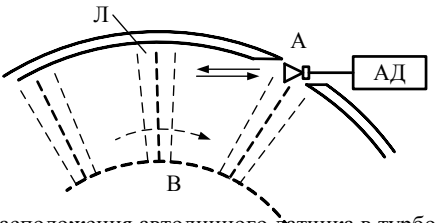


Рис. 1. Схема расположения автодинного датчика в турбоагрегате: А – антенна, АД - автодинный генератор, Л – лопатка.

Fig. 1. Design of autodyne sensor placement in turbine unit: A – antenna, АД – autodyne oscillator, Л – vane.

Далее рассмотрим особенности формирования автодинного отклика от отдельной лопатки в процессе её нахождения в зоне «видимости» датчика, при этом возникающие в момент выхода текущей лопатки из зоны «видимости» и вхождения последующей учитывать не будем. С учётом принятых допущений выражение для удвоенного текущего расстояния до отражающей точки на поверхности объекта локации следует записать как сумму, в которой первое слагаемое учитывает поступательное движение объекта, второе – вибрационное, представленное гармонической составляющей:

$$l(t) = l_0 + \upsilon t + \mathrm{Z}_m \sin(\Omega_в t), \qquad (1)$$

где l_0 – исходное расстояние до точки отсчёта; υ – скорость поступательного движения объекта локации; Z_m, $\Omega_в$ – амплитуда и частота вибраций.

Нормировка членов выражения (1) относительно половины длины волны СВЧ излучения $\lambda/2$ даёт возможность выполнить анализ в единицах безразмерного времени $t_н = \omega_0 t$ и без привязки к конкретному значению частоты излучения:

$$l_н(t_н) = [l_0 / (\lambda/2)] + [\upsilon t_н / (\lambda/2)] + [\mathrm{Z}_m / (\lambda/2)] \sin(\Omega_в t_н). \qquad (2)$$

Полученное выражение (2) далее будем использовать для расчёта соответственно фазовой $\delta(t_н)$ (ФХА), частотной $\chi_н(t_н)$ (ЧХА) и амплитудной $a_н(t_н)$ (АХА) характеристик автодина, а также его характеристики автодетектирования $i_н(t_н)$ (ХАД) [5]:

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

$$\delta(t_н) = 2\pi l_н(t_н) - C_{ос}\sin[\delta(t_н) + \theta], \quad (3)$$

$$\chi_н(t_н) = \chi(t_н) / \chi_m = -\sin[\delta(t_н) + \theta], \quad (4)$$

$$a_н(t_н) = a_1(t_н) / a_{1m} = \cos[\delta(t_н) - \psi_1], \quad (5)$$

$$i_н(t_н) = i(t_н) / a_{0m} = \cos[\delta(t_н) - \psi_0], \quad (6)$$

где $C_{ос} = 2\pi[l_0 / (\lambda/2)]\chi_m$ – параметр обратной связи автодинной системы; $\chi_m = \Gamma L_a$, $a_{1m} = \Gamma K_a$, $a_{0m} = \Gamma K_0$ – амплитудные значения автодинного отклика по изменению частоты, амплитуды колебаний генератора и в цепи питания его активного элемента соответственно; Γ – приведённый к «зажимам» автодинного генератора коэффициент отражения излучения, определяющий амплитудные значения автодинных откликов; L_a, K_a, K_0 – коэффициенты автодинной девиации частоты, автодинного усиления и автодетектирования; θ, ψ_1, ψ_0 – относительные фазовые смещения соответствующих характеристик.

Отметим, что ЧХА, АХА и ХАД определяют формирование выходных сигналов автодина, поэтому называются сигнальными характеристиками автодина (СХА). Значения входящих в (3) – (6) коэффициентов L_a, K_a, K_0 и фазовых сдвигов θ, ψ_1, ψ_0 определяются известными внутренними свойствами используемого автодинного генератора [5].

2. Расчёт характеристик и их анализ

На основе полученных выражений (3) – (6) с учётом (2) были выполнены расчёты характеристик. При этом были учтены только фазовые изменения $\delta(t_н)$ отражённого излучения, полагая величину коэффициента отражения Γ постоянной. Графики этих характеристик представлены на рис. 2. Исходные данные для расчётов приняты следующими: частота вибрационного перемещения лопатки значительно превосходит частоту составляющей автодинного отклика, обусловленную поступательным движением лопатки (см. рис. 2-5), для построения графиков принято что скорость поступательного движения пера лопатки составляет $3\lambda/2$ в единицу нормированного времени, частота вибраций 20 Гц, амплитуда вибраций $0{,}1\lambda$; При этом на представленных ниже рис. 2–5 графики (а) соответствуют случаю величины параметра обратной связи $C_{ос} = 0{,}08$; (б) – $C_{ос} = 0{,}8$. Значение l_0 принято кратным $\lambda/2$.

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

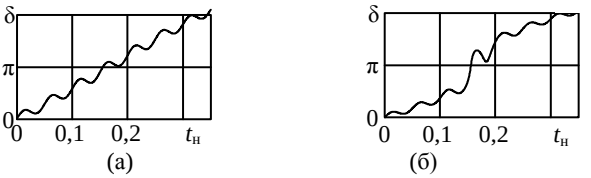


Рис.2. ФХА, рассчитанные при $C_{ос} = 0,08$ (а), $C_{ос} = 0,8$ (б).

Fig. 2. PCA, calculated in case of $C_{ос} = 0,08$ (а), $C_{ос} = 0,8$ (б).

Графики частотной (кривая 1) и амплитудной (кривая 2) характеристик представлены на рис. 4, график для характеристики автодетектирования не приводится потому, что нормированные АХА и ХАД отличаются только начальными углами фазового смещения ψ_1 и ψ_0.

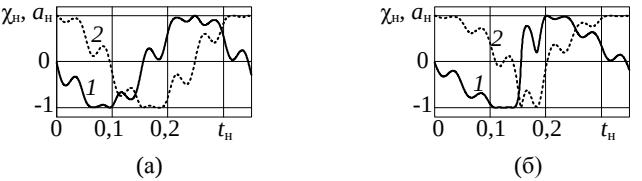


Рис.3. ЧХА (кривая 1) и АХА (кривая 2), $C_{ос} = 0,08$ (а), $C_{ос} = 0,8$ (б)

Fig. 3. FCA (curve 1) и ACA (curve 2), $C_{ос} = 0,08$ (а), $C_{ос} = 0,8$ (б).

В реальных турбоагрегатах в общем случае известны скорость вращения колеса турбины и размеры лопатки. На основании этих данных возможно определить параметры поступательной составляющей перемещения пера лопатки. Учитывая указанное выше определены автодинные характеристики обусловленные вибрационной составляющей перемещения:

$$\chi_{н_вибр}(t_н) = \chi_н(t_н) - \chi_{н_прям}(t_н), \quad (7)$$

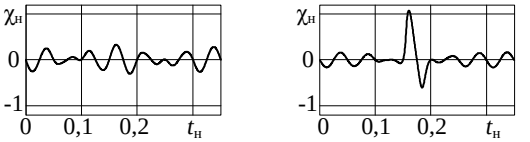
$$a_{н_вибр}(t_н) = a_н(t_н) - a_{н_прям}(t_н), \quad (8)$$

$$i_{н_вибр}(t_н) = i_н(t_н) - i_{н_прям}(t_н), \quad (9)$$

графики характеристик $\chi_{н_вибр}(t_н)$ и $a_{н_вибр}(t_н)$ представлены на рис. 5 и 6 соответственно. Именно характеристики $\chi_{н_вибр}(t_н)$, $a_{н_вибр}(t_н)$, $i_{н_вибр}(t_н)$ содержат информацию об отклонения в работе турбоагрегатов и должны

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

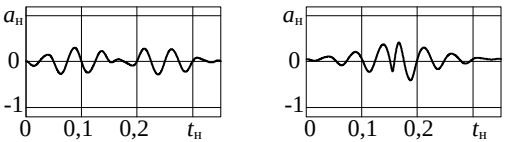
быть подвергнуты анализу с использованием результатов работ посвященных вибродиагностике различных турбоагрегатов.



(а) (б)

Рис.4. ЧХА, обусловленная вибрационной составляющей перемещения пера лопатки, $C_{\text{ос}} = 0,08$ (а), $C_{\text{ос}} = 0,8$ (б).

Fig. 4. FCA, due to the vibration component of the vane displacement, $C_{\text{ос}} = 0,08$ (а), $C_{\text{ос}} = 0,8$ (б).



(а) (б)

Рис.5. АХА, обусловленная вибрационной составляющей перемещения пера лопатки, $C_{\text{ос}} = 0,08$ (а), $C_{\text{ос}} = 0,8$ (б).

Fig. 5. ACA, due to the vibration component of the vane displacement, $C_{\text{ос}} = 0,08$ (а), $C_{\text{ос}} = 0,8$ (б).

4. Заключение

Периодическое изменение амплитуды и скачки фазы автодинных характеристик $\chi_{\text{н_вибр}}(t_{\text{н}})$ и $a_{\text{н_вибр}}(t_{\text{н}})$ обусловлены изменением расстояния от генератора до вибрирующей отражающей точки вследствие поступательного движения отражающего объекта и их зависимостью от величины параметра внешней обратной связи $C_{\text{ос}}$.

Показанный в работе «фазовый» подход позволяет достаточно просто учесть как поступательную, так и вибрационную составляющие перемещения контролируемого элемента турбины, а также внутренние свойства автодинного генератора при анализе особенностей формирования автодинного отклика. Полученные данные требуют более детального рассмотрения для выработки рекомендаций по практическому применению автодинных датчиков для функциональной диагностики турбоагрегатов.

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

Источники финансирования и выражение признательности

Автор выражает признательность профессору кафедры технологии и средств связи УрФУ Носкову В.Я. за руководство в работе. Работа выполнена при финансовой поддержке постановление № 211 Правительства Российской федерации, контракт № 02.A03.21.0006.

Список литературы

[1] Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.

[2] Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В. Физика радиоволновых и оптических автодинов. Саратов: Издательство СГУ, 2003. 310 с.

[3] Носков В.Я. Анализ влияния шумов на характеристики автодинных измерителей вибраций и малых перемещений // Измерительная техника. 2014. № 9. С. 49-53.

[4] Данилин А.И., Грецков А.А. Доплеровский метод определения параметров колебаний элементов вращающихся узлов энергоагрегатов // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. 2012. №3 (34). С. 171-179.

[5] Данилин А.И., Грецков А.А. Особенности математического моделирования доплеровского преобразователя для определения параметров перемещений лопаток энергоагрегатов // Известия Самарского научного центра РАН. 2013. Т. 15. № 6(3). С. 654-659.

[6] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24-42.

References

[1] Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. [*Radiowave measuring process parameters*]. Moskva: Energoatomizdat, 1989. 208 p. (In Russian).

[2] Usanov D.A., Skripal Al.V., Skripal An.V. [*The physics of radio wave and optical autodynes*]. Saratov: Izdatelstvo SGU, 2003. 310 p. (In Russian).

[3] Noskov V.Ya. Analysis of the impact of noise on the characteristics of autodyne sensors of vibrations and small displacements. *Measurement Techniques*, 2014, vol. 57, no. 9, pp. 1065 - 1072. DOI: 10.1007/s11018-014-0581-2.

[4] Danilin A.I., Gretskov A.A. [Doppler method for measuring fluctuations of elements rotating parts power]. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta*, 2012, no. 3 (34), pp. 171 - 179. (In Russian).

[5] Danilin A.I., Gretskov A.A. [Features mathematical modeling Doppler transducer for parameters of displacements blades power unit]. *Izvestiya Samarskogo nauchnogo centra RAN*, 2013, vol. 15, no. 6 (3), pp. 654 - 659. (In Russian).

[6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. [Autodyne characteristic dependence on the UHF oscillator's inherent parameters]. *Radiotecnika*, 2012, no. 6, pp. 24 - 42. (In Russian).

Acknowledgements

The author is grateful to Professor of the department of CET UrFU V.Y. Noskov for his leadership in the work.The work was supported by Act 211 Government of the Russian Federation, contract № 02.A03.21.0006.

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

Mathematical model of ultra-wideband car radar

Vladimir T. Lobach, Michael V. Potipak, Elizabeth Y. Lutsencko
Southern Federal University
Taganrog, 347922, Russian Federation
potipak@sfedu.ru

Abstract: *Given a brief overview of radar used in automotive active safety systems and adaptive cruise control. We overviewed the possibility of using OFDM signals to control traffic situation. OFDM signals accuracy characteristics were analyzed using ambiguity function. Recommendations for joint usage existing communications protocols for objects distance and speed estimation are given. The possibility of multi-function radar systems development based on available on-board communications systems is discussed.*

Keywords: *OFDM modulation, automotive radar, joint range and speed measurements, ambiguity function, range-speed profile.*

Математическая модель сверхширокополосного автомобильного радара

Лобач В.Т, Потипак М.В., Луценко Е.Ю.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
potipak@sfedu.ru

Аннотация: *проведен краткий обзор радиолокаторов использующихся в автомобильных системах активной безопасности и адаптивного круиз-контроля. Рассматривается возможность использования OFDM сигналов для контроля дорожной обстановки и проведена оценка его точностных характеристик на основе анализа функции неопределенности. Приводятся рекомендации по использованию имеющихся протоколов связи для оценки дальности и скорости объектов. Обсуждается возможность создания многофункциональных радиолокационных систем на основе использования имеющихся бортовых средств связи.*

Ключевые слова: OFDM модуляция, автомобильный радар, совместные измерения дальности и скорости, функция неопределенности, дальностно-скоростной портрет.

1. Введение

Сверхширокополосные радары (СШП) нашли широкое применение

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 различных областях деятельности человека. Они позволяют дистанционно наблюдать за объектом, достаточно точно определять их статические или динамические координаты. СШП радары бывают различных типов, с различными видами модуляции, в том числе и с OFDM модуляцией. Многие перспективные системы обмена информацией используют сигналы с OFDM модуляцией. Например, использование подобного устройства в автомобильной промышленности позволяет реализовать концепцию «умного автомобиля» в части оценки дорожной обстановки с сохранением возможного информационного обмена. Аппаратная реализация такого радара не является сложной и дорогостоящей, так как можно использовать имеющиеся приборы и устройства. Распространенность OFDM модуляция в различных стандартах передачи данных потенциально делает возможным их применение в радиолокации.

Радары позволяют обнаруживать, отслеживать как отдельные объекты, так и анализировать состав радиолокационной сцены по радиолокационным изображениям. Основные области применения автомобильных радаров сконцентрированы в системах адаптивного круиз-контроля [1]. Они выполняют функции обнаружения объектов и слежения за ними - для избегания и предупреждения фронтальных столкновений. Радары все шире применяются и в качестве боковых и задних датчиков для обнаружения объектов в «мертвых зонах», а также для помощи водителю при парковке.

Основным преимуществом радаров является их нечувствительность к погодным условиям, в отличие от лидаров, ультразвуковых датчиков, видеокамер и ИК-извещателей [2]. В последнее время в автомобилестроении просматривается тенденция по насыщению автомобилей различными системами связи, навигации и т.п. Обилие радиотехнических систем различного назначения приводит к возникновению проблем с электромагнитной совместимостью свойственной до недавних пор авиации, а борьба за весогабаритные характеристики автомобилей требует разработок многофункциональных систем. Таким образом, использование устройств с OFDM модуляцией для контроля над дорожной обстановкой является актуальной задачей.

2. Модель сигнала

Известен способ формирования сигнала с OFDM модуляцией на основе двумерной матрицы передаваемого сообщения T_x размером $M \times N$

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

$$T_x = \begin{pmatrix} d(0,0) & \cdots & d(M-1,0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d(N-1,0) & \cdots & d(M-1,N-1) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где M – номер поднесущей, N – номер символа.

Каждый элемент матрицы представляет собой двоичное значение 0 или 1.

Строки матрицы переносится на свою поднесущую частоту выбранным видом модуляции ФМ-2, ФМ-4, КАМ и т.п.

$$\dot{s}_m(t) = \sum_{n=1}^{N} T_{x\,n,m} \cdot \exp\left[-j2\pi \left(f_0 + n \cdot \frac{1}{t_e} \right) \cdot (t - mt_e) \right],$$

где $m=1...M$, f_0 - несущая частота, $\Delta f = \frac{1}{t_e}$ частотный интервал, на который разнесены спектры поднесущих из соображений ортогональности, t_e – длительность элемента сообщения (импульса).

Обобщенную математическую модель OFDM сигнала можно представить в виде

$$\dot{s}(t) = \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{M} T_{x\,n,m} \exp\left[-j2\pi \left(f_0 + n \cdot \frac{1}{t_e} \right) \cdot (t - mt_e) \right] \quad (2)$$

Согласно технологии OFDM, строки проходят обратное преобразование Фурье

$$\dot{S}_m(n\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{N} \dot{s}_m(n\Delta t) \cdot \exp\left(j2\pi\, fn\Delta t \right),$$

где Δt – интервал дискретизации.

После этой процедуры необходимо произвести преобразование формата передаваемого модулированного сообщения из матричного представления (параллельного формата) в последовательную форму с добавлением защитных интервалов. После чего, полученный низкочастотный сигнал поднимается на рабочую частоту и излучается в пространство.

На приемной стороне производятся операции усиления, переноса принятого сигнала на промежуточную частоту, преобразование сообщения

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

из последовательного формата в матричный. Сообщение в параллельном формате проходит прямое преобразование Фурье

$$\hat{s}_m(k\Delta t) = \sum_{k=1}^{K} \dot{S}_m(k\Delta t) \cdot \exp\left(-j2\pi\, fk\Delta t\right).$$

После чего каждая поднесущая проходит демодуляцию согласно выбранного ранее метода модуляции, в результате чего демодулированное сообщение представляет собой последовательность двоичных символов.

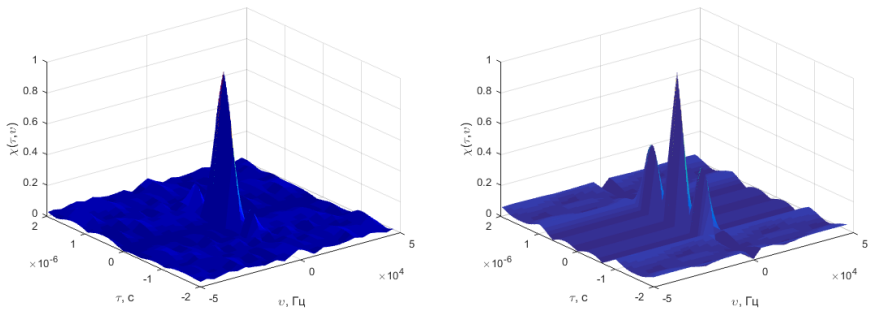
Известно, что функция неопределённости сигнала является удобным инструментом для оценки разрешающих способностей по выбранным координатам. Запишем выражение функции неопределенности в ее классическом виде

$$\dot{\chi}(\tau,\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t)\dot{s}^*(t-\tau)\exp(j2\pi\nu t), \qquad (3)$$

где τ – временная, ν – частотная расстройки сигнала и согласованного фильтра.

Необходимо отметить, что аналитически получить выражение для функции неопределенности, с учетом произвольной матрицы сообщения T_x крайне сложно, поэтому значения выражения (3) находятся численными методами.

На рис. 1 представлены функции неопределенности сигнала, модель которого представлена выражением (2), для двух поднесущих и 255-ти символов.



a) b)

Рис. 1. Функции неопределенности OFDM сигнала для двух типов сообщений
a) – равномерно распределенные 0 и 1, b) – значения М-последовательности длинной 255.

Fig. 1. OFDM signal ambiguity functions for two types of messages
a) - uniformly distributed 0 and 1, b) - value of M-code sequence with length 255.

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

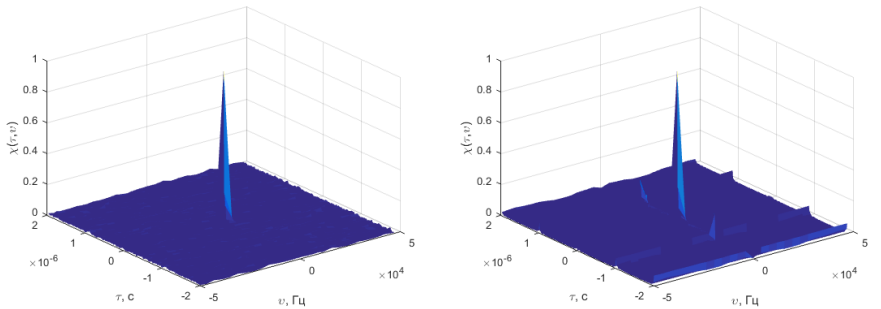
В качестве информационного сообщения T_x используются равномерно распределенные дискретные значения и дискретные значения М-последовательности длиной 255.

Как видно из рис. 1, в случае использования М-последовательности по столбцам матрицы T_x функция неопределенности имеет боковые лепестки за счет взаимной корреляции столбцов. Очевидно, OFDM сигнал с такого рода сообщениями использовать в радиолокации затруднительно.

Использование в качестве сообщения равномерно распределенных значений нулей и единиц позволяет снизить уровень боковых лепестков функции неопределенности OFDM сигнала.

На рис. 2 приведены функции неопределенности в случае использования в качестве зондирующего сигнала сигнал стандарта 802.11a.

Из рис. 2 видно, что при использовании реальных протоколов передачи информации на основе OFDM для измерения дальности и скорости объекта необходимо учитывать корреляцию данных внутри сообщения.



a) b)

Рис. 2. Функции неопределенности OFDM сигнала стандарта 802.11a для двух типов сообщений a) – равномерно распределенные 0 и 1, b) – сообщение с реальными данными.
Fig. 2. Standard 802.11a OFDM signal ambiguity functions for two type of messages a) - uniformly distributed 0 and 1, b) - message with real data.

Из рис. 2 видно, что при использовании реальных протоколов передачи информации на основе OFDM для измерения дальности и скорости объекта необходимо учитывать корреляцию данных внутри сообщения.

3. Оценка дальности и скорости цели

После отражения от объекта демодулированное информационное сообщение представляется в виде матрицы R_x, размером $M \times N$. Значения

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

этой матрицы R_x равны значениям матрицы T_x, помноженным на некоторую величину [3]

$$R_x = A \cdot T_x \cdot \overrightarrow{k_R} \times \overrightarrow{k_D}.$$

где $k_R(n) = \exp(-j2\pi n\Delta f\ 2R/c_0)$, R – расстояние до объекта, c_0 – скорость света; $k_D(m) = \exp(j2\pi m t_e f_D)$ – определяет доплеровское смещение частоты за счет движения объекта, f_D – частота Доплера.

Для определения значений k_R и k_D проводят поэлементное деление матрицы R_x на T_x, получая матрицу F_x. Для нахождения расстояния выполняют поэлементное деление символов OFDM, т.е. столбцы матрицы R_x на T_x, получая столбцы матрицы F_x

$$F_x(n) = \frac{R_x(n)}{T_x(n)} = A \cdot \overrightarrow{k_R}(n) \times \overrightarrow{k_D}(n).$$

Для нахождения доплеровского смещения частоты поэлементно делим поднесущие сигнала OFDM, т.е. строки матрицы R_x на T_x, получая строки матрицы F_x

$$F_x(m) = \frac{R_x(m)}{T_x(m)} = A \cdot \overrightarrow{k_R}(m) \times \overrightarrow{k_D}(m).$$

В итоге формируется матрица F_x размерами $M \times N$. Применяя дискретное преобразование Фурье (ДПФ) к строкам матрицы F_x, получаем матрицу оценок доплеровских частот F_D

$$F_D(l) = \sum_{m=0}^{M-1} F_x(m) \exp\left(-j\frac{2\pi}{M}ml\right), l = 0,1\ldots M-1.$$

После чего, выполняя обратное дискретное преобразование Фурье по столбцам матрицы F_D, получаем матрицу соответствующую дальностно-частотному портрету лоцируемой сцены

$$F_R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} F_D(n) \exp\left(j\frac{2\pi}{N}nk\right), k = 0,1\ldots N-1.$$

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

4. Заключение

В настоящее время в связи с развитием технологий адаптивного круиз контроля требуется разработка многофункциональных систем позволяющих проводить совместную оценку параметров окружающих объектов при осуществлении обмена информацией. Однако, как показали проведенные исследования, значительное влияние на оценку дальности и скорости объектов, при использовании протоколов связи использующие технологию OFDM, оказывает корреляция данных в передаваемом сообщении. При этом наблюдается значительный рост уровня боковых лепестков функции неопределенности. Возможным путем решения такой проблемы может быть предварительная оценка взаимной корреляции данных в сообщении. Оценку дальности и скорости необходимо проводить только по предварительно отобранных кадрам OFDM с низким коэффициентом взаимной корреляции передаваемых данных.

Список литературы

[1] Braun M., Sturm C., Jondral F. K. On the Frame Design for Joint OFDM Radar and Communications //15th International OFDM Workshop, Hamburg. – 2010.

[2] Сысоева С. Актуальные технологии и применения датчиков автомобильных систем активной безопасности. Часть 6. Радары //Компоненты и технологии. – 2007. – №. 68.

[3] Wiesbeck W. System Concepts for the Radar of the Future // Telecom Paris, March 6. 2014. С.12-36.

References

[1] Braun M., Sturm C., Jondral F. K. On the Frame Design for Joint OFDM Radar and Communications //15th International OFDM Workshop, Hamburg. – 2010.

[2] Sysoeva S. Aktual'nye tehnologii i primenenija datchikov avtomobil'nyh sistem aktivnoj bezopasnosti. Chast' 6. Radary //Komponenty i tehnologii. – 2007. – №. 68.

[3] Wiesbeck W. System Concepts for the Radar of the Future // Telecom Paris, March 6. 2014. С.12-36.

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

High-powered coherent pulse microwave transmitter of meteorological radar based on field transistors

Sergey I. Kudinov[1], Vyacheslav E. Ivanov[1]
[1]*Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N. Yeltsin*
Ekaterinburg, 610002, Russian Federation
s.kudinov@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com

Abstract: *results of development of the power coherent pulse microwave transmitter (500W) of meteorological radar with program signal carrier frequency of the radio pulse in communication band 1680 MHz, providing measurement of inclined range to an meteorological radiosonde (ARZ) supplied with the superregenerative transceiver (SPP) are given. It is shown a possibility of application of the new LDMOS transistors of type 2П9110 for microwave power amplifier. Transistors are combined in pallet for increase of the output power . The results of the microwave power amplifier's basic measurements are presented in the article.*

Keywords: *synthesizer, LDMOS transistor, power amplifier, the coherent mode, pulsed mode.*

Мощный когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС на полевых транзисторах

Кудинов С.И., Иванов В.Э.
Уральский федеральный университет (УрФУ) имени первого Президента России Б.Н.Ельцина
г. Екатеринбург, 610002, Российская Федерация
s.kudinov@urfu.ru, v.e.ivanovekt@gmail.com

Аннотация: *Приводятся результаты разработки макета мощного (500Вт) когерентного импульсного передатчика аэрологической РЛС системы радиозондирования атмосферы с программируемой несущей частотой запросных радиоимпульсов в диапазоне 1680МГц, обеспечивающего измерение наклонной дальности до радиозонда (АРЗ) снабженного сверхрегенеративным приемопередатчиком (СПП). Показана возможность применения в усилительных каскадах СВЧ-передатчика новых полевых LDMOS транзисторов серии 2П9110, объединенных 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

паллеты для получения высокой выходной мощности. Представлены результаты измерений основных параметров макета СВЧ-передатчика.

Ключевые слова: *синтезатор частот, LDMOS транзистор, усилитель мощности, когерентный режим, импульсный режим.*

1. Введение

В современных радиолокационных системах радиозондирования атмосферы для обеспечения активного ответного сигнала по дальности приемопередатчика метеорологического зонда необходим источник мощного запросного сигнала радиолокационной станции, работающей в диапазоне 1680±10МГц. Таким источником ранее служили передатчики, разработанные на основе магнетрона, клистрона, затем при появлении мощных полупроводниковых приборов – биполярных транзисторов. Одним из удачных решений являются передатчики метеорологических радиолокаторов «Бриз», АРВК «Вектор-М», где в качестве возбудителя применен мощный импульсный автогенератор на биполярном транзисторе 2Т975А со стабилизацией частоты диэлектрическим резонатором, формирующем выходной радиоимпульс длительностью 1 мкс мощностью до 150Вт. Дальнейшее усиление сигнала до 500Вт осуществляется усилителем мощности опять же на биполярных транзисторах 2Т986А, 2Т994 [1]. Положительной стороной такого подхода к проектированию передатчика является минимальное число транзисторных каскадов, несмотря на невысокий коэффициент усиления транзисторов на данной частоте – 4-5 дБ. При радиозондировании необходимо проводить подстройку частоты запросного радиосигнала радиолокатора для повышения уровня ответного сигнала из-за изменения частоты приемопередатчика радиозонда, поэтому недостатком такого передатчика является сложность оперативной перестройки частоты с требуемой точностью, связанная с аналоговым характером управления СВЧ-автогенератором на диэлектрическом резонаторе. Кроме того, СВЧ-автогенератор на диэлектрическом резонаторе формирует сигнал со случайным значением фазы, что ограничивает возможность построения когерентной радиолокационной системы с возможностью измерения мгновенной скорости радиозонда за счет фазовой обработки принимаемого от зонда сигнала и снижения требуемой мощности запросного сигнала РЛС.

В работе [2] представлена структура передатчика аэрологической РЛС, где источником радиосигнала является узел возбудителя с возможностью программного управления частотой высокостабильного СВЧ колебания на базе современных синтезаторов с ФАПЧ. Синтезаторы частот

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

формируют весьма малый уровень выходного сигнала (5-13дБм) и поэтому недостатком представленной структуры является необходимость использования большого числа усилительных каскадов на биполярных транзисторах для достижения высокой выходной мощности радиосигнала (500-700Вт), что усложняет весь передатчик и снижает его надежность. В этой же работе показано, что одним из решений может быть применение импортных интегральных схем типа MW7IC18100NR1 (100Вт), имеющих высокий коэффициент усиления мощности на корпус (до 25-30дБ). Недостатком применения этих микросхем для средств радиозондирования атмосферы, состоит в их более высоком рабочем диапазоне частот (выше 1805МГц). В современных условиях целесообразным является реализовать передатчик аэрологической РЛС с требуемыми характеристиками на основе новой доступной отечественной элементной базы – LDMOS транзисторов, имеющими высокий коэффициент усиления мощности (15-16 дБ) на частотах близких к требуемому значению 1680 МГц. В данной работе представлены результаты разработки макета передатчика аэрологической РЛС на базе мощных полевых транзисторов серии 2П9110, производства ОАО «НИИЭТ» г. Воронеж.

2. Структура передатчика

Передатчик аэрологической РЛС построен по схеме, представленной на рис.1 и состоит из модуля возбудителя, модуля предварительного усилителя мощности и модуля оконечного усилителя мощности.

Модуль возбудителя состоит из узла управляющего микроконтроллера 1986ВЕ92У, который формирует все необходимые управляющие команды для работы передатчика:

- программирования значения несущей частоты и мощности синтезатора частот,
- импульс запуска передатчика (ИЗП) длительностью 0,5 или 1мкс;
- импульс включения передатчика (ИВП) длительностью 1,5 мкс;
- импульс включения аттенюатора (ИВА) для снижения выходной мощности на 20дБ;
- контроль огибающей радиоимпульса (ОРИ) на выходе модуля оконечного усилителя мощности.

Синтезатор частоты реализован на основе отечественной микросхемы 1508ПЛ9Т. В связи с отсутствием на кристалле этой микросхемы генератора управляемого напряжением (ГУН) в модуле возбудителя используется ГУН на отдельном транзисторе. На вход синтезатора частот возбуди-

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

теля подается сигнал от высокостабильного источника, например, кварцевого генератора. Этот же сигнал подается на синтезаторы частот гетеродинов приёмной части РЛС для обеспечения когерентного приема.

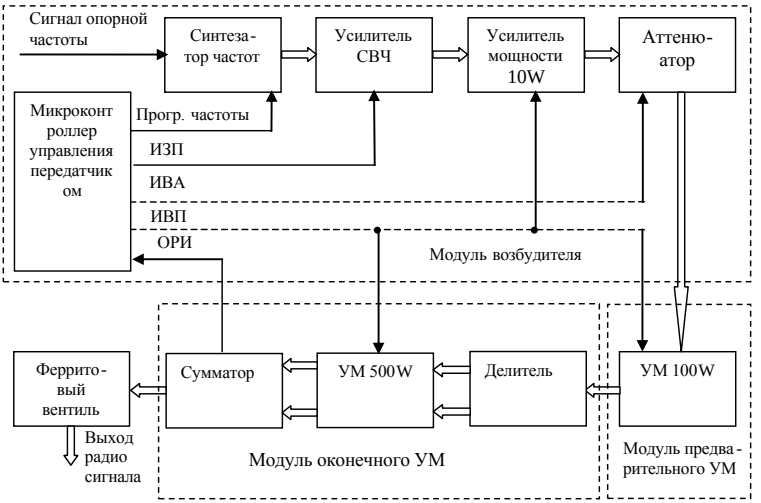


Рис. 1 Структура передатчика метеорологической РЛС

Fig.1 Transmitter meteorological radar structure

Усилитель СВЧ предназначен для усиления сигнала ГУН и имеет быстроходную цепь управления импульсным режимом. На управляющий вход усилителя СВЧ от микроконтроллера поступает сигнал ИЗП, формирующий на выходе усилителя короткий радиоимпульс длительностью 0,5 или 1 мкс и скважностью 2000 или 1000 (в зависимости от режима радиозондирования).

Усилитель мощности 10Вт реализован на полевом транзисторе 2П9110А и обеспечивает усиление на рабочей частоте до 15дБ. Аттенюатор предназначен для снижения мощности передатчика на 20дБ по команде микроконтроллера для режима зондирования на малых дальностях до радиозонда.

Модуль предварительного усилителя мощности (ПУМ) усиливает входной радиосигнал до значения 100Вт.Узел УМ 100W реализован на печатной плате на основе микрополосковых линий на базе LDMOS-транзистора 2П9110Г.

Модуль оконечного усилителя мощности предназначен для усиления выходного сигнала до значений свыше 500Вт. Модуль состоит из печатного узла, где в микрополосковом исполнении реализованы делитель

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

мощности, два усилительных каскада, сумматор выходной мощности и слабосвязанный направленный ответвитель. УМ 500W реализован по схеме усиления сигнала в двух параллельных каналах на транзисторах 2П9110ЕС с дальнейшим суммированием выходной мощности. Одно из плеч направленного ответвителя нагружено на детектор СВЧ для выделения огибающей радиоимпульсов передатчика и последующего контроля в микроконтроллере возбудителя. По наличию и уровню огибающей радиоимпульсов можно оценить работоспособность передатчика. Вся конструкция узла модуля реализована в виде единой конструктивной единицы – паллеты.

Для снижения потребления тока передатчиком и облегчения теплового режима мощных полевых транзисторов применяется режим включения транзисторов импульсом ИВП только на короткий период времени – 1,5 мкс. Импульсы ИВП и ИЗП взаимно привязаны во времени: ИЗП располагается симметрично относительно центра ИВП на временной оси. ИВП менее чем за 0,25 мкс выводит каскады УМ на рабочий режим путем подачи напряжения на затвор транзисторов, ИЗП обеспечивает появление на выходе узла Усилитель СВЧ радиоимпульса длительностью 0,5 или 1 мкс, который далее последовательно усиливается всеми каскадами передатчика. По окончанию ИЗП через 0,25-0,5 мкс задним фронтом ИВП выключает транзисторы.

Особенностью проектирования передатчика для аэрологического радиолокатора на транзисторах серии 2П9110 явилось отсутствие в ТУ данных для частот выше 1550 МГц, что не давало возможности корректно моделировать работу усилителя. Поэтому был сделан прогноз на значения параметров для частоты 1680 МГц и эти данные применялись для моделирования. В пакете AWRED был проведен синтез геометрических размеров входных и выходных согласующих микрополосковых линий. Обеспечение требований к полосе пропускания усилителей мощности передатчика не менее 20МГц позволили использовать для согласования одиночные микрополосковые линии на входе и выходе СВЧ транзисторов. В процессе проектирования каскадов усиления мощности учитывались результаты работы [3].

3. Практические результаты

При лабораторных измерениях технических параметров были получены предварительные данные выходных характеристик узлов макета передатчика. В таблице 1 приведены основные параметры одного из каска-

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

дов усиления мощности на транзисторе 2П9110А при длительности импульса 1 мкс, скважности 1000 и входной мощности 0,35Вт на частоте 1680МГц.

Табл. 1. Параметры макета узла усилителя мощности на транзисторе 2П9110А.

Table 1. Parameters of a prototype of the power amplifier on the transistor 2P9110A

Параметр Parameter	Импульсный ток стока транзистора, А Pulse current of the transistor, A	
	1,0	1,5
Рвых., Вт Pout, W	19,0	24,0
$К_{ур}$, дБ Kp, dB	17,3	18,3
К.П.Д., % Efficiency, %	38	32

Величина импульсного тока транзистора регулируется путем изменения амплитуды ИВП, которое определяет положение рабочей точки транзистора, что позволяет управлять выходной мощностью передатчика.

На рисунке 2 представлена осциллограмма импульсов ИВП и огибающей выходных радиоимпульсов передатчика. При заданной длительности радиоимпульсов 0,5 мкс для одного из режимов радиозондирования передний и задний фронты не превышают 0,1 мкс.

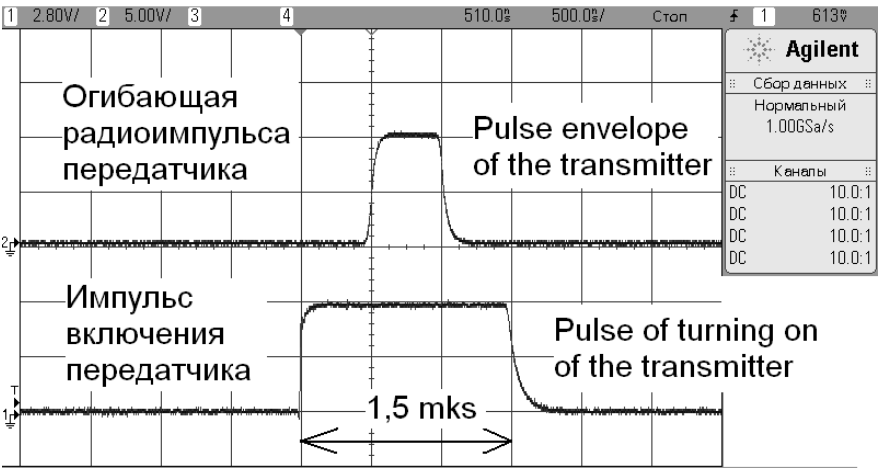


Рис. 2 Форма огибающей выходного радиоимпульса передатчика.

Fig. 2 Form of the radio-frequency pulse envelope of the transmitter

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

4. Заключение

В процессе разработки создан макет мощного импульсного передатчика запросного сигнала для когерентной аэрологической РЛС на отечественных полевых LDMOS транзисторах серии 2П9110 с программной перестройкой высокостабильной несущей частоты в диапазоне 1680±10МГц с заданным шагом и выходной импульсной мощностью не менее 500Вт. Показано, что отечественные полевые LDMOS- транзисторы серии 2П9110 достаточно эффективно работают в импульсном режиме в диапазоне до 1700 МГц.

Список литературы

[1] Иванов В.Э., Кудинов С.И. Импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС// 23-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 8-13 сентября 2013 г.: матер. конф. в 2 т. - Севастополь: Вебер. 2013. С. 1006-1007.

[2] Иванов В. Э., Кудинов С.И., Гусев А. В., Малыгин И. В. Когерентно-импульсный передатчик аэрологической РЛС// 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014). Севастополь, 7—13 сентября 2014 г. : матер. конф. в 2 т. Севастополь: Вебер. 2014. С.551-552.

[3] Волков Ю. К., Илюшечкин М. Н., Ковтун Ю.Ю., Лабузов В. А., Назаренко А. Е., Шестов М.. Е. Перспективы построения усилителей мощности L-диапазона на транзисторах серии 2П9110 производства ОАО «НИИЭТ»// Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2015, №3. С.6-12.

References

[1] Ivanov, V.E. Kudinov, S.I. [Pulse microwave transmitter of aerological radar]. *CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2013, pp. 1006-1007. (in Ukraine).

[2] Kudinov, S.I. Ivanov, V.E. Gusev, A.V. Maligin, I.V. [Coherent-pulse transmitter of aerological radar]. *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2014, pp. 551-552. (in Ukraine).

[3] Volkov Yu.K., Ilyushechkin M. N., Kovtun Yu. Yu., Labuzov V. A., Nazarenko A. E., Shestov M. E. [Prospects of making power L range amplifiers based on transistors line manufactured by JSC NIIET]. *Radiotekhnicheskie i telekommunikacionnye sistemy* , 2015, no.3, pp.6-12. (In Russian).

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

Reference active oscillator of the powerful coherent transmitter of upper-air radar

Oleg V. Plokhikh[1], Vyacheslav E. Ivanov[1], Andrew V. Gusev[1], Sergey I. Kudinov[1]
[1]*Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin*
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
a.v.gusev@urfu.ru

***Abstract**: The report presents the results of the development of the active oscillator of the powerful coherent transmitter of upper-air radar. The active oscillator uses phase-locked loop (PLL) circuit providing high stability of the generated signal. The designed active oscillator can be used as local oscillators of a radar receiver. The main oscillator blocks are designed based on domestic components.*

***Keywords**: coherent active oscillator, upper-air radio sounding, phase-locked loop (PLL), radiosonde, coherent radio impulse.*

Задающий автогенератор мощного когерентного передатчика аэрологической РЛС

[1]Плохих О.В., [1]Иванов В.Э., [1]Гусев А.В., [1]Кудинов С.И.
[1]*Уральский федеральный университет имени первого*
Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
a.v.gusev@urfu.ru

***Аннотация:** В докладе представлены результаты разработки задающего автогенератора мощного когерентного передатчика аэрологической радиолокационной станции (РЛС). В задающем автогенераторе используется фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ), обеспечивающая высокую стабильность генерируемого сигнала. Разработанный задающий автогенератор может использоваться в качестве гетеродина приемного устройства РЛС. Основные узлы автогенератора разработаны на отечественной элементной базе.*

***Ключевые слова:** системы радиозондирования атмосферы, аэрологический радиозонд, сверхрегенеративный приемопередатчик, автогенератор, система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), радиолокационная станция (РЛС), когерентные радиоимпульсы.*

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

Отечественные системы радиозондирования атмосферы (СР) радиолокационного типа построены на основе угломерно-дальномерного метода определения текущих координат аэрологических радиозондов в течение полета. Для определения наклонной дальности используется активный ответ сверхрегенеративного приемопередатчика (СПП) радиозонда в виде первичной и вторичной реакции вызванных изменением энергии ответных радиоимпульсов СПП под действием запросного сигнала РЛС. В существующих СР в канале измерения наклонной дальности используется принцип амплитудной обработки информации [1-2].

В последнее время проведены исследования возможности определения в радиолокационной СР, построенной на принципе когерентной обработки информации, мгновенной скорости движения радиозонда на основе использования эффекта Доплера. Результаты исследований показали, что фаза ответных радиоимпульсов СПП может синхронизироваться с фазой запросных радиоимпульсов наземной РЛС при весьма малой мощности запросного сигнала [3]. Это дает возможность дополнительно использовать информацию о фазе ответных радиоимпульсов. Особенностью определения мгновенной скорости радиозонда является отличие частоты запросных радиоимпульсов РЛС от частоты радиоимпульсов излучаемых СПП радиозонда. Для экспериментальной проверки предложенного метода разрабатывается рабочий образец когерентной аэрологической РЛС. Принципиально важным элементом в структурной схеме разрабатываемой РЛС является создание задающего автогенератора передатчика РЛС, обеспечивающего высокую стабильность частоты и фазы несущего колебания, следовательно, формирование когерентных запросных радиоимпульсов РЛС.

2. Общая структура автогенератора

Структурная схема задающего автогенератора приведена на рис. 1. Автогенератор разработан с использованием отечественной элементной базой и содержит следующие составные части: синтезатор частот на основе ФАПЧ типа 1508ПЛ9Т (ОАО НПЦ “Элвис”), непосредственно генератор гармонических колебаний (генератор VCO), управляемый напряжением с выхода микросхемы синтезатора частот 1508ПЛ9Т, буферный каскад и управляющий микроконтроллер типа 1986ВЕ2 (АО ПКК “Миландр”).

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

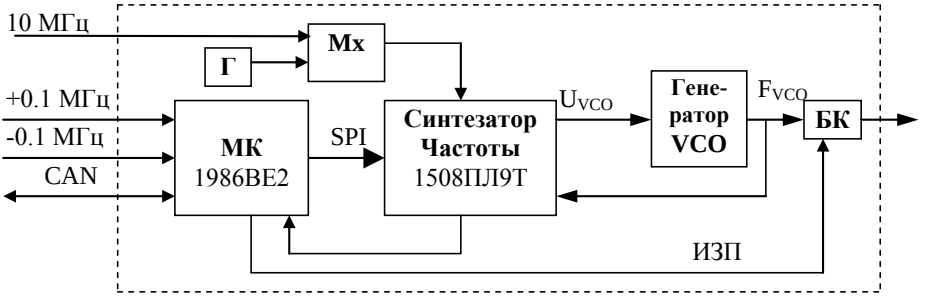


Рис. 1. Структурная схема автогенератора
Fig. 1. The block diagram of the active oscillator

Управляющий микроконтроллер построен на базе ядра Cortex-M3 и имеет достаточно широкий набор периферийных устройств, в частности: последовательные интерфейсы CAN для взаимодействия с вычислительным комплексом РЛС и SPI для взаимодействия с микросхемой синтезатора частоты.

Все управление микросхемой синтезатором осуществляется по последовательному интерфейсу SPI от микроконтроллера. Взаимодействие микроконтроллера с пультом оператора и управляющим компьютером происходит по последовательному интерфейсу CAN.

Задающий автогенератор может работать в следующих режимах:

- установка заданной частоты;
- изменение текущей частоты в большую или меньшую сторону на заданную величину;
- формирование ЛЧМ сигнала с заданными параметрами: начальная частота, конечная частота, шаг изменения частоты, время удержания текущей частоты.

Микросхема синтезатора частоты режим формирования ЛЧМ сигнала не поддерживает, поэтому все необходимые действия по вычислению требуемой частоты, установке частоты, контроля работы схемы ФАПЧ по захвату частоты, времени формирования частоты, выполняются управляющим микроконтроллером.

Одной из отличительных особенностей реализации данного автогенератора является, возможность использовать источник опорной тактовой частоты для микросхемы синтезатора частоты, установленный на плате, или получать внешний опорный сигнал для построения когерентной системы. Вид синхронизации задается на этапе сборки комплекса. В перспективе возможна доработка системы для программного задания вида

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

синхронизации в системе. Практически частота опорного сигнала формируется кварцевым генератором в диапазоне 10-25МГц.

3. Реализации узлов автогенератора

Интегральная микросхема 1508ПЛ9Т предназначена для использования в синтезаторах несущих и гетеродинных частот, а также в синтезаторах сигналов приемопередающих устройств радиолокационных и связных комплексов в VHF, UHF, L, P и S диапазонах. Управление микросхемой может осуществляться по последовательному или по параллельному интерфейсу. Максимальная рабочая частота 4,3 ГГц. Микросхема обеспечивает стабилизацию и управление частотой генератора несущего колебания на принципе фазовой автоподстройки частоты.

Несущее колебание создается генератором гармонических колебаний, частота которых регулируется с помощью варикапа в диапазоне 1680±30МГц. Схема электрическая принципиальная генератора VCO приведена на рис. 2.

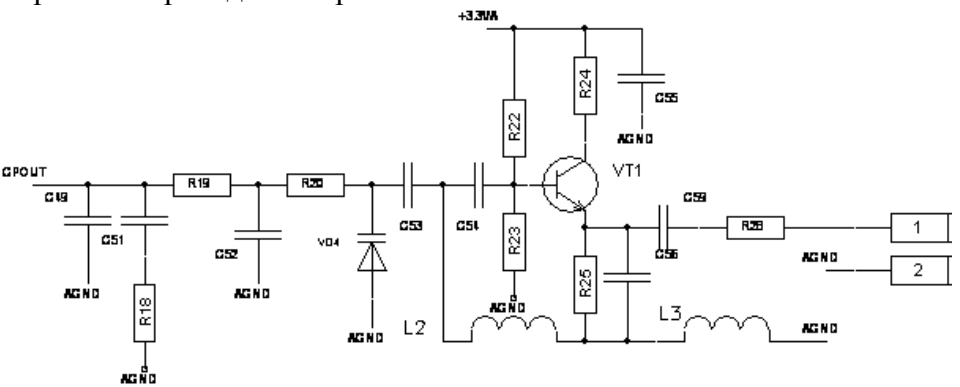


Рис. 2. Схема электрическая генератора управляемого напряжением
Fig. 2. Electric circuit diagram of the voltage controlled oscillator

В одном из вариантов электрическая схема генератора управляемого напряжением построена по схеме Хартлея. Возможным вариантом построения генератора гармонических колебаний является применение высокодобротного коаксиального керамического резонатора, частота которого в требуемых пределах может регулироваться с помощью варикапа. Применение высокодобротного резонатора способствует существенному снижению фазовых шумов задающего генератора.

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

Буферный каскад на базе микросхемы MGA-30489 (Avago Technologies). Электрическая принципиальная схема буферного каскада приведена на рис. 3.

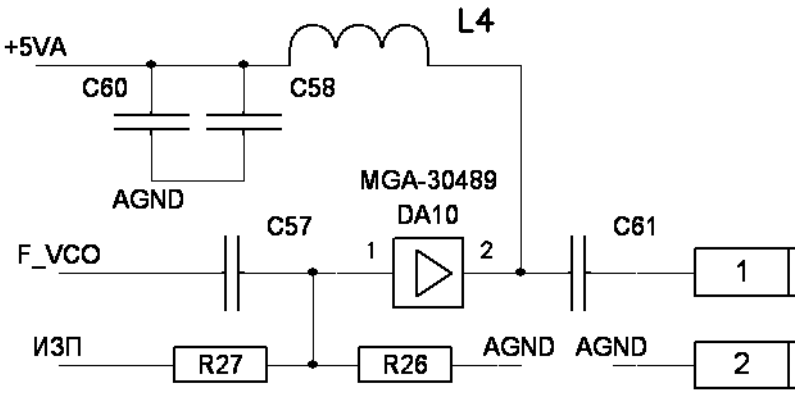


Рисунок 3. Принципиальная схема буферного каскада
Fig. 3. Electric circuit diagram of the driver amplifier

Буферный каскад обеспечивает снижение влияния нагрузки на частоту и фазу генерируемых колебаний. Также он обеспечивает формирование запросных радиоимпульсов передатчика РЛС длительностью 0,5 - 1,0 мкс, путем манипуляции усиления буферного каскада сигналом ИЗП. Выходная импульсная мощность автогенератора составляет 60-70мВт.

4. Заключение

Разработан макет задающего автогенератора мощного когерентного передатчика, обеспечивающий высокую стабильность несущей частоты, приемлемый уровень фазовых шумов, возможность программной перестройки несущей частоты, предназначенный для перспективной аэрологической РЛС, обеспечивающей измерение наклонной дальности и мгновенной скорости движения радиозонда. Основные узлы макета построены на отечественной элементной базе.

Разработанный модуль задающего автогенератора может использоваться в качестве гетеродинов приемного устройства РЛС, в этом случае возможность манипуляции амплитуды на выходе генератора использоваться не будет.

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

Список литературы

[1] Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3-49.

[2] Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и использования радиозондовых измерительных средств / Под общей редакцией В.Э. Иванова. Екатеринбург. УрО РАН. 2004. 596 с. ISBN 5-7691-1513-0.

[3] Иванов В.Э. Исследование импульсно-фазового метода формирования и приема ответного сигнала сверхрегенеративного приемопередатчика // Радиовысотометрия – 2004: Труды Первой Всероссийской научно-технической конференции. Екатеринбург: Изд-во АМБ, 2004. С. 59-64.

References

[1] V.E. Ivanov, A.V. Gusev, K.A. Ignatkov, S.I. Kudinov, I.V. Malyigin, V.Ya. Noskov, O.V. Plohih, V.V. Ryisev, O.A. Chernyih [Current Status and Development Prospects of Atmosphere Radio Sensing Systems in Russia]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki [Successes of modern electronic engineering]*, 2013, vol. 9, pp. 3 - 49. (in Russian).

[2] Ivanov V.E., Fridzon M.B., Essjak S.P. *Radiozondirovanie atmosfery. Tehnicheskie i metrologicheskie aspekty razrabotki i ispol'zovanija radiozondovyh izmeritel'nyh sredstv [Uper-air radio sounding. Technical and metrological aspects of development and use of radiosonde measuring means]* (ed. by V.E. Ivanov). Ekaterinburg, UrO RAN, 2004, 596 p. (in Russian).

[3] Ivanov V.E. *Issledovanie impul'sno-fazovogo metoda formirovanija i priema otvetnogo signala sverhregenerativnogo priemoperedatchika [Research of a pulse and phase method of response signal generation and reception of the superregenerative transceiver]*. Radiovysotometrija – 2004: Trudy Pervoj Vserossijskoj nauchno-tehnicheskoj konferencii, Ekaterinburg: Izd-vo AMB, 2004, pp. 59 - 64.

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

The upper-air radiosonde increased accuracy

Oleg V. Plokhikh, Andrey V. Gusev
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
o.v.plohih@urfu.ru, a.v.gusev@urfu.ru

Abstract: *The report discusses the development of upper-air radiosonde increased accuracy. Radiosondes are used for contact measurements of the atmosphere thermodynamic parameters such as wind velocity and direction, atmospheric pressure, temperature and relative humidity from ground level to heights of 30 to 40 kilometers. Discuss the accuracy and resolution of the most modern upper-air radio sounding systems measuring the radiosonde coordinates and speed by signals of satellite navigation systems such as GLONASS and GPS. Set out the basic development problems of upper-air radiosonde increased accuracy and ways of their solution on the basis of the "Polyus" radio sounding system.*

Keywords: *upper-air radio sounding system, radiosonde, GLONASS/GPS global satellite radio navigational system, atmosphere parameter vertical profiles.*

Аэрологический радиозонд повышенной точности

Плохих О.В., Гусев А.В.
Уральский федеральный университет имени первого
Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
o.v.plohih@urfu.ru, a.v.gusev@urfu.ru

Аннотация: *В докладе рассматриваются вопросы разработки аэрологического радиозонда повышенной точности. Радиозонды применяются для контактного измерения термодинамических параметров атмосферы, таких как скорость и направление ветра, атмосферное давление, температура и относительная влажность воздуха от уровня земли до высот порядка 30…40 км. Обсуждается точность и разрешение самых современных систем радиозондирования атмосферы, измеряющих координаты и скорость радиозонда по сигналам спутниковых радионавигационных систем типа ГЛОНАСС и GPS. Изложены основные проблемы разработки аэрологического радиозонда повышенной точности и намечены пути их решения на базе системы радиозондирования «Полюс».*

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: *системы радиозондирования атмосферы, радиозонд, глобальная спутниковая радионавигационная система, ГЛОНАСС, GPS, вертикальные профили параметров атмосферы.*

1. Введение

Наиболее точные результаты непосредственных контактных измерений термодинамических параметров атмосферы на высотах от уровня земли до 35…40 км получают с помощью систем радиозондирования (СР) атмосферы, построенные на принципе слежения за аэрологическими радиозондами (АРЗ), запускаемыми с помощью шаров-зондов в свободную атмосферу [1]. Характеристики современных СР в целом удовлетворяют общим синоптическим требованиям по формированию профилей параметров атмосферы на стандартных изобарических уровнях, хотя планка рекомендаций Всемирной метеорологической организации (ВМО) [2] постепенно повышается. За рубежом регулярно проводятся исследования и разработка новых, более эффективных методов и средств радиозондирования. Разрабатываются и применяются новые быстродействующие датчики и облегченные конструкции АРЗ. Независимо от типа СР [1] радиозонд является ключевым и первичным элементом измерительного преобразования термодинамических параметров атмосферы. Поэтому исследования и разработку конструкции АРЗ с измерительными преобразователями часто выделяют в отдельную научно-техническую задачу.

2. Точность, разрешение и ветер

Основными параметрами атмосферы, измеряемыми СР, являются температура, относительная влажность, атмосферное давление, скорость и направление ветра, высота измерений. Говоря о точности измерений, следует учитывать, что атмосфера это сложный динамический объект. Вертикальный профиль параметров атмосферы, снимаемый СР с помощью АРЗ, является случайной величиной благодаря флюктуациям, турбулентности и ошибкам измерения. Это вынуждает нас использовать усредненные по некоторому слою воздуха и сглаженные оценки, что ухудшает разрешение по высоте. Следует принимать во внимание также инерционность датчиков АРЗ и самой системы шар-зонд, реагирующей на ветер. Свою немалую лепту в копилку ошибок вносит раскачивание АРЗ на фале газонаполненного шара-оболочки. Обобщая выше сказанное, точность измерений СР нужно рассматривать в контексте с толщиной слоя, для которой она обеспечивается, или разрешением по высоте. Инерционность или вре-

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

мя отклика соответствующего датчика на скачкообразное изменение измеряемого параметра, влияет как на динамическую ошибку, так и на разрешение. Следует отметить, что обычно производители СР и АРЗ не заостряют внимание на разрешении и динамической ошибке, чем могут вводить в заблуждение потребителей аэрологической информации. Поэтому некоторые зарубежные службы предпочитают осуществлять вторичную обработку и фильтрацию «сырой» информации, измеренной СР, по своим алгоритмам [3].

В ряде задач необходимо довольно высокое разрешение по высоте. Например, для исследования вихрей и торнадо, требуется разрешение по высоте не хуже 2-4 метров [4]. Другой пример – подготовка данных на пуски ракет космического назначения, где так же требуется повышенное разрешение. Турбулентность подразумевает высокие градиенты измеряемых параметров, поэтому необходимо обеспечить малую постоянную времени датчиков и высокое разрешение измерений, особенно для ветра. В обычных задачах такое высокое разрешение не требуется, но, тем не менее, с развитием СР и в ВМО стали приходить к пониманию, что разрешение 300 м не всегда достаточно [2].

Точность и разрешение обычно взаимосвязаны, чем выше точность, тем выше должно быть разрешение. В радиозондировании разрешение по высоте является мерой усреднения и сглаживания для уменьшения ошибки и флюктуаций. Как правило, для обеспечения приемлемой точности приходится ухудшать разрешение и наоборот, увеличение разрешения по высоте уменьшает точность. Метод определения скорости АРЗ и его вес определяют точность измерения ветра и разрешение. В радиолокационных и пеленгационных СР скорость ветра определяется дифференцированием координат АРЗ. В благоприятных случаях погрешность измерения скорости ветра составляет 2-5 м/с, что достигается за счет увеличения толщины слоя усреднения по мере удаления АРЗ от 200 до 800 м по высоте. В случае больших градиентов ошибка будет увеличиваться. За рубежом широко применяют СР навигационного типа, таких производителей как Vaisala, Graw, Modem, Meteolabor, Sippican и др., способные выдавать «сырые» данные с темпом 1-6 с. Принципиальные преимущества таких систем в более высокой точности измерения ветра, высоты и возможностях мобильного применения. Типичный аэрологический радиолокатор, например, «видит» раскачивание АРЗ на фале на наклонной дальности не более 2 км. А навигационный приемник четко их отслеживает на любом удалении. Погрешность измерения координат и скорости не зависит от удаления АРЗ, что, в отличие от РЛС, позволяет установить фиксирован-

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

ное разрешение по высоте и получить приемлемую точность измерения геопотенциальной высоты и давления в стратосфере. В РФ с 2012 выпускается отечественная навигационная СР «Полюс» со сходными характеристиками. Возможным направлением повышения точности определения координат и скорости в СР «Полюс» является применение дифференциального режима измерений, но из-за прецессии АРЗ ощутимого эффекта в измерении ветра можно не получить.

Малый вес АРЗ снижает инерционность системы шар-зонд. Чем меньше инерция, тем быстрее шар реагирует на изменения скорости и направления ветра. Таким образом, улучшается разрешение по ветру, уменьшается динамическая ошибка. В РФ зонды весят от 200 до 350 г. Самые передовые зарубежные АРЗ весят менее 150 г, а в 2014 японская корпорация Meisei анонсировала зонд iMS-100 весом менее 40 г. Очевидно, что конструкцию АРЗ СР «Полюс» необходимо модернизировать, облегчив хотя бы до 100 г. Уменьшение массы АРЗ позволяет перейти на меньшие оболочки, т.е. снизить расход гелия (водорода).

3. Измерение температуры и влажности

Для измерения температуры в основном используются миниатюрные терморезисторы. Vaisala много лет успешно применяла ёмкостной датчик из двух близкорасположенных проводников, но в последних разработках использует платиновый датчик. Время отклика таких датчиков обычно не превышает 5 секунд на уровне 10 гПа. Начиная с 1984 г. ВМО проводит сравнительные испытания СР. С того времени разброс в измерениях температуры между испытуемыми СР постепенно снизился с ±3 ºС до ±0,6 ºС. Типовое значение радиационной поправки в дневном выпуске на уровне 10 гПа для большинства современных зарубежных АРЗ не превышает 2 ºС [5].

Постоянная времени датчика температуры сетевых радиолокационных АРЗ в РФ около 80 с. Погрешность измерения температуры с помощью АРЗ типа МРЗ-3А без учета солнечной радиации достигает 2 ºС [6]. Навигационный радиозонд МРЗ-Н1 СР «Полюс» оснащен миниатюрным терморезистором с постоянной времени около 3 с при температуре не ниже минус 55 ºС. Погрешность измерения ±0,6 ºС (с вероятностью 0,95). Каждый замер выполняется 2 с, увеличивая интегральный эффект датчика. Уменьшение времени преобразования приводит к ухудшению точности измерения сопротивления термистора. Поэтому для повышения быстродействия и разрешения по высоте необходимо перейти на измерение со-

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

противления датчика с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) высокой разрядности. Перспективно в качестве датчика температуры использовать платиновую проволоку диаметром 15-20 мкм. К сожалению встраиваемые в микроконтроллеры дешёвые 10-разрядные АЦП для этого плохо подходят, приемлемый результат можно получить, используя с 16-разрядные АЦП. В качестве примера можно привести специализированную микросхему LTC2983 (фирмы Linear Technology). Это многоканальная система измерения температуры на базе 24-разрядных дельта-сигма АЦП. LTC2983 позволяет получить разрешение по температуре 0,001 °С и погрешность не более 0,1 °С. Солнечная радиация на такой датчик влияет незначительно, эффект ночного выхолаживания также минимален, а ожидаемая постоянная времени менее 1 с. Необходимо разработать конструкцию блока датчиков и недорогой измерительный преобразователь приемлемой точности.

Существует ощутимое отставание отечественных АРЗ в измерении влажности. Основная погрешность датчика влажности МРЗ-3А равна 15%, а у МРЗ-3А* около 7%, причем постоянная времени применяемых датчиков влажности становится не-приемлемо большой при температурах ниже -40 ºС, что вносит дополнительную динамическую ошибку. Получить недорогой датчик влажности с высоким быстродействием при низких температурах сложно. Например, постоянная времени датчика влажности известного финского АРЗ RS92 равна 0,5 с при температуре 20 ºС и не превышает 20 с при температуре минус 40 ºС, а при температуре минус 80 приближается к 150 с. Постоянная времени датчика, применяемого в МРЗ-3А* и МРЗ-Н1, равна 5 с при температуре 25 ºС. В новом АРЗ СР «Полюс» необходимо использовать менее инерционный датчик, близкий к характеристикам зарубежных аналогов. К сожалению это приведет к повышению стоимости за счет удорожания измерительной части и введению обязательной калибровки на этапе производства. Инерционность датчика можно частично скомпенсировать, например, за рубежом влияние инерционности датчика влажности описывается экспоненциальным фильтром низкой частоты и компенсируется обратным преобразованием [4].

4. Заключение

В РФ, несмотря на отдельные удачные отечественные разработки СР и АРЗ [1], наблюдается некоторое отставание от мирового уровня. В УрФУ начаты работы по созданию нового навигационного АРЗ повышенной точности измерений. В докладе сформулирована задача повышения

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

точности, изложены основные проблемы разработки АРЗ повышенной точности и намечены пути их решения.

Список литературы

[1] Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, В.Я. Носков, О.В. Плохих // 22-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: Матер. конф. в 2 т. Севастополь.: Вебер, 2012. 1100 с. Т1. С. 3-12.

[2] World Meteorological Organization. Guide to Meteorological Instruments and Methods of Observation: WMO-No8, 2008 edition, updated in 2010. CH-1211 Geneva 2, Switzerland. 2012. 714 p.

[3] Reference quality upper-air measurements: GRUAN data processing for the Vaisala RS92 radiosonde / R. J. Dirksen, M. Sommer, F. J. Immler, D. F. Hurst, R. Kivi, H Vömel // Atmospheric Measurement Techniques Discussions. 2014. vol. 7. Issue 4. P. 4463-4490.

[4] Ben B. Balsley, Lakshmi Kantha, William Colgan. On the Use of Slow Ascent Meter-Scale Sampling (SAMS) Radiosondes for Observing Overturning Events in the Free Atmosphere // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 2010. vol. 27:4. P.766-775.

[5] Nash J., Oakley T., Vömel H., Wei LI. WMO intercomparison of high quality radiosonde systems. Yangjiang, China, 12 July – 3 August 2010. Instruments and observing methods. Report No. 107. WMO/TD-No. 1580. CH-1211 Geneva 2, Switzerland. 2011. 248 p.

[6] Ivanov A., Kats A., Kurnosenko S., Nash N., Zaitseva N.WMO International radiosonde comparison – Phase III / Final Report by Instruments and observing methods. Report No. 40. WMO/TD-No. 451. CH-1211 Geneva 2, Switzerland. 1991. 173 p.

References

[1] Ivanov V.A., Gusev A.V., Ignatkov K.A., Kudinov S.I., Noskov V.Y., Plokhih O.V. [Current status and prospects of atmosphere radiosounding systems]. *2012 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012)*, Sevastopol, 2012, pp. 3 - 12. (in Russian)

[2] World Meteorological Organization. Guide to Meteorological Instruments and Methods of Observation: WMO-No8, 2008 edition, updated in 2010. CH-1211 Geneva 2, Switzerland, 2012, 714 p.

[3] R. J. Dirksen, M. Sommer, F. J. Immler, D. F. Hurst, R. Kivi, H Vömel. Reference quality upper-air measurements: GRUAN data processing for the Vaisala RS92 radiosonde. *Atmospheric Measurement Techniques Discussions*, 2014, vol. 7, Issue 4, pp. 4463 - 4490.

[4] Ben B. Balsley, Lakshmi Kantha, William Colgan. On the Use of Slow Ascent Meter-Scale Sampling (SAMS) Radiosondes for Observing Overturning Events in the Free Atmosphere. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2010, vol. 27:4, pp.766 - 775.

[5] Nash J., Oakley T., Vömel H., Wei LI. WMO intercomparison of high quality radiosonde systems. Yangjiang, China, 12 July – 3 August 2010. Instruments and observing methods. Report No. 107, WMO/TD-No. 1580, CH-1211 Geneva 2, Switzerland, 2011, 248 p.

[6] Ivanov A., Kats A., Kurnosenko S., Nash N., Zaitseva N.WMO International radiosonde comparison – Phase III / Final Report by Instruments and observing methods. Report No. 40, WMO/TD-No. 451, CH-1211 Geneva 2, Switzerland, 1991, 173 p.

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

Research of wave amplitude-frequency characteristics scattered by aircraft`s dielectric propeller

Georgiy G. Belyaev[1], Alexander M. Lerer[1], Valery N. Shevchenko[1]
[1]*JSC "KB "SVIAZ"*
Rostov-on-don, 344010, Russian Federation
e-mail: geo.welcome@gmail.com

Abstract: *This paper presents the mathematical model and its software implementation, that provide an opportunity to analyze the Micro-Doppler components of the signal scattered by various size propellers. It is shown that the Micro-Doppler`s components in complex manner depend on the bistatic geometry, propeller`s size and irradiating signal wavelength. The existing theory of propeller`s aircraft detection is supplemented by the new results for the bistatic and the multistatic radio control systems.*

Keywords: *Micro-Doppler features, propeller`s targets, modeling software , aircraft detection and identification.*

Исследование амплитудно-частотных характеристик волны, рассеянной диэлектрическим винтом летательного аппарата

[1] Беляев Г.Г., [1]Лерер А.М., [1]Шевченко В.Н.
[1]*АО «КБ «Связь»*
г. Ростов-на-Дону, 344000, Российская Федерация
E-mail: geo.welcome@gmail.com

Аннотация: *Представлена математическая модель и ее программная реализация, обеспечивающие возможность анализа микро-доплеровских составляющих рассеянного сигнала пропеллерами произвольной длины. Показано, что микро-доплеровские составляющие зависят сложным образом от бистатической геометрии, размеров пропеллера и длины волны облучающего сигнала. Полученные результаты дополняют существующую теорию обнаружения пропеллерных летательных аппаратов в бистатических и мультистатических системах радиоконтроля.*

Ключевые слова: микро-доплеровские особенности, пропеллерные цели, программные средства моделирования, обнаружение и идентификация самолетов.

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

Использование микро-доплеровского спектра эхо-сигналов при пассивной радиолокации повышает эффективность обнаружения пропеллерных летательных аппаратов (ЛА).

В работе [1] предложен алгоритм моделирования микродоплеровской структуры эхо-сигналов ЛА с малоразмерным металлическим пропеллером.

Цель данной работы – разработка вычислительно эффективного алгоритма моделирования эхо-сигналов ЛА с произвольной длинной диэлектрического пропеллера и проверка его реализуемости.

2. Вычислительно эффективный алгоритм моделирования эхо-сигналов ЛА с произвольной длинной диэлектрического пропеллера

В основу алгоритма положен метод интегродифференциального уравнения (ИДУ) [2-5]. Пропеллер заменен диэлектрическим цилиндром эллиптического сечения с осями $2a$ и $2b$ и длинной $2l$. Трехмерное ИДУ для диэлектрического тела имеет вид [2]:

$$\mathbf{E}(x,y,z)=\left[\mathrm{graddiv}+k^2\right]\iiint_V \tau\,\mathbf{E}(x',y',z')g(R)dv'+\mathbf{E}^{ext}(x,y,z); \qquad (1)$$

где $g(R)=\dfrac{1}{4\pi}\dfrac{\exp(-ikR)}{R}$ – функция Грина (ФГ), k – волновое число, $R=\sqrt{(x-x')^2+(y-y')^2+(z-z')^2}$, $\tau=\varepsilon-1$, ε – диэлектрическая проницаемость тела, $\mathbf{E}^{ext}(x,y,z)$ – внешнее поле, V – объем тела.

Система координат связана с цилиндром, расположенным вдоль оси z, с центром в начале координат. Полагаем, что $a<<l, b<<l$, тогда напряженность электрического поля внутри цилиндра имеет одну параллельную оси z компоненту. В этом случае векторное ИДУ (1) преобразуется к скалярному

$$E(r,\varphi,z)=\left[\frac{d^2}{dz^2}+k^2\right]\iiint_V \tau E(r',\varphi',z')g(R)dv'+E^{ext}_{z,0}(x,y)\exp\left(-ik_z z\right). \qquad (2)$$

Полагаем $E(r,\varphi,z)=E\left(z\right)$ и решаем ИДУ (2) методом Галеркина с тригонометрическим базисом

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

$E(z)=\sum_{m=0}^{\infty}E_m\cos\tau_m z$, где $\tau_m=\frac{m\pi}{2l}$, E_m – неизвестные константы.

В результате достаточно сложных преобразований получаем систему линейных алгебраических уравнений с быстрой внутренней сходимостью.

Скорость вычисления матричных элементов системы линейных уравнений почти на 100% определяет скорость расчетов. Поэтому в работе разработан эффективный алгоритм их вычисления.

После решения системы линейных уравнений и перехода к глобальным координатам мультистатической системы радиолокации получаем искомые мгновенные характеристики микро-доплеровского эхо-сигнала.

Путем сравнения времени вычислений предложенным алгоритмом и реализующей численный метод программой CST показано, что скорость вычислений разработанным алгоритмом на несколько порядков выше.

Сравнительный анализ точности полученных результатов при $2l=4\lambda_{подсв}$, $\varepsilon=3$, где $\lambda_{подсв}$ – длина волны сигнала подсвета цели, приведен на рисунке 1.

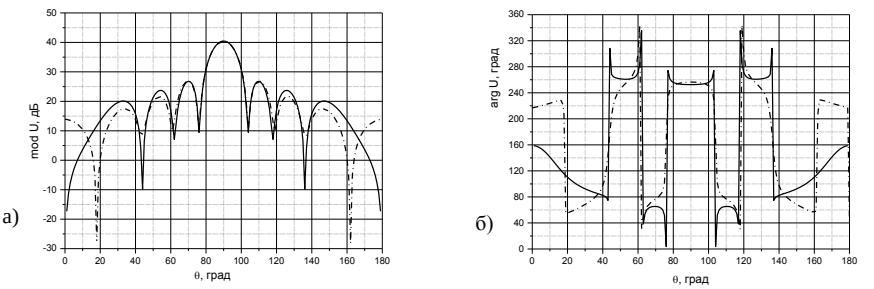


Рис. 1. Зависимости модуля диаграммы рассеяния (ДР) от направления, (а); зависимости фазы ДР от направления, (б). Сплошная линия – предложенный алгоритм, пунктирная – численный метод.

Fig. 1. Scatter diagram's module depending on the direction, (a); scatter diagram's phase depending on the direction, (б). Solid line - the proposed algorithm, the dotted - numerical technique.

Из рис. 1 следует, что погрешность вычислений предложенным алгоритмом растет в области боковых лепестков ДР и не превышает 1-10%.

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

3. Результаты моделирования эхо-сигналов

Результаты моделирования эхо-сигнала самолета с длиной пропеллера $2l \geq \lambda_{подсв}$, $\varepsilon = 3$ и постоянной частотой вращения $f_{пр}$ получены для бистатической конфигурации системы наблюдения и случая горизонтальной поляризации.

На рис. 2 представлены микро-доплеровские спектры эхо-сигналов пропеллеров различной длины в бистатической системе радиолокации. В спектре микро-доплеровского эхо-сигнала наблюдается большое число спектральных линий (СЛ), обусловленных фазовой и амплитудной модуляцией.

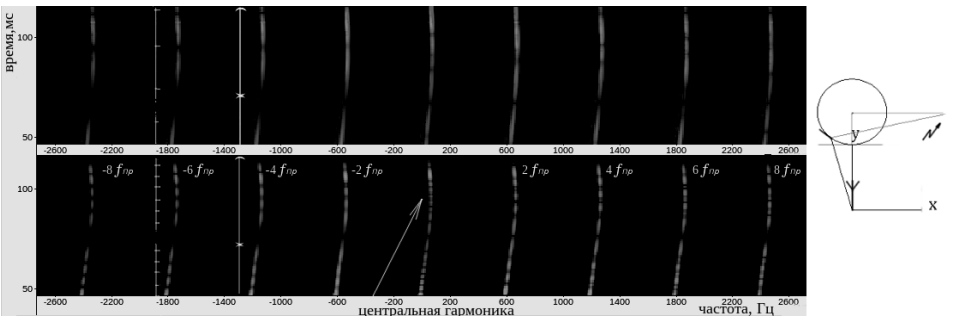


Рис. 2. Микро-доплеровский спектр эхо-сигналов в зависимости от времени: вверху – при $2l = \lambda_{подсв}$, внизу – при $2l = 2\lambda_{подсв}$. Справа - геометрия бистатической системы.

Fig. 2. Micro-Doppler backscattering spectrum depending on time: on top - at the $2l = \lambda_{подсв}$, at the bottom – at the $2l = 2\lambda_{подсв}$. On the right shows the bistatic system's geometry.

При этом наблюдаются зависящие от длины пропеллера "быстрые" и обусловленные бистатической геометрией "медленные" периодические изменения уровня СЛ.

"Быстрые" изменение происходит симметрично для СЛ с кратностью $> 2 | f_{пр} |$ и несимметрично для СЛ с кратностью $| f_{пр} |$.

При увеличении длины пропеллера период "быстрых" изменений уменьшается.

На рис. 3 представлены микро-доплеровские спектры эхо-сигналов пропеллеров при $2l = \lambda_{подсв}$ для различных траекторий полета ЛА.

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

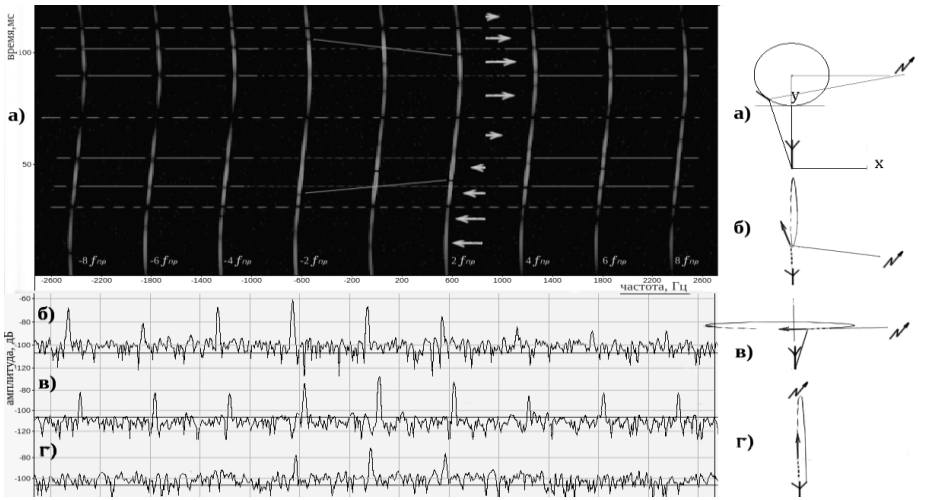


Рис. 3. Микро-доплеровский спектр эхо-сигнала в зависимости от времени,(а); мгновенные спектры, соответствующие различным траекториям ЛА, (б), (в), (г).
Fig. 3. Micro-Doppler backscattering spectrum depending on time, (a): current spectrums corresponding to the various aircraft's path, (б), (в), (г).

Из рис. 3 следует, что симметричный микро-доплеровский спектр наблюдается при перпендикулярном расположении плоскости вращения винта относительно направления на источник облучения, а не симметричный – при произвольном. Несимметричность микро-доплеровского спектра эхо-сигналов вращающихся объектов отмечена в [6]. Гармоники фазовой модуляции с кратностью $> 2|f_{пр}|$ исчезают при перпендикулярном расположении плоскости вращения винта относительно как передатчика, так и приемника.

Дополнительно проведены исследования микро-доплеровского спектра ЛА вертолетного типа. Показано, что спектральный состав наблюдаемого эхо-сигнала характеризуется амплитудной и фазовой модуляцией с симметричностью уровней СЛ.

4. Проверка адекватности модели

Для подтверждения основных теоретических результатов проведен эксперимент по наблюдению эхо-сигналов беспилотного ЛА с длиной пропеллера $2\lambda_{подсв}, \varepsilon = 4.2$ и с частотой вращения $f_{пр}$ для бистатической

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

системы радиолокации с горизонтальной поляризацией приемной и передающей антенн.

На рис. 4 приведены мгновенные микро-доплеровские спектры для характерных бистатических конфигураций (рис. 4,а и рис. 4,б) и зависимость спектральных характеристик от времени наблюдения (рис. 4,в) и одной из реализаций мгновенного спектра (рис. 4,г) для изменяющейся бистатической конфигурации.

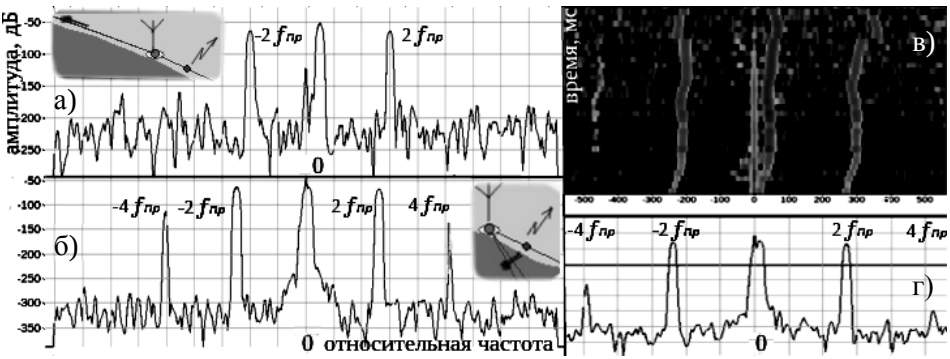


Рис. 4. Микро-доплеровские спектры эхо-сигналов для различных бистатических конфигураций системы радиолокации.
Fig. 3. Micro-Doppler backscattering obtained by various radar's bistatic configurations).

Из рисунка 4 следует, что полученные экспериментальные данные подтверждают результаты моделирования.

5. Заключение

Разработан и экспериментально проверен вычислительно эффективный алгоритм моделирования эхо-сигналов летательных аппаратов с произвольной длинной диэлектрического пропеллера.

Сравнением с программой CST показано, что скорость вычислений предложенным алгоритмом на несколько порядков выше. При этом погрешность вычислений предложенного алгоритма растет в области боковых лепестков диаграммы рассеяния и не превышает 1-10%.

Показано, что структура микро-доплеровского спектра эхо-сигнала пропеллерного летательного аппарата в бистатической радиолокационной системе наблюдения зависит от соотношения длины пропеллера и длины волны облучения, геометрии мультистатической системы, вида поляризаций приемной и облучающей антенн и типа пропеллерного летательного аппарата.

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

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной поддержке внутреннего гранта ЮФУ 2014–2016 г.г., № 213.01. –07.2014/08ПЧВГ

Список литературы

[1] Беляев Г.Г., Лерер А.М., Шевченко В.Н. Исследование микро-доплеровской структуры эхо-сигналов пропеллерных летательных аппаратов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. №6. С. 5-13.

[2] Самохин А.Б. Интегральные уравнения и итерационные методы в электромагнитном рассеянии. М.: Радио и связь, 1998.

[3] Кравченко В.Ф. , Лабунько О.С. , Лерер А.М. , Синявский Г.П. Вычислительные методы в современной радиофизике. М.: Физматлит, 2009.

[4] Головачева Е.В., Лерер А.М., Пархоменко Н.Г. Дифракция электромагнитных волн оптического диапазона на металлическом нановибраторе // Вестн. МГУ. Сер. 3. Физика. Астрономия. 2011. №1. С. 6.

[5] Лерер А.М.Теоретическое исследование двухмерно периодических наноплазмонных структур. // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. №11. С.1160

[6] Chen V.C. Doppler signatures of radar backscattering from objects with micro-motions// IET Signal Process. 2008. V. 2. No. 3. P. 291-300.

References

[1] Belyaev G.G., Lerer A.M., Shevchenko V.N. [Study of micro-Doppler echo-signals structure for propeller aircrafts]. *Radiotekhnika. Elektromagnitnye volny I elektronnye sistemy*. 2015, no. 6, pp. 5-13. (In Russian).

[2] Samokhin A.B. Integral'ny'e uravneniya i iteracionny'e metody' v e'lektromagnitnom rasseyanii. M.: *Radio i svyaz'*. 1998. (In Russian).

[3] Kravchenko V.F. , Labun'ko O.S. , Lerer A.M. , Sinjavskij G.P. Vychislitel'nye metody v sovremennoj radiofizike. M.: *Fizmatlit.* 2009. (In Russian).

[4] E.V. Golovacheva, A.M. Lerer, N.G. Parkhomenko. [Diffraction of electromagnetic waves of optical range on a metallic nanovibrator]. *Moscow University Physics Bulletin.* 2011, no. 1, p. 6. (In Russian).

[5] Lerer A.M. [Theoretical investigation of nanoplasmonic waveguide structures]. *Radiotekhnika i elektronika*. 2012, vol. 57, no. 11, p. 1160. (In Russian).

[6] Chen V.C. Doppler signatures of radar backscattering from objects with micro-motions *IET Signal Process.* 2008, vol. 2, no. 3, pp. 291-300.

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

Application of test methods for accuracy improvement under radiofrequency measurements of liquid level in tanks

Alexander S. Sovlukov
V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences
Moscow, 117997, Russian Federation
sovlas@ipu.ru

Abstract: *Radiofrequency method for measurement of liquid level in a tank is considered. The method is independent on electromagnetic parameters of a monitored liquid at all its level values. Realization of the method is based on application of a single transverse electromagnetic wave (TEM) transmission line section that is located vertically in a tank and has horizontal end section. Two measuring channels are provided using this single TEM transmission line section.*

Keywords: *measurement, liquid, level, tank, radiofrequency.*

Применение тестовых методов повышения точности в радиочастотной уровнеметрии жидкостей в емкостях

Совлуков А.С.
Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
г. Москва, 117997, Российская Федерация
sovlas@ipu.ru

Аннотация: *Рассматривается радиочастотный метод измерения уровня жидкости в емкости, характеризуемый инвариантностью к электрофизическим параметрам контролируемой жидкости при всех возможных значениях уровня. Реализация метода осуществима с применением одного вертикально расположенного в емкости отрезка длинной линии с горизонтальным оконечным участком и организацией на его основе двух измерительных каналов.*

Ключевые слова: *измерение, жидкость, уровень, емкость, радиочастотный.*

1. Введение

Во многих отраслях промышленности необходимо осуществлять измерения уровня жидкостей в емкостях. Для этой цели также применимы

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

радиочастотные методы и средства измерений, характеризуемые применением отрезков длинных линий (коаксиальной линии, двухпроводной линии и др.) в качестве чувствительных элементов [1,2]. Такой отрезок длинной линии размещается вертикально в емкости с контролируемой жидкостью. Измеряя какой-либо его информативный параметр, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить уровень жидкости. Недостатком таких методов и средств является невысокая точность измерения, обусловленная зависимостью результатов измерения уровня от электрофизических параметров жидкости.

Для обеспечения инвариантности результатов радиочастотных измерений уровня к электрофизическим свойствам контролируемого вещества разработаны методы и устройства, основанные на реализации двухканальных схем измерения [1-3].

2. Тестовые методы повышения точности

Для повышения точности измерительных устройств получили развитие тестовые методы [4]. Рассмотрим их применение в радиочастотной уровнеметрии [1,2] для достижения независимости результатов измерения уровня от электрофизических параметров контролируемой жидкости.

Сущность предлагаемых принципов построения инвариантных уровнемеров заключается в реализации известного приращения (теста) измеряемой величины – уровня жидкости в емкости. Физически осуществить такое приращение возможно, используя погружаемый вертикально в жидкость чувствительный элемент с горизонтальным участком, длина которого определяет величину теста. В момент поступления жидкости в емкость имеет место увеличение длины заполняемой части чувствительного элемента, что эквивалентно увеличению уровня на соответствующую величину. Применяя двухканальную измерительную систему с введением такого теста в один из каналов или тестов разной величины в оба канала, можно составить систему уравнений, описывающих зависимость информативного параметра от уровня жидкости и ее электрофизических параметров, и решить эту систему относительно измеряемого уровня с исключением зависимости результата изменения от этих параметров жидкости.

3. Радиочастотный метод инвариантной уровнеметрии

Эти принципы построения реализуемы с применением различных методов изменения уровня (емкостного, радиоволнового, оптического, акустического и др.). Рассмотрим синтез инвариантных радиочастотных

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

уровнемеров, у которых чувствительные элементы выполнены в виде отрезков длинных линий, погруженных вертикально в контролируемую жидкость и имеющих в нижней части горизонтальные участки.

В схеме двухканального радиочастотного уровнемера [2, 3] в двух независимых отрезках длинных линий с разными нагрузками на их на концах, образующих его измерительные каналы, возбуждают электромагнитные колебания типа *TEM* на основной (1-ой) гармонике. Измеряя их резонансные частоты f_1 и f_2 (являющиеся функциями уровня z жидкости и ее диэлектрической проницаемости ε), можно найти z из соотношения

$$A_1(z) = \frac{f_{1_0}^2(z)/\, f_1^2 - 1}{f_{2_0}^2(z)/\, f_2^2 - 1}, \qquad (1)$$

где f_{1_0} и f_{2_0} – начальные (при z = 0) значения f_1 и f_2, соответственно. Соотношение (1) инвариантно к ε и ее возможным изменениям.

В схеме же двухканального радиочастотного уровнемера для обеспечения инвариантности к величине ε вместо применения двух независимых отрезков длинных линий используют один отрезок длинной линии [2, 3]. При этом осуществляют возбуждение электромагнитных колебаний как на основной (1-ой), так и на одной из высших резонансных частот (гармоник), а именно, 9-ой гармонике. В данном случае эти гармоники выполняют роль измерительных каналов уровнемера. Недостаток этого метода измерения – невысокая точность измерения уровня, главным образом, в области малых значений уровня, близких к нулевому значению. В этом случае при z = 0 имеется неопределенность типа “0/0”, а вблизи z = 0 погрешность измерения резко возрастает, поскольку результат совместного преобразования резонансных частот (1) может принимать разные значения из-за возможных, даже малых, девиаций этих частот (преобразование (1) неустойчиво относительно возможных флуктуаций значений $f_1/\, f_{1_0}$ и $f_2/\, f_{2_0}$).

Рассмотрим радиочастотный метод определения уровня жидкости, характеризуемый высокой точностью измерения и достаточно простой реализацией и свободный от указанных выше недостатков. Для его реализации в емкости с контролируемой жидкостью 1 размещают вертикально только один отрезок длинной линии 2 с горизонтальным участком 3 на его конце, заполняемый ею в соответствии с этим уровнем (рис. 1). При этом участок 3 заполняется скачкообразно жидкостью 1 и опорожняется при, соответственно, ее поступлении в емкость и удалении из нее.

С помощью высокочастотного генератора в электронном блоке 4 в отрезке длинной линии возбуждают колебания двух *TEM*-типов, в

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

частности гармоники, характеризуемые разными значениями кратности относительно основной резонансной частоты, соответствующей 1-ой гармонике. При этом в точке с нулевым значением уровня обеспечивается наличие разных эквивалентных нагрузок за счет создания разного распределения электромагнитной энергии вдоль всей длины отрезка длинной линии. В электронном блоке 4 осуществляют также измерение двух резонансных частот, соответствующих указанным типам колебаний, и их совместное преобразование с целью определения уровня жидкости в емкости независимо от диэлектрической проницаемости жидкости.

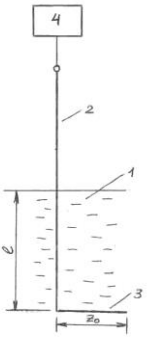


Рис. 1. Отрезок длинной линии с горизонтальным участком на его конце, размещаемый вертикально в емкости с жидкостью.

Fig. 1. TEM transmission line section with horizontal end section located vertically in a tank with a liquid.

Для отрезка длинной линии длиной l, имеющего на конце удлинение в виде горизонтального участка фиксированной длины z_0 и в котором возбуждают электромагнитные колебания двух типов, зависимость соответствующих им значений f_1 и f_2 резонансной частоты от уровня z жидкости можно выразить следующими соотношениями:

$$f_1 / f_{1_0} = \left[1 + (\varepsilon - 1)\varphi_1(z, z_0)\right]^{-1/2}, \quad (2)$$

$$f_2 / f_{2_0} = \left[1 + (\varepsilon - 1)\varphi_2(z, z_0)\right]^{-1/2} \quad (3)$$

где f_{1_0}, f_{2_0} – начальные (при $z = 0$) значения f_1 и f_2, соответственно;

$$\varphi_1(z, z_0) = \int_{-z_0}^{z} U_1^2(\xi)d\xi \Big/ \int_{-z_0}^{l} U_1^2(\xi)d\xi;\ \varphi_2(z, z_0) = \int_{-z_0}^{z} U_2^2(\xi)d\xi \Big/ \int_{-z_0}^{l} U_2^2(\xi)d\xi;$$

$U_1(\xi)$ и $U_2(\xi)$ – напряжение в точке с координатой ξ отрезка линии длиной l, возбуждаемого на 1-ом и 2-ом типах колебаний, соответственно.

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

Соотношения (2) и (3) позволяют при их совместном преобразовании определить уровень z жидкости независимо от ε.

Если отрезок длинной линии короткозамкнут на нижнем конце, то в этом случае распределение напряжения вдоль него на двух типах колебаний (гармониках) определяется так:

$$U_1(\xi) = U_0 \sin\frac{(2n_1+1)\pi}{2}\frac{\xi+z_0}{l+z_0},\quad U_2(\xi) = U_0 \sin\frac{(2n_2+1)}{2}\frac{\xi+z_0}{l+z_0}, \tag{4}$$

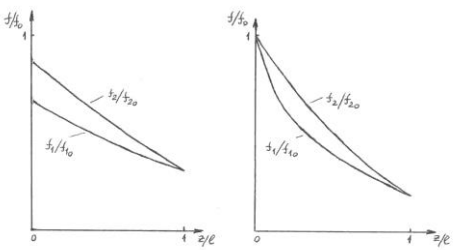
где n_1 и n_2 – номера *TEM*-типов колебаний (гармоник), возбуждаемых в рассматриваемом отрезке длинной линии.

В результате будем иметь:

$$\frac{f_1}{f_{1_0}} = \left[1+(\varepsilon-1)\left(\frac{z+z_0}{l+z_0} - \frac{1}{\pi}\sin\frac{(2n_1+1)\pi(z+z_0)}{l+z_0}\right)\right]^{-1/2}, \tag{5}$$

$$\frac{f_2}{f_{2_0}} = \left[1+(\varepsilon-1)\left(\frac{z+z_0}{l+z_0} - \frac{1}{\pi}\sin\frac{(2n_2+1)\pi(z+z_0)}{l+z_0}\right)\right]^{-1/2} \tag{6}$$

На рис. 2,а и рис. 2,б приведены (качественно) графики зависимостей f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0} от z/l с применением отрезка длинной линии с горизонтальным участком и без него, соответственно.



а) б)

Рис. 2. Зависимость резонансных частот от уровня жидкости для двух типов возбуждаемых колебаний:
а) с применением отрезка длинной линии с горизонтальным участком;
б) с применением отрезка длинной линии без горизонтального участка.

Fig. 2. Resonant frequencies versus liquid level for two types of excited oscillations:
a) with application of *TEM* transmission line section with horizontal end section;
b) with application of *TEM* transmission line section without horizontal end section.

Как видно на рис. 2,а, f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0} имеют разные значения вблизи z = 0; при z = 0 имеет место скачкообразное изменение этих значений вследствие заполнения горизонтального участка отрезка длинной линии:

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

$f_1(0)/f_{1_0} = f_2(0)/f_{2_0} = 1$. Практически же при весьма малых z имеет место существенное отличие f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0}. В то же время, как это видно на рис. 2,б, значения f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0} имеют при малых z также близкие значения (при $z = 0$ значения f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0} совпадают: $f_1(0)/f_{1_0} = f_2(0)/f_{2_0} = 1$), что приводит при совместном преобразовании f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0} согласно соотношению $A_1(z)$ (формула (1)) к существенному снижению точности измерения. Вблизи $z = 0$, погрешность измерения уровня резко возрастает, поскольку результат совместного преобразования резонансных частот может принимать разные значения из-за возможных, даже малых, девиаций их значений.

В результате совместного преобразования (5) и (6) получим следующее соотношение $A_2(z)$:

$$A_2(z) = \frac{f_{2_0}^2 / f_2^2 - 1}{f_{1_0}^2 / f_1^2 - 1} = \frac{\varphi_2(z, z_0)}{\varphi_1(z, z_0)} = \frac{\dfrac{z + z_0}{l + z_0} - \dfrac{1}{\pi}\sin\dfrac{(2n_2 + 1)\pi(z + z_0)}{l + z_0}}{\dfrac{z + z_0}{l + z_0} - \dfrac{1}{\pi}\sin\dfrac{(2n_1 + 1)\pi(z + z_0)}{l + z_0}} \qquad (7)$$

Это соотношение является инвариантным по отношению к ε. Функция $A_2(z)$ является монотонной, имея при $z = -z_0$ значение $A_2(-z_0) = 0$, а при $z = l$ значение $A_2(l) = 1$. При $z = 0$ из (7) следует, что функция $A(z)$ не принимает значение вида “0/0”, а имеет определенное конечное значение

$$A_2(0) = \frac{f_{2_0}^2 / f_2^2 - 1}{f_{1_0}^2 / f_1^2 - 1} = \frac{\varphi_2(0, z_0)}{\varphi_1(0, z_0)} = \frac{\dfrac{z_0}{l + z_0} - \dfrac{1}{\pi}\sin\dfrac{(2n_2 + 1)\pi z_0}{l + z_0}}{\dfrac{z_0}{l + z_0} - \dfrac{1}{\pi}\sin\dfrac{(2n_1 + 1)\pi z_0}{l + z_0}} \qquad (8)$$

Это значение $A_2(0)$ скачкообразно изменяется при $z = 0$ до значения $A_2(0) = 1$ вследствие наличия горизонтального участка длины отрезка длинной линии. В любой малой окрестности значения $z = 0$ функция $A_2(z)$ имеет конечное значение (преобразование (7) устойчиво относительно возможных флуктуаций значений f_1/f_{1_0} и f_2/f_{2_0}). Это подтверждает, что этот метод обеспечивает высокую точность измерения при любых значениях уровня жидкости, включая его малые, вблизи нуля, значения.

При возбуждении в рассматриваемом отрезке длинной линии двух низших типов колебаний (1-й и 3-й гармоник, для которых, соответственно, $n_1 = 0$ и $n_2 = 1$) соотношение (7) принимает вид

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

$$A_2(z) = \frac{f_{2_0}^2 / f_2^2 - 1}{f_{1_0}^2 / f_1^2 - 1} = \frac{\varphi_2(z, z_0)}{\varphi_1(z, z_0)} = \frac{\dfrac{z + z_0}{l + z_0} - \dfrac{1}{\pi} \sin \dfrac{3\pi(z + z_0)}{l + z_0}}{\dfrac{z + z_0}{l + z_0} - \dfrac{1}{\pi} \sin \dfrac{\pi(z + z_0)}{l + z_0}} \quad (9)$$

Отрезок линии в общем случае может иметь произвольную реактивную нагрузку, например, может быть короткозамкнутым или разомкнутым на нижнем конце, иметь нагрузку в виде сосредоточенной индуктивности или емкости. В вышеприведенных формулах следует использовать вместо ε эффективную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{эфф}$, соответствующую применению отрезка длинной линии с покрытием по меньшей мере, одного из проводников диэлектрической оболочкой определенной толщины [1]. В этом случае возможно измерение уровня жидкости с произвольными электрофизическими параметрами независимо от их значений и возможных изменений в процессе измерения.

4. Заключение

Таким образом, данный радиочастотный метод позволяет определять уровень жидкости в емкости независимо от ее электрофизических параметров при всех возможных значениях уровня. Метод достаточно прост в реализации, которая осуществима на основе одного отрезка длинной линии с горизонтальным оконечным участком.

Список литературы

[1] Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука. 280 с.

[2]. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат. 1978. 208 с.

[3] Петров Б.Н., Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Принцип инвариантности в измерительной технике. М.: Наука. 1976. 244 с.

[4]. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. М.: Энергия. 1978. 176 с.

References

[1] Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. [High frequency method for measurement of nonelectrical quantities]. Moscow, Nauka Publ., 1980. 280 p. (In Russian).

[2] Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. [Radiowave measurements of technological processes parameters]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1989. 208 p. (In Russian).

[3] Petrov B.N., Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. [Principle of invariancy in measurements]. Moscow, Nauka Publ., 1976. 244 p. (In Russian).

[4] Bromberg E.M., Kulikovski K.L. [Test methods for measurement accuracy improvement]. Moscow, Energiya Publ. 1978. 176 p. (In Russian).

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

Задачи математического моделирования в теории СВЧ нагрева

Анфиногентов В.И., Ганиева С.Р., Морозов Г.А., Насыбуллин А.Р., Самигуллин Р.Р.

Казанский национальный исследовательский технический университет им.А.Н.Туполева
г.Казань,420011,Российская Федерация
v.anfinogentov@yandex.ru

Аннотация: *Рассматриваются построенные и исследованные авторами математические модели СВЧ нагрева диэлектриков с изменяющимися в пространстве и времени электрофизическими параметрами в камерах открытого и закрытого типа и примеры их использования при проектировании и совершенствовании устройств СВЧ нагрева.*

Ключевые слова: СВЧ нагрев, электромагнитное поле, математическая модель, фазовый переход, метод конечных разностей.

1. Введение

Затраты на проектирование, совершенствование и оптимизацию устройств СВЧ нагрева существенно уменьшаются за счет построения и исследования математических моделей процессов происходящих в рабочих камерах. Математическое моделирование заключается в построении и решении системы дифференциальных уравнений в частных производных электродинамики и нестационарной теплопроводности, которая трудно поддается решению даже численными методами. Трудности совместного моделирования электромагнитных и тепловых процессов обусловлены зависимостью диэлектрических параметров среды от температуры и изменением напряженности электромагнитного поля в пространстве и во времени.

В докладе дается обзор математических моделей СВЧ нагрева диэлектриков разработанных и исследованных сотрудниками КНИТУ-КАИ им. А.Н.Туполева авторами настоящего доклада и примеров их

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

применения для проектирования и оптимизации устройств СВЧ нагрева [1-11].

2. Моделирование СВЧ нагрева полубесконечного диэлектрика

Если напряженность электромагнитного поля в диэлектрике зависит лишь от одной пространственной координаты или ее изменения по другим координатам пренебрежимо малы, то математической моделью СВЧ нагрева могут служить одномерные по пространственным переменным уравнения электродинамики и теплопроводности.

Математическую модель электромагнитного поля в диэлектрике выберем в виде плоской электромагнитной волны, перпендикулярно падающей на границу диэлектрика с воздухом.

В [1] решена задача определения температурного поля в диэлектрике, отличие которой от [12] состоит в том, что учитывается изменение температуры за счет теплопроводности.

В работе [2] найден первый интеграл нелинейного уравнения, моделирующего процесс теплообмена при СВЧ нагреве диэлектрика с учетом зависимости коэффициента затухания электромагнитной волны от температуры.

3. Математические модели СВЧ нагрева диэлектриков конечной толщины

В ряде приложений СВЧ энергия воздействует на диэлектрик конечной толщины [3]. Математические модели СВЧ нагрева диэлектрика конечной толщины отличаются способом возбуждения электромагнитного поля, а также начальным и граничными условиями для температуры диэлектрика [4].

Рассмотрим задачи СВЧ нагрева для следующих модельных ситуаций возбуждения электромагнитного поля: а) электромагнитное поле в слое толщиной h является результатом многократных отражений плоской электромагнитной волны от границы диэлектрика с воздухом и от отражающей границы, б) электромагнитное поле является результатом многократных переотражений от двух границ двух ортогонально поляризованных волн, в) электромагнитное поле в слое диэлектрика является результатом сложения плоских волн от двух некогерентных источников, расположенных по разные стороны от диэлектрика, г) электромагнитное поле в слое диэлектрика является результатом

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

сложения плоских волн от двух когерентных источников, расположенных по разные стороны от слоя диэлектрика

Для всех рассмотренных модельных ситуаций при оговоренных ограничениях получены аналитические решения задачи СВЧ нагрева удобные для инженерных приложений.

Работы [5,6] посвящены построению и исследованию математических моделей СВЧ нагрева многослойных диэлектриков и их применению в задачах микроволновой сепарации водонефтяных эмульсий.

4. Математические модели СВЧ нагрева диэлектриков с фазовыми переходами

Задачи с фазовыми переходами (задачи Стефана) являются нелинейными задачами, нелинейность которых обусловлена, наличием неизвестной (свободной) границы фазового перехода.

При нормальном падении плоской электромагнитной волны из воздуха на плоскослоистую структуру, в каждом слое имеется две плоские волны – падающая и отраженная, распространяющиеся вдоль оси z в положительном и отрицательном направлении соответственно. Необходимо определить распределение температурного поля в этой плоскослоистой структуре.

Решение этой задачи разделяется на два этапа: на первом этапе происходит нагрев твёрдой фазы, после достижения температуры плавления, на верхней границе образуется жидкая фаза. На втором этапе под воздействием электромагнитного поля происходит дальнейшее плавление диэлектрика и движение границы раздела жидкой и твердой фаз до полного расплавления.

Для решения задач СВЧ нагрева и плавления на 1-м и 2-м этапах используются численные методы – методы конечных разностей.

Так в [7] построена и исследована математическая модель СВЧ нагрева и плавления диэлектрика, исследована динамика фазового перехода и приведены результаты численных экспериментов.

В работах [8-10] исследованы возможности применения разработанных моделей для микроволновой обработки полимерных и композитных материалов.

В работе [11] построена и исследована численным методом математическая модель СВЧ нагрева вязкой жидкости в цилиндрической трубе с учетом зависимости вязкости от температуры.

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

5.Заключение

Приведенный в докладе обзор исследований по математическому моделированию в задачах СВЧ нагрева и плавления диэлектриков проводимых в КНИТУ-КАИ им. А.Н.Туполева, НИЦ ПРЭ и НИИ ПРЭФЖС не претендует на полноту и отражает лишь малую часть опубликованных работ по этому направлению исследований.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных в рамках проектной части государственного задания министерства образования и науки РФ на выполнение НИР в КНИТУ-КАИ (г. Казань) на 2014-2016 годы (задание №11.34.2014/К, 3.1962.2014/К).

Список литературы

[1] Анфиногентов В.И., Гараев Т. К., Морозов Г.А. Об одной задаче теории СВЧ нагрева диэлектриков//Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2002. №3. С. 21-22.

[2] Анфиногентов В.И., Гараев К. Г. О группе Ли, допускаемой одним нелинейным уравнением в теории СВЧ нагрева//Вестник КГТУ им.А.Н.Туполева. 2005. № 4. С. 27-29.

[3] Низкоинтенсивные СВЧ-технологии (проблемы и реализации)/ под ред. Г.А.Морозова и Ю.Е.Седельникова. М.: «Радиотехника», 2003. 112 с.

[4] Анфиногентов В.И. Математические модели СВЧ нагрева диэлектриков конечной толщины// Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2006. Т.9. № 1. С.78-83.

[5] Anfinogentov V.I., Morozov G.A., Galimov M.R., Morozov O.G. Mathematical modeling of the UHF heating of multilayered liquid in static cylindrical volume//5 th International Conference on Antenna Theory and Techniques, 24-27 May 2005, Kyiv, Ukraine. Pp.494-496.

[6] Анфиногентов В.И., Морозов Г.А., Морозов О.Г., Самигуллин Р.Р. Математическое моделирование процессов воздействия микроволнового ЭМП на диэлектрические структуры в цилиндрических и коаксиальных сепарационных объемах/ Физика и технические приложения волновых процессов: Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции: Приложение к журналу «Физика волновых процессов и радиотехнические системы»/под ред. В.А. Неганова, Г.П. Ярового.- 2006. С. 243-245.

[7] Анфиногентов В.И., Тахаув А.А.. Численное моделирование фазовых переходов в плоскослоистой структуре при СВЧ нагреве// Вестник КГТУ им. А.Н.Туполева. 2010. №3. С.159-163.

[8] Морозов Г.А., Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р., Самигуллин Р.Р.Микроволновая обработка термореактивных и термопластичных полимеров // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 3. С. 114-121.

[9] Анфиногентов В.И., Морозов Г.А., Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р., Самигуллин Р.Р., Шакиров А.С. Выбор оптимальной структуры построения СВЧ-комплекса обработки

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

термореактивных композитных материалов //Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2012. Т. 14. № 1-2. С. 525-528.

[10] Морозов Г.А., Морозов О.Г. Математическое моделирование процессов обработки жидких сред в СВЧ комплексах//Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2014. №9. С.92-97.

[11] Анфиногентов В.И., Ганиева С.Р. Математическое моделирование СВЧ нагрева вязких жидкостей в трубопроводе// Вестник Казанского технологического университета. 2014. Т.17. №2. С.123-127.

[12] Рикенглаз Л.Э. К теории нагрева диэлектриков мощными электромагнитными полями // 1974. Инж.-физ.журн.. Т.27. №6. С.1061-1068.

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

UWB radio tomography for remote detection of living of people behind barriers

Sergey E. Shipilov, Rail N. Satarov, Ivan S. Fedyanin,
Evgeniy V. Balzovskiy, Vladimir P. Yakubov,
National Research Tomsk State University
Tomsk, 634050, Russian Federation
s.shipilov@gmail.com

Abstract: *Abstract. This paper features the technology for identifying the location of real people behind the barriers in real time using the UWB sensing. The opportunity to obtain the radar images of moving and not moving people was presented in this paper. The oscillation rate of a human chest can be defined by the continuous recording the not moving person. The point of this technique is in calculation of the differential signal in successive periods of time. For imaging of people behind dielectric barriers designed radar "Radiodozor".*

Keywords: *Radio tomography, focusing, switched array, UWB sensing, aperture synthesis*

СШП радиотомография для дистанционного обнаружения живых людей за преградами

С.Э. Шипилов, Р.Н.Сатаров, И.С.Федянин, Е.В. Балзовский,
В.П. Якубов
Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, Российская Федерация
s.shipilov@gmail.com

Аннотация: *В работе рассматривается технология обнаружения и местоопределения живых людей за диэлектрическими преградами в режиме реального времени с использованием сверхширокополосного зондирования В работе представлены радиоизображения тестовых сцен с подвижными и неподвижными людьми. Обнаружение неподвижных людей осуществляется за счет выделения в сигнале участков, характерных для колебания грудной клетки человека. Для визуализации людей за диэлектрических барьеров разработан радиолокационный томограф "Радиодозор".*

Ключевые слова: Радиотомография, фокусировка, тактированная решетка, сверхширокополосное излучение.

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 задача противодействия терроризму и устранения последствий их вмешательства в нашу обыденную жизнь весьма значима и актуальна, поскольку высока вероятность захвата заложников или обрушения инженерных конструкций. Поэтому необходимо иметь устройства способные дистанционно, быстро и точно определять местоположение людей за преградами. Наиболее рациональным выбором для этих целей является сверхширокополосное (СШП) излучение, которое обладает высоким продольным пространственным разрешением и обеспечивает обнаружение скрытых объектов за диэлектрическими препятствиями. Кроме того СШП излучение обеспечивает достаточное проникновение за препятствие, что позволяет строить радиотомограммы интересующей области пространства. При разработке алгоритмов построения томограммы необходимо обеспечить их устойчивость к шумам и помехам, оказывающим существенное влияние на принятый сигнал при односторонней схеме локации объектов за диэлектрическими преградами [1, 2]. Также важно, чтобы разработанные алгоритмы обеспечивали необходимое быстродействие при не слишком высоких требованиях к аппаратуре измерения и регистрации, а также к средствам компьютерной обработки. Принципиальная возможность построения радиолокационного оборудования поиска людей за преградами не вызывает никаких сомнений – это подтвердили результаты, опубликованные в научной литературе [3, 4, 8, 9], в том числе и авторами [1, 2, 5].

2. Получение радиоизображения подвижных объектов

Как было отмечено - в ряде случаев задача зондирования за преградами сводится к обнаружению подвижных объектов. В литературе была предложена дифференциально-разностная методика выделения движущихся людей, основанная на фильтрации сигналов от неподвижных объектов [5, 8]. Суть метода состоит в вычислении разностного сигнала в соседние периоды времени:

$$dS(t, T_i) = S(t, T_i) - S(t, T_{i-1}),$$

где $dS(t, T_i)$ – фильтрованный сигал, $S(t, T_i)$-регистрируемый сигнал, $S(t, T_{i-1})$-сигнал, принятый в предыдущий период времени. При этом сигналы, отраженные от неподвижных, фоновых объектов зондируемой сцены одинаковы в различные периоды времени и при вычитании будут

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

фильтроваться. Разность сигналов *dS*, полученная от подвижного объекта, будет отлична от нуля и при различном наборе ракурсов может использоваться в задаче построения радиоизображения подвижных объектов.

Однако данный подход не учитывает скорость движения зондируемого объекта. В случае, когда объект не двигается, разность сигналов в соседних кадрах становится близкой к нулю, что приводит к исчезновению информационного пятна на радиоизображении. Авторами предложен модифицированный алгоритм, существенным образом использующий информацию о скорости объекта и определяющий оптимальную выборку кадров, разность которых обеспечивает максимальное соотношение сигнал/шум. Таким образом, предыдущее выражение модифицируется к следующему:

$$dS(t, T_i) = S(t, T_i) - S(t, T_{i-N}),$$

где N - номер кадра, обеспечивающий максимальную интенсивность разностного сигнала.

В случаях, когда человек неподвижен, судить о его наличии за преградой можно по движению грудной клетки либо брюшной полости. Сигнал, отраженный от грудной клетки на выдохе S_2, отличается от сигнала, отраженного на вдохе S_1, временной задержкой $T = 2\Delta x / c$, где Δx - перемещение грудной клетки при вдохе/выдохе.

Для выделения колебаний, характерных для дыхания человека, необходимо преобразовать полученные, при СШП зондировании, данные. Рассмотрим спектры отраженных сигналов. Комплексные амплитуды спектров, принятых в соседние периоды времени, сигналов будут отличаться друг от друга лишь множителем $\exp(i\omega T)$:

$$S_2(\omega) = S_1(\omega)\exp(i\omega T).$$

Умножим спектры принятых сигналов $S_i(\omega)$ на комплексно сопряженный спектр $S_1(\omega)^*$ и выделим фазу из полученного выражения. В результате получим:

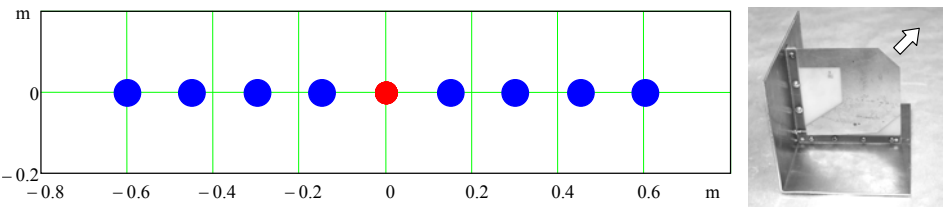
$$T_i = \frac{\arg\left(S_i(\omega)S_1(\omega)^*\right)}{\omega},\ \omega = 2\pi f,$$

где f -значимая частота из спектра принятого сигнала по заданному уровню.

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

3. Радар для томографии живых людей за преградами

Для практической реализации предложенных подходов была разработана СШП тактированная антенная решетка, состоящая из 8 приемных и 1 передающего элемента. Приемные антенны опрашивались последовательно в режиме тактирования [6]. Расположение элементов на решетке представлено на рис. 1a. На рис. 1b представлен элемент антенной решетки [7], выполненный в виде печатной антенны и экрана в виде металлического уголка. Разработанная антенна представляет собой пластину фольгированного стеклотекстолита размером 110×110×1 мм. Направление максимума излучения указано стрелкой. Антенна предназначена для излучения СШП импульсов длительностью 0.3 - 0.4 нс.

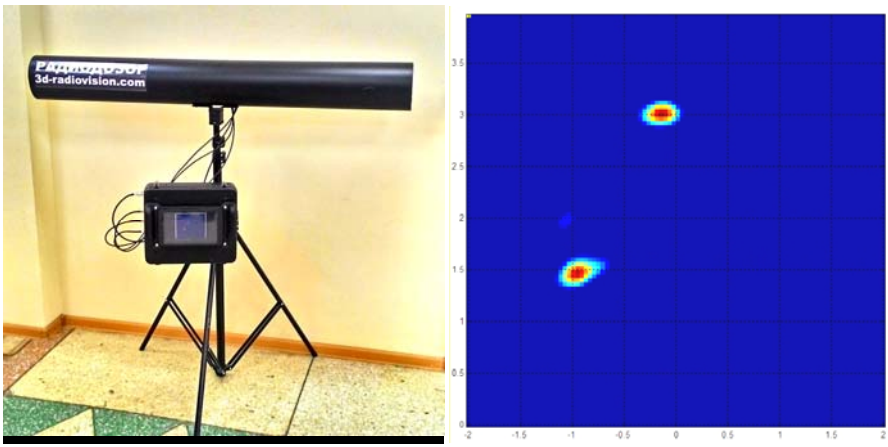


(a) (b)

Рис. 1. Расположение элементов в антенной решетке (a), СШП антенна (b).
Fig. 1 Arrangement of array elements (a), UWB antenna (b).

На рис. 2a. представлен разработанный авторами СШП радиотомограф «Радиодозор», в состав которого входит описанная выше тактированная решетка. Разработанное программное обеспечение для радиотомографа позволяет строить радиоизображение подвижных и неподвижных людей с определением их местоположения на плоскости. Для неподвижных людей кроме местоположения возможно определение частоты его дыхания. Устройство обеспечивает построение радиоизображения исследуемой сцены по дальности с частотой 10 кадров в секунду. Максимальная дальность действия действующего образца составляет 12 м. Для зондирования используются импульсы длительностью 0.4 нс. Погрешность определения местоположения человека за преградой не превышает 10 см. На рис. 2b представлено двумерное радиоизображение тестовой сцены с двумя движущимися людьми в некоторый фиксированный момент времени. Размерность каждой клетки также составляет 50x50 см. Пятна на картинке показывают местоположение движущихся людей.

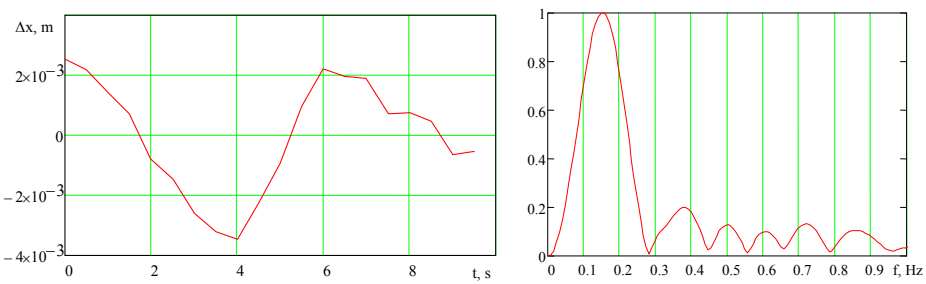
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



(a) (b)

Рис. 2. Внешний вид радиотомографа «Радиодозор» (a) и томограмма тестовый сцены (b).
Fig. 2. Appearance tomography “Radiodozor” (a) and tomography test scene (b).

В результате обработки экспериментальных осциллограмм были выделены колебания грудной клетки человека (рис 3a), а затем с использованием преобразования Фурье рассчитан спектр, по максимуму которого можно определить частоту дыхания человека (рис 3b).



(a) (b)

Рис. 3. Выделенные в ходе эксперимента колебания грудной клетки человека от времени(a), спектр частоты дыхания человека (b).
Fig. 3. Waveform of experimentally distinguished oscillation of human chest (a), its spectrum (b).

4. Заключение

В работе предложен подход для обнаружения и визуализации живых людей, скрытых за диэлектрическими преградами. Показана возможность получения радиоизображений подвижных и неподвижных людей. При продолжительной регистрации неподвижных людей возможно определе-

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

ние частоты их колебаний грудной клетки. Результаты работы могут найти применение в арсеналах специальных служб, для поиска людей под завалами, Спектр применений может быть значительно расширен при доработке с учетом специфики применения.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержки гранта, выполняемого по проектной части государственного задания № 3.694.2014/К Минобрнауки России.

Список литературы

[1] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Суханов Д.Я., Клоков А.В. Радиоволновая томография: достижения и перспективы // Томск: Изд-во НТЛ. 2014. 264 с.

[2] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Satarov R.N. Ultra-wideband sensing behind dielectric barriers // Russian Physics Journal. 2011. V. 53. No. 9. P 887-894.

[3] Ultra wideband radar. Applications and design. Edited by James D. Taylor // Crc Press.New-York.2012. P. 536.

[4] Handbook of ultra-wideband short-range sensing: theory, sensors, applications by Jurgen Sachs // Wiley-vch.2012. P. 844.

[5] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Сатаров Р.Н. Сверхширокополосная томография движущихся объектов за диэлектрическими преградами // Контроль. Диагностика.2011. № 8/2. С. 87-91.

[6] Satarov R.N., Kuz'menko Yu., Muksunov T.R. , Klokov A.V., Balzovskii E.V., Buyanov Yu.I. , Shipilov S.E. and Yakubov V.P. Switched ultrawideband antenna array for radiotomography // Russian Physics Journal. 2013. V. 55. No. 8. P. 884-889

[7] Балзовский Е.В., Буянов Ю.И. Элемент антенной решетки для георадара // Изв. вузов. Физика. 2015. № 8-3. С. 65-67.

[8] Вовшин Б.М., Гринев А.Ю., Фадин Д.В. Процедуры обнаружения подвижных объектов за преградами // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 1-2. С. 83-87.

[9] Ильясов Ф.Ш. Радары для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами // Технологии гражданской безопасности. 2009. Т. 7. № 3–4. С. 21–22.

References

[1] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Sukhanov D.Ya., Klokov A.V. *Radiowave tomography: achievements and perspectives* (ed. by V. P. Yakubov). Tomsk. NTL Publ. 2014. 264 p. (In Russian).

[2] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Satarov R.N. Ultra-wideband sensing behind dielectric barriers. *Russian Physics Journal*, 2011, vol. 53, no. 9, pp 887-894.

[3] Ultra wideband radar. Applications and design. Edited by James D. Taylor. Crc Press.New-York.2012. P. 536.

[4] Handbook of ultra-wideband short-range sensing: theory, sensors, applications by Jurgen Sachs. Wiley-vch.2012. P. 844.

[5] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Satarov R.N. [Ultra-wideband tomography of moving beyond the barrier objects] *Kontrol. Diagnostika*, 2011, no 8/2, pp. 87-91. (In Russian)

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

[6] Satarov R.N., Kuz'menko Yu., Muksunov T.R. , Klokov A.V. , Balzovskii E.V., Buyanov Yu.I. , Shipilov S.E. and Yakubov V.P. Switched ultrawideband antenna array for radio-tomography. *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 55, no. 8, pp 884-889.

[7] Balzovskii E.V., Buyanov Yu.I. [Element of array antenna for GPR] *Izv. vuzov. Fizika,* 2015, vol. 58, no 8/3, pp. 65 - 67. (In Russian).

[8] Vovshin B.M., Grinev A.Yu., Fadin D.V. [Procedures for detection of moving objects behind barriers] *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2009, no 1-2, pp. 83-87. (In Russian).

[9] Ilyasov F. [Radars for human detection behind optically nontransparent obstacles] Civil SecuritiyTechnology, 2009, Vol. 7, no 3–4, pp. 21–22. (In Russian).

Acknowledgements

The research was supported by the Russian Ministry of Education and Science as a part of the state order No 3.694.2014/K.

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

Влияние влажности почвы и высоты подвеса над ней устройств ввода СВЧ-энергии в почву на уровень побочного излучения

[1]Полевик Н.Д., [2]Панферов С.Ю.

[1] *ФГБОУ ВО «Южно-Уральский государственный аграрный университет» Институт агроинженерии г. Челябинск, 454080, Российская Федерация*
poleviknd@mail.ru

[2] *ФГБОУ ВО «Южно-Уральский государственный аграрный университет» Институт агроинженерии г. Челябинск, 454080, Российская Федерация*
s.y.panferov@yandex.ru

Аннотация: *Исследовано влияние влажности почвы, высоты подвеса над ней устройств ввода СВЧ-энергии и торцевых экранов на уровень побочного излучения из технологических зазоров между излучателем и почвой. Показано, что введение в конструкцию торцевого экрана полого четвертьволнового выступа обеспечивает десятикратное уменьшение плотности потока мощности побочного излучения. Полученные регрессионные уравнения позволяют разработать практические рекомендации при конструировании и эксплуатации таких устройств.*

Ключевые слова: электромагнитное излучение, электромагнитная волна, сверхвысокая частота, излучатель, побочное излучение, почва.

1. Введение

Необходимость в снижении интенсивности побочных электромагнитных излучений (ЭМИ) устройств ввода электромагнитной энергии (ЭМЭ) сверхвысокой частоты (СВЧ) в почву возникла при разработке СВЧ-методов и средств борьбы с сорной растительностью [1–3], в которых принципиально необходим зазор между перемещаемым излучателем и почвой. При этом, из-за дифракции и отражения электромагнитной волны (ЭМВ) от почвы в окружающее пространство попадает значительная часть достигающая 5% СВЧ-мощности (побочное излучение). Ключевой проблемой разработки и эксплуатации промышленных СВЧ - установок является защита обслуживающего персонала от побочного ЭМИ. С целью уменьшения уровня побочного излучения вокруг излучателя располагаются: металлические сетки, поглощающие материалы и плоские торцевые металлические экраны [3], что не достаточно эффективно снижает уровень побочных излучений, а при работе на больших мощностях приводит к превышению допустимого для обслуживающего персонала уровня излучения.

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

Исходя из недостатков вышеуказанных устройств и необходимости обеспечить их работу без контакта с почвой предложено [4] в качестве защитного устройства использовать бесконтактные замыкатели электромагнитного поля, которые широко используются в классической СВЧ технике: в фланцевых соединениях волноводов [5], во вращающихся СВЧ переходах, в дверцах бытовых СВЧ печей. Принцип их действия основан на трансформации сопротивлений в линии передачи, в частности, переноса замыкания на вход отрезка полуволновой короткозамкнутой линии – дроссельные замыкатели. Практическое применение таких замыкателей связано с использованием однородной линии передач с металлическими проводниками и малым зазором менее λ/16, где λ – длина электромагнитной волны [5]. Однако, в СВЧ установках величина этого зазора может достигать λ /4, а проводниками линии передачи может быть металл и диэлектрик с варьируемыми диэлектрическими характеристиками. В данной работе экспериментально и с помощью трехмерного компьютерного моделирования исследована работа устройства ввода СВЧ-энергии в почву, состоящего из рупорного СВЧ-излучателя и металлических торцевых экранов, содержащих дроссельные замыкатели, при его работе на почву.

2. Постановка задачи

Исходя из вышеизложенного вытекает задача данной работы – оценить эффективность работы дроссельных замыкателей СВЧ поля в устройстве ввода СВЧ-энергии в почву при изменении в широких пределах влажности почвы, технологического зазора между излучателем и почвой и длины ЭМВ. А также получить уравнения позволяющие рассчитать плотность потока мощности побочного излучения устройства ввода СВЧ-энергии в почву в зависимости от подаваемой на излучатель мощности, конструкции торцевых экранов, высоты подвеса излучателя над почвой и её влажности.

3. Методы и результаты исследований

Для решения поставленной задачи использовались методы экспериментальных исследований и трехмерного компьютерного моделирования. В качестве излучателя была использована рупорная антенна пирамидальной формы с размерами раскрыва 0,6 × 0,6 м. (рис. 1). Дроссельный замыкатель был реализован за счет расположения по периметру раскрыва замкнутых на конце волноводных направляющих систем полуволновой длины, образованных торцевым экраном с размерами 1,08 × 1,08 м, содер-

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

жащим полый четвертьволновый выступ П-образного сечения, и поверхностью почвы. При этом, расстояние от края раскрыва излучателя до начала выступа (a), ширина (b) и высота выступа (h), а также расстояние от края экрана до выступа (c) были выбраны равными 8 см., что составило примерно четверть длины волны λ, на которой проводились экспериментальные исследования. Для оценки эффективности работы дроссельного замыкателя был изготовлен аналогичный экран, не содержащий этот выступ.

В исследованиях использованы три модели устройства: *1* – рупорная антенна, не содержащая торцевого экрана; *2* - та же антенна с торцевым экраном, не содержащим полый выступ; *3*- та же антенна с торцевым экраном, содержащим полый четвертьволновый выступ П-образного сечения.

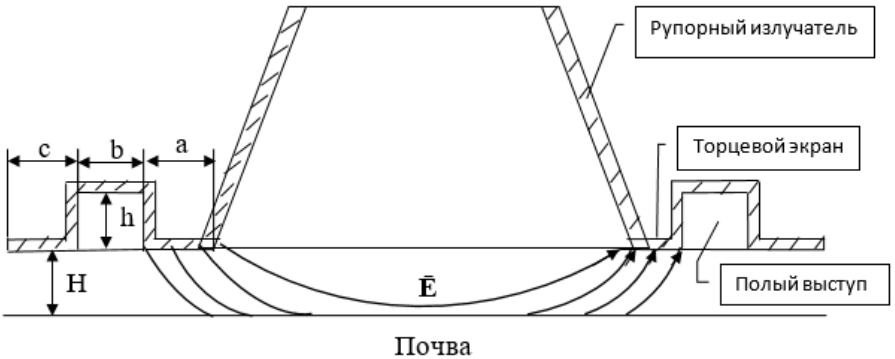


Рис. 1. Устройство ввода СВЧ-энергии в почву.

Уровень побочного излучения определялся с использованием измерительной системы, состоящей из генератора Г4-18, антенны П6-23А и измерителя мощности М3-51. Эксперименты проводились на частоте настройки излучателя 890 МГц. Подробная методика экспериментальных исследований приведена в работе [2]. Экспериментальными исследованиями установлено, а трехмерным компьютерным моделированием подтверждено, что введение в конструкцию торцевого экрана рупорного излучателя полого четвертьволнового выступа обеспечивают при его работе на почву эффективное, в пределах 10 дБ, уменьшение уровня побочного излучения в широких диапазонах изменения влажности почвы (8 – 31 %) и высоты подвеса излучателя над ней (0 – 8 см) [2,6].

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

С использованием трехмерного компьютерного моделирования были получены зависимости от частоты ЭМИ усредненного по диапазону рабочих высот подвеса излучателя над почвой (от 2 до 8 см) коэффициента $K = 10lg\frac{U_1}{U_2}$ (u_1, u_2 – уровни побочного излучения рупорного излучателя содержащего торцевые экраны без полого выступа и содержащего полый выступ соответственно). Показано, что введение полого четвертьволнового выступа в торцевой экран обеспечивает десятикратное снижение плотности потока мощности побочного излучения в широкой полосе частот 860 – 935 МГц, составляющей 8,3 % от средней частоты рабочего диапазона частот. Максимальное ослабление побочного излучения (17дБ) приходится на частоту 925 МГц (λ/4 = 32 см), что позволяет сделать вывод о целесообразности использования для расчета элементов конструкции торцевого экрана длину ЭМВ в свободном пространстве.

Проведенные экспериментальные исследования позволили решить задачу оценки уровня побочного излучения СВЧ-энергии через зазор в зависимости от подаваемой мощности - P, размера апертуры излучателя - S_A, высоты подвеса излучателя над почвой – H, её влажности - $W_П$ и конструкции торцевых экранов. Что позволило разработать практические рекомендации необходимые при конструировании и эксплуатации таких устройств.

Для расчета величины побочного излучения вводится коэффициент утечки $К_У$, который задаётся как

$$К_У\ (дБ) = 10\log\frac{П_{ПИ}}{П_А}, \qquad (1)$$

где, $П_А = \frac{P}{S_A}$ - усредненная по раскрыву излучателя плотность потока мощности; $П_{ПИ}$ - плотность потока мощности побочного излучения.

Решалась задача определить зависимость $К_У$ от высоты подвеса излучателя над почвой и влажности почвы. Для этого имеет смысл определить коэффициент множественной линейной корреляции $R_{Y\cdot XZ}$ [7], характеризующий связь $К_У$ с варьированием высоты подвеса излучателя и влажностью почвы. Результаты исследований и статистического анализа необходимо представить в виде уравнения множественной регрессии, а также изобразить графически в виде теоретических линий регрессии

$$Y = a + b_1X + b_2Z. \qquad (2)$$

По полученным в работе [2] результатам замеров уровней побочного излучения трёх устройств ввода, выполненных на основе рупорного излучателя рассчитывались $К_У$. Установлено, что величина $К_У$ сильно коррелирует с величиной зазора между излучателем и почвой, и влажностью почвы:

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

61% (экран отсутствует), 83 % (экран не содержит полый выступ) и 81% (экран содержит полый выступ) изменчивости $К_У$ обусловлено варьированием величин этих факторов.

Получено три уравнения множественной регрессии:

$$Y = -30{,}7 + 1{,}17\,X + 0{,}239\,Z \quad (3)$$

(устройство не содержит торцевого экрана);

$$Y = -48{,}1 + 2{,}63\,X + 0{,}376\,Z \quad (4)$$

(устройство содержит торцевой экран без полого выступа);

$$Y = -57 + 2\,X + 0{,}5\,Z \quad (5)$$

(устройство содержит торцевой экран с полым выступом)

где, Y - $К_У$ (дБ); X - H (см); Z - $W_П$ (%).

По найденным уравнениям находим значения $К_У$ для фиксированных величин X и Z и по полученным точкам строим линии регрессии (рис. 3).

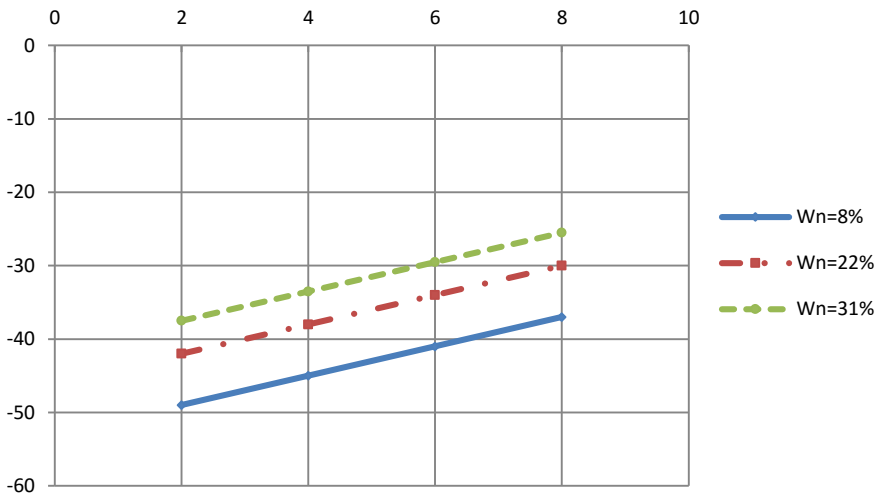


Рис. 3. Зависимость $К_У$ от влажности почвы ($W_П$) и высоты подвеса рупорного излучателя, содержащего торцевые экраны с полым выступом, над почвой (H).

4. Заключение

Экспериментальными исследованиями и компьютерным моделированием показано, что введение в конструкцию торцевого экрана рупорного излучателя СВЧ-энергии, работающего на почву через воздушный промежуток,

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

полого четвертьволнового выступа обеспечивает эффективное, в пределах 10 дБ, уменьшение уровня побочного излучения в широких диапазонах изменения частоты электромагнитных колебаний, влажности почвы и высоты подвеса излучателя над ней, вплоть до одной четвертой длины излучаемой электромагнитной волны. Предложенное техническое решение позволяет повысить безопасность работы СВЧ-установок, имеющих технологические зазоры между излучателем СВЧ-энергии и обрабатываемым объектом, а полученные регрессионные уравнения позволяют разработать практические рекомендации при конструировании и эксплуатации таких устройств.

Список литературы

[1] Применение СВЧ-энергии в сельском хозяйстве / Бородин И.Ф., Шарков Г.А., Горин А.Д. // М.: Изд-во ВАСХНИЛ, 1987. – 58 с.

[2] Полевик, Н.Д. Методы и средства борьбы с сорной растительностью с использованием импульсных СВЧ-излучений: дис. … канд. техн. наук: 05.20.02 / Челябинск, 2007. – 218 с.

[3] Шустов, В.И. Определение основных параметров автономной мобильной СВЧ-установки для борьбы с сорной растительностью: дис. … канд. техн. наук: 05.20.02 / Зерноград, ВНИПТИМЭСХ, 1987. – 220 с.

[4] А.с. № 1693737 А1, А01М 21//00 (СССР). Устройство ввода СВЧ-энергии в почву / Изаков Ф.Я., Полевик Н.Д., Жданов Б.В. Опубл. 22.07.1991. БИ № 31.

[5] Ширман Я.Д. Радиоволноводы и объемные резонаторы. // М.: Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1959. 380 с.

[6] Полевик Н. Д., Жданов Б. В. Бесконтактная защита от побочных излучений устройств ввода СВЧ-энергии в почву // Вестник Южно-уральского государственного университета. Серия. Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. Выпуск 17, № 35 [294] 2012. С. 17-20.

[7] Доспехов Б.А. Методика проведения полевого опыта (с основами статистической обработки результатов исследований) М.: «Колос» 1973. 336 с.

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

Contactless control of electromagnetic properties of inhomogeneous natural dielectrics in EHF area

Tatyana D. Kochetkova, Alexander A. Tarasov, Kirill V. Dorozhkin, Alexander V. Badin
National Research Tomsk State University
Tomsk, 634050, Russian Federation
tdk_tomsk@mail2000.ru

Abstract: *The results of the study of inhomogeneous natural dielectrics (wood birch and aspen) are presented. Method for contactless spatial wood quality control in area of extremely high frequency is described. Results of the one-dimensional distribution of complex permittivity values for plane-parallel samples of wood at frequency range 115-258 GHz are given. Local increase of imaginary part of permittivity with strong frequency dispersion in placement of inhomogeneity such as "knot" for samples of birch and aspen wood was found.*
Keywords: *inhomogeneity, permittivity, EHF area, nondestructive control.*

Бесконтактный контроль электромагнитных свойств неоднородных диэлектриков природного происхождения в области крайне высоких частот

Кочеткова Т.Д., Тарасов А. А., Дорожкин К. В., Бадьин А. В.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, Российская Федерация
tdk_tomsk@mail2000.ru

Аннотация: *Представлены результаты исследования неоднородных диэлектриков природного происхождения (древесина березы и осины). Описан метод бесконтактного пространственного контроля качества древесины в области крайне высоких частот. Приводятся результаты одномерного распределения значений комплексной диэлектрической проницаемости по плоскопараллельным образцам древесины в области частот 115–258 ГГц. Обнаружено локальное возрастание мнимой части диэлектрической проницаемости в области залегания неоднородности типа "сучок" с выраженной частотной дисперсией для образцов древесины берёзы и осины.*

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: *неоднородность, диэлектрическая проницаемость, крайне высокие частоты, неразрушающий контроль.*

1. Введение

Древесина с древнейших времен остается важным материалом в жизнедеятельности человека. Дерево является возобновляемым ресурсом, поэтому его значимость со временем не уменьшается. Древесина по своей природе является сложной неоднородной структурой. В процессе роста, обработки и эксплуатации готовых изделий она может приобретать дополнительные неоднородности в виде различных дефектов: трещины, сучки, внутренние гниль или напряжения, свилеватость, повреждения паразитами, «смоляные кармашки» в древесине хвойных пород. Все это влияет на процесс производства, качество, внешний вид и эксплуатационные характеристики готовой продукции, а так же важно при работах по восстановлению ценных изделий из древесины: антикварной мебели и музыкальных инструментов, конструктивных элементов старинных построек.

Существующие методы диагностики основаны на исследовании взаимодействия электромагнитных волн с веществом и используют различные диапазоны частот. Датчики должны обеспечить надежные данные, от показаний которых зависит процесс обработки или конечное решение об использовании материала. Наряду с ультразвуковыми методами исследования [1], ЯМР-томографией [2], ближней инфракрасной спектроскопией [3], миковолновой диагностикой [4] и GPR-технологиями [5-7] в системах неразрушающего контроля древесины также применяются устройства, использующие излучение терагерцового диапазона [8-9]. Высокая разрешающая способность, безопасность и энергоэффективность терагерцовых сканеров служит залогом актуальности работ по изучению древесины в указанном диапазоне и перспективности их использования.

В современных условиях целесообразно разрабатывать системы неразрушающего контроля изделий из древесины на основе имеющейся отечественной элементной базы. Предварительно необходимо изучение диэлектрических свойств материала в зависимости от частоты электромагнитного поля, а также от таких факторов, как температура и влажность.

Целью данной работы было исследование диэлектрической проницаемости древесины, имеющей дефекты в виде сучков, в диапазоне частот 115–258 ГГц. В статье описаны образцы, метод измерения, приведена математическая модель для расчёта диэлектрической проницаемости. Результаты измерений представлены в виде трёхмерных графиков.

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. Материалы и методы

Объектами исследования в данной работе были образцы осины и берёзы в виде плоских пластинок толщиной 3,9 мм и 4,25 мм соответственно. Пластинки были тонко отшлифованы с помощью наждачной бумаги. Особое внимание было уделено требованию плоскопараллельности образцов. Разброс по толщине составил не более 0,1 мм в разных частях каждого образца. Влажность образцов контролировалась сухо-весовым способом после измерений и составила 5% по весу. Измерения проводились при комнатной температуре 22–23 °С и относительной влажности 75 %. Внешний вид образцов приведён на рис. 1. Окружностями отмечены области, на которые падал квазиоптический пучок.

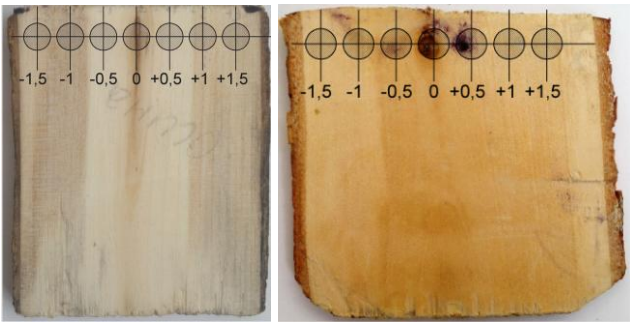


Рис. 1. Внешний вид образцов осины (слева) и березы (справа). Числа (см) – смещение относительно центра
Fig. 1. Appearance of aspen sample (left) and birch sample (right). The numbers (cm) – an offset from the center

В данной работе был применён метод свободного пространства с использованием квазиоптического спектрометра на основе интерферометра Маха-Цандера. Измеряемыми величинами были коэффициент прохождения и его фаза.

В ходе измерений пластинка из древесины закреплялась на специальном держателе и помещалась перпендикулярно направлению распространения излучения. Волокна древесины были расположены вертикально, а по отношению к вектору электрического поля – перпендикулярно. Исследовано распределение диэлектрической проницаемости при различном положении образца относительно нормально падающего пучка в области частот 115–258 ГГц.

3. Математическая модель

Расчет диэлектрической проницаемости древесины проводился на основе математической модели взаимодействии плоской электромагнитной волны со слоем вещества конечной толщины, полученной с использо-

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

ванием уравнений Френеля [10]. Коэффициент прохождения плоской электромагнитной волны для слоя определятся выражением (1):

$$T = E\frac{(1-r)^2 + 4r\sin^2\beta}{(1-rE^2 + 4rE\sin^2(N+\beta)} \quad (1)$$

Фазовый сдвиг определяется выражением (2):

$$\varphi = N + \operatorname{arctg}\frac{Er\sin(2(N+\beta))}{1-Er\cos(2(N+\beta))} + \operatorname{arctg}\frac{b}{a^2+b^2+a} - \operatorname{arctg}\frac{b}{a+1}, \quad (2)$$

где множитель $E = \exp(-4\pi kdf/c)$ учитывает экспоненциальное затухание электромагнитной волны с физическими параметрами плоскопараллельного слоя материала. Здесь c – скорость распространения света в вакууме; d – толщина образца; f – частота электромагнитного излучения. Коэффициент $r = ((a-1)^2 + b^2)/((a+1)^2 + b^2)$ определяет отражение волны на границах «воздух – материальный слой» и «материальный слой – воздух». Фазовый сдвиг учитывается коэффициентами N и β по выражениям (3):

$$N = 2\pi ndf/c; \qquad \beta = \operatorname{arctg}\left(2b/(a+b^2-1)\right). \quad (3)$$

Соотношения, связывающие коэффициенты преломления n и поглощения k с комплексными диэлектрической ε^* и магнитной μ^* проницаемостями задаются выражениями (4):

$$n + ik = \sqrt{\varepsilon^*\mu^*}; \qquad a + ib = \sqrt{\mu^*/\varepsilon^*}. \quad (4)$$

Значение комплексной диэлектрической проницаемости находится из решения нелинейных уравнений (1) и (2).

3. Результаты и обсуждение

Результаты исследования древесины с сучками приведены на рисунках 2 и 3. Из графиков видно, что действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости увеличиваются на месте сучка, причем мнимая часть, отвечающая за потери, возрастает заметнее. Древесина сучка значительно более плотная, поэтому его диэлектрическая проницаемость должна быть больше, чем у неповрежденной, однородной древесины, что и подтвердил опыт при измерении различных участков образца.

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

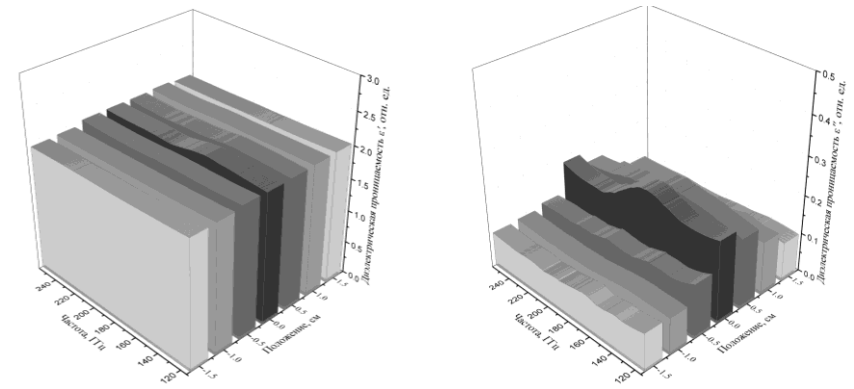


Рис. 2. График частотной зависимости действительной (слева) и мнимой (справа) частей диэлектрической проницаемости образца древесины березы при различном смещении относительно центра

Fig. 2. Frequency dependence of the real (left) and imaginary (right) parts of the permittivity of the sample birch wood at different offset of the sample from the center

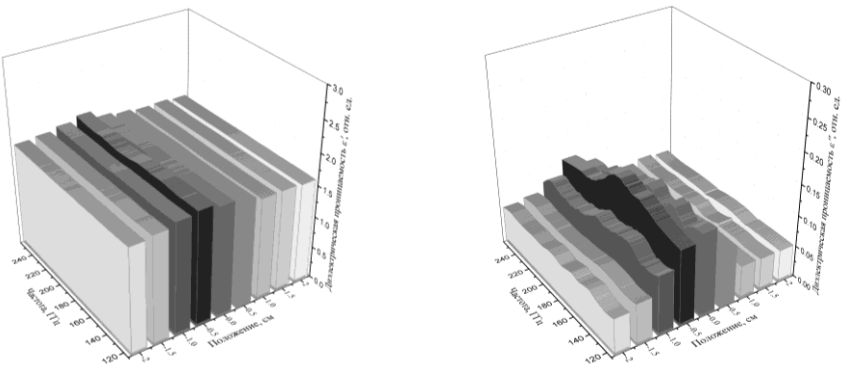


Рис. 3. График частотной зависимости действительной (слева) и мнимой (справа) частей диэлектрической проницаемости образца древесины осины при различном смещении относительно центра

Fig. 3. Frequency dependence of the real (left) and imaginary (right) parts of the permittivity of the sample aspen wood at different offset of the sample from the center

Кроме того, именно в области дефекта (положения 0; ± 0,5 см) наблюдается частотная дисперсия мнимой части с выраженным максимумом, положение которого незначительно отличается для образцов берёзы и осины – 175 ГГц и 184 ГГц соответственно. Предыдущие исследования в этой области [9, 11] показали, что селективное поглощение электромагнитной энергии характерно для поперечных срезов, когда волокна древе-

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

сины располагаются параллельно вектору электрического поля. Сравнение результатов для однородной древесины (положения ± 1,0; ± 1,5 см) дает основание предполагать, что проявление дисперсии обусловлено анизотропией строения древесины в области сучков, что не противоречит данным биологии растений.

4. Заключение

Проведённое исследование показывает, что диэлектрические свойства неоднородностей типа «сучок» значительно отличаются от однородной древесины в области частот 115–258 ГГц, поэтому метод измерения с использованием КВЧ излучения может быть применён для бесконтактного контроля качества древесины, в разработке измерителей влажности и плотности, а также в моделях диэлектрической проницаемости древесины.

Данная научная работа (регистрационный номер НИР 8.1.23.2015) выполнено при поддержке Программы «Научный фонд им. Д.И. Менделеева Томского государственного университета» в 2015–2016 гг.

Список литературы

[1]. E. Baradit, R. Aedo, J. Correa “Knots detection in wood using microwaves,” Wood Science and Technology, Vol. 40, pp. 118–123, 2006.

[2]. S. Tsuchikawa, M. Schwanninger “A Review of Recent Near-Infrared Research for Wood and Paper (Part 2),” Applied Spectroscopy Reviews, Vol. 48, pp. 560–587, 2013.

[3]. T. Ikari, N. Takahashi, R. Fukasawa, and I. Duling “Non-metallic foreign matter detection in powder using Terahertz pulse,” 39th IRMMW-THz International Conference, M2/C-6.5, Tucson, Arizona, USA, Sept. 14–19, 2014.

[4]. S. Tanaka, Y. Fujiwara, Y. Fujii, S. Okumura, H. Togo, N.Kukutsu, S. Mochizuki “Dielectric anisotropy of oven- and air-dried wood evaluated using a free space millimeter wave,” Journal of Wood Science, Vol. 10, pp. 59(5), 2013.

[5] Hans G., Redman D., Leblon B., Nader J., La Rocque A. Determination of log moisture content using early-time ground penetrating radar signal // Wood Material Science & Engineering. V. 10. No. 1. P. 112–129. 2015.

[6] Mai T.C., Razafindratsima S., Sbartaï Z.M., Demontoux F., Bos F. Non-destructive evaluation of moisture content of wood material at GPR frequency // Construction and Building Materials. V. 77. No. 2. P. 213-217. 2015.

[7] Daian, G. , Taube, A., Birnboim, A., Shramkov, Y., Daian, M. Measuring the dielectric properties of wood at microwave frequencies // Wood Science and Technology. V. 39. No. 3. P. 215-223. 2005.

[8] Doria A., Giovenale E., Gallerano G. P., Picollo M., Fukunaga K. A Millimeter Wave/Terahertz 3D Scanner for Wall Painting Investigation // Proc. of 39th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, IRMMW-THz 2014. Tucson, AZ, USA September 14-19, Article M5-P1.6. 2014.

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

[9]. V. I. Suslyaev, T. D. Kochetkova, G. E. Dunaevskii, and K. V. Dorozhkin “Research of Dielectric Properties of Wood at Frequencies 0.1÷ 0.5 THz,” 39th IRMMW-THz International Conference, M5-P12.10, Tucson, Arizona, USA, Sept. 14–19, 2014.

[10] Юлпатов В.К. Нелинейная теория взаимодействия непрямолинейного периодического электронного пучка с электромагнитным полем. Часть I. Вывод основных уравнений // Вопросы радиоэлектроники. Сер. 1. Электроника. 1965. № 12. С. 15-23.

[11]. G. I. Torgovnikov “Dielectric properties of wood and wood based materials,” Springer, Verlag Heidelberg, New York, 1993.

References

[1]. E. Baradit, R. Aedo, J. Correa “Knots detection in wood using microwaves,” Wood Science and Technology, Vol. 40, pp. 118–123, 2006.

[2]. S. Tsuchikawa, M. Schwanninger “A Review of Recent Near-Infrared Research for Wood and Paper (Part 2),” Applied Spectroscopy Reviews, Vol. 48, pp. 560–587, 2013.

[3]. T. Ikari, N. Takahashi, R. Fukasawa, and I. Duling “Non-metallic foreign matter detection in powder using Terahertz pulse,” 39th IRMMW-THz International Conference, M2/C-6.5, Tucson, Arizona, USA, Sept. 14–19, 2014.

[4]. S. Tanaka, Y. Fujiwara, Y. Fujii, S. Okumura, H. Togo, N.Kukutsu, S. Mochizuki “Dielectric anisotropy of oven- and air-dried wood evaluated using a free space millimeter wave,” Journal of Wood Science, Vol. 10, pp. 59(5), 2013.

[5] Hans G., Redman D., Leblon B., Nader J., La Rocque A. Determination of log moisture content using early-time ground penetrating radar signal // Wood Material Science & Engineering. V. 10. No. 1. P. 112–129. 2015.

[6] Mai T.C., Razafindratsima S., Sbartaï Z.M., Demontoux F., Bos F. Non-destructive evaluation of moisture content of wood material at GPR frequency // Construction and Building Materials. V. 77. No. 2. P. 213-217. 2015.

[7] Daian, G. , Taube, A., Birnboim, A., Shramkov, Y., Daian, M. Measuring the dielectric properties of wood at microwave frequencies // Wood Science and Technology. V. 39. No. 3. P. 215-223. 2005.

[8] Doria A., Giovenale E., Gallerano G. P., Picollo M., Fukunaga K. A Millimeter Wave/Terahertz 3D Scanner for Wall Painting Investigation // Proc. of 39th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, IRMMW-THz 2014. Tucson, AZ, USA September 14-19, Article M5-P1.6. 2014.

[9]. V. I. Suslyaev, T. D. Kochetkova, G. E. Dunaevskii, and K. V. Dorozhkin “Research of Dielectric Properties of Wood at Frequencies 0.1÷ 0.5 THz,” 39th IRMMW-THz International Conference, M5-P12.10, Tucson, Arizona, USA, Sept. 14–19, 2014.

[10] Yulpatov V.K. [The non-linear theory of interaction between a non-linear periodic electron beam and an electromagnetic field. Part I. Derivation of basic equations]. *Voprosy radioelektroniki. Ser. 1. Elektronika,* 1965, no. 12, pp. 15 - 23. (In Russian).

[11]. G. I. Torgovnikov “Dielectric properties of wood and wood based materials,” Springer, Verlag Heidelberg, New York, 1993.

Acknowledgements

This research carried out in 2015 was supported by grant (№ 8.1.23.2015) from “The Tomsk State University Academic D.I. Mendeleev Fund Program”

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

Doppler road speed sensor with increased accuracy

Dmitry V. Khablov
V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences
Moscow, 117997, Russian Federation
dkhablov@mail.ru

Abstract: *The application of symmetrical triangle-like frequency modulation of Doppler road speed sensor is studied. It is shown that influence of diagram directivity and uneven surface on accuracy of Doppler frequency measurement is eliminated. As a result accuracy of speed measurement is increased. Correlation between spectra of beat signals calculated over growing and decreasing parts of frequency modulation is used in the procedure. It is noted that the method does not result in a significant cost increase of the sensor.*

Keywords: *Doppler effect, speed meter, symmetrical triangle-like frequency modulation, cross-correlation function, spectral processing, microwaves.*

Доплеровский измеритель путевой скорости повышенной точности

Хаблов Д.В.
Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, РАН
г. Москва, Российская Федерация
dkhablov@ipu.ru

Аннотация: *Исследуется применение симметричной пилообразной частотной модуляции в доплеровском датчике путевой скорости. Показано устранение влияния диаграммы направленности и неравномерности подстилающей поверхности на точность определения доплеровской частоты, за счет чего повышается точность определения скорости. В процедуре используется корреляция между спектрами сигнала биений, вычисленных на растущем и падающем участках частотной модуляции. Отмечено, что метод не приводит к существенному повышению стоимости датчика.*

Ключевые слова: эффект Доплера, датчик скорости, симметричная пилообразная частотная модуляция, взаимно-корреляционная функция, спектральная обработка, СВЧ волны.

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 известны и применяются радиоволновые способы измерения скорости объектов, основанные на эффекте Доплера [1]. Обычно они применяются в радиолокации для определения скорости движущихся объектов. Доплеровский способ измерения заключается в зондировании движущихся объектов электромагнитными волнами СВЧ диапазона и выделении частоты смещения рассеянной волны. Если приемо-передающяя антенна источника излучения с несущей частотой f_0 направлена на движущийся со скоростью V объект, то частота принятой антенной отраженной волны будет отличаться на т.н. доплеровскую частоту, определяемую по формуле:

$$f_D = 2V\cos(\alpha)/\lambda_0, \qquad (1)$$

где $\lambda_0 = c/f_0\sqrt{\varepsilon}$ - длина волны в среде измерения, а ε – ее диэлектрическая проницаемость, которая для воздуха равна единице, c – скорость света в воздухе, α – угол между направлением на объект и вектором скорости. Таким образом, измеряя доплеровскую частоту из формулы (1), можно вычислить скорость объекта по формуле:

$$V = \frac{cf_D}{2\cos(\alpha)\sqrt{\varepsilon}\,f_0} \quad . \qquad (2)$$

При традиционном радиолокационном применении этого эффекта объект можно считать точечным, поэтому доплеровская частота определяется единственной гармоникой и ошибка в её определении будет минимальной. Однако при использовании эффекта Доплера в датчиках путевой скорости транспортных средств точное определение доплеровской частоты является более сложной проблемой. В этом случае отражение происходит от подстилающей поверхности, при этом приемо-передающая антенна датчика находится на движущемся объекте и направлена под углом α к ней. В результате того, что диаграмма направленности имеет некоторую конечную ширину Θ, принимаемый отраженный сигнал является суперпозицией волн, отраженных от поверхности под разными углами, что приводит к расширению спектра доплеровского сигнала. Кроме этого, к искажениям в спектре доплеровского сигнала приводит неравномерность подстилающей поверхности (особенно для применения на локомотивах). Определение же доплеровской частоты по максимуму спектральной плотности, как показывает опыт [1], не обеспечивает достаточной точности. Для устранения такого нежелательного эффекта, как влияние широкого спек-

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

тра доплеровского сигнала на точность измерения его истинной частоты применяются различные способы. Так, в датчиках путевой скорости [2,3] применяется совместная обработка сигналов двух датчиков, антенны которых направленны под разными углами к подстилающей поверхности. Этот подход позволяет несколько повысить точность определения доплеровской частоты, однако достигается это за счет фактически удвоения числа СВЧ компонентов - наиболее дорогостоющих составляющих частей структурной схемы, что неэффективно с экономической точки зрения. Данное обстоятельство позволяет искать альтернативные более дещевые способы повышения точности, где акцент смещен в сторону использования модуляции и специальных алгоритмов обработки сигналов.

2. Частотная модуляция по симметричному пилообразному закону.

В радиолокации известен способ, позволяющий определить радиальную скорость объекта и текущее расстояние до него при помощи симметричной пилообразной частотной модуляции СПЧМ [1]. Принцип действия поясняет Рис.1, где на Рис.1а показаны принимаемый отраженный сигнал от облучения объекта СВЧ волнами с СПЧМ (кривая 1) при неподвижном объекте (кривая 2) и при движении с радиальной скоростью V_R (кривая 3) при приближении объекта. На Рис.2б показаны сигналы частот биений (разностных частот), образующихся после выделения на смесителе между излучаемой и принимаемой волнами. При неподвижном объекте частота биений определится по формуле:

$$f_b = 2\Delta f \frac{L\sqrt{\varepsilon}}{cT_m} \qquad (3)$$

где $\Delta f = f_2 - f_1$, f_1 и f_2 - начальная и конечная частота диапазона девиации частот генератора СВЧ, T_m – полупериод модуляции, L – расстояние до объекта. При приближении объекта, частоты биений на растущем и падающем участке частотной модуляции определятся соответственно по формулам $F_{b1} = f_b - f_D$ и $F_{b2} = f_b + f_D$. Измеряя частоты F_{b1} и F_{b2}, можно вычислить $f_b = (F_{b1} + F_{b2})/2$ и $f_D = (F_{b2} - F_{b1})/2$, затем по формуле (3) - расстояние до объекта L и по формуле (2) при угле $\alpha = 0^\circ$, - его радиальную скорость, с учетом того, что в данном случае $f_0 = (f_2 - f_1)/2$.

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

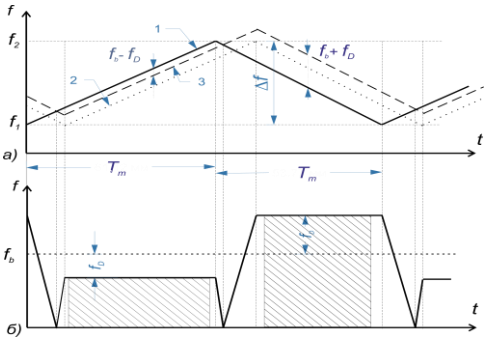


Рис.1 Временные диаграммы датчика расстояния и скорости: а) излучаемый и принимаемый сигналы; б) сигнал биений на выходе смесителя.

Fig. 1. Temporal diagram of distance and speed sensor: a) radiated and received microwave signals; b) beat signal at the mixer output.

3. Определение путевой скорости доплеровским датчиком с СПЧМ.

Если использовать данный способ приминительно к определению путевой скорости, то объектом здесь будет подстилающая поверхность дороги, а сам датчик расположен на транспортном средстве (автомобиль или локомотив) спереди на расстоянии R над дорогой и с антенной направленной под углом β вперед и вниз по направлению движения, или под углом $\alpha = 90^\circ - \beta$ к объекту. Влияние диаграммы направленности антенны приводит к возникновению спектра сигнала биений конечной ширины. Так, если скорость V равна нулю, то спектр сигнала биений можно выразить по формуле:

$$S_{0i}(f) = 2\Delta f \frac{R\sqrt{\varepsilon}}{cT_m} \sum_{i=1}^{i=n} \frac{\varphi_i}{\sin(\alpha_i)} \ , \qquad (4)$$

где φ_i – выборки функции, описывающей диаграмму направленности, i = 1, 2…,n – число равномерных выборок функции при изменении α-Θ/2 ≤ α_i ≤ α+Θ/2. При этом он будет одинаков на растущем и падающем участке СПЧМ. При движении вперед, спектр на растущем участке уменьшается на величину доплеровской частоты $S_1(f) = S_{0i}(f) - f_D$, в то время как на падающем он уменьшится на ту же величину $S_2(f) = S_{0i}(f) + f_D$. На Рис.2 все эти спектры в относительных координатах для наглядности на-

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

ложены друг на друга. При этом все выборки соединены огибающей кривой. Следует отметить, что выборки для вычисления спектров необходимо брать во избежания искажений из зон, отмеченных штриховкой на рис.1.

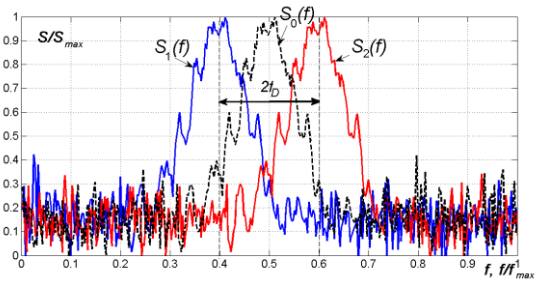


Рис.2 Спектральные характеристики доплеровского сигнала.

Fig.2. Spectral characteristics of Doppler signal.

Если теперь вычислить функцию взаимной корреляции между спектрами на растущем и падающем участке СПЧМ, то положение ее максимума будет соответствовать удвоенной доплеровской частоте (см. Рис.3). Подобный подход используется в [4] для повышения надежности измерения.

Таким образом, можно точно вычислить путевую скорость по формуле (2), несмотря на сложный спектральный состав сигнала биений, включая доплеровскую составляющую. Следует отметить, что данный способ измерения не критичен к таким параметрам генератора и других СВЧ

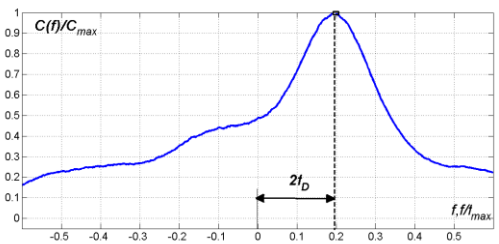


Рис.3 Функция взаимной корреляции между спектрами $S_1(f)$ и $S_2(f)$.

Fig.3 Cross-correlation function between spectra of $S_1(f)$ and $S_2(f)$.

компонентов датчика, как стабильность и линейность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), что позволяет существенно удешевить устройство в целом.

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

4. Определение путевой скорости и высоты для беспилотных летательных аппаратов доплеровским датчиком с СПЧМ.

Как было отмечено выше, классический метод СПЧМ позволяет измерять кроме скорости объекта еще и текущее расстояние до него. В предыдущем разделе для измерения скорости транспортного средства в этом не было необходимости, поскольку высота размещения датчика над подстилающей поверхностью постоянна. Однако если эта высота меняется, в частности при размещении датчика на беспилотном летающем аппарате (БПЛА), появляется возможность ее определения через оценку текущей частоты биений по формуле (3). Очевидно, что измерить точно частоту биений с конечной шириной диаграммы направленности, при объекте в виде поверхности на которой присутствуют неоднородности в отражающих свойствах невозможно из-за сложного характера спектра отраженного сигнала и, соответственно, спектра сигнала биений.

Здесь тоже можно применить корреляционную процедуру вычисления, которая будет разделяться на две части. Сначала вычисляется f_D по описанному в предыдущем разделе алгоритму. Для определения f_b в данном случае воспользуемся тем обстоятельством, что сигнал биений при скорости потока равной нулю имеет спектр S_0(f), расположеный на оси симметрии между спектрами S_1(f) и S_2(f) (см. Рис.3). Процедура вычисления будет следующей. Сначала определяется сумма спектров $M(f)=S_1(f)+S_2(f)$ путем перебора в диапазоне спектров $S_1(f)$ и $S_2(f)$, до соблюдения условия: $\int_{f_b}^{f_b-b} M(f)df = \int_{f_b}^{f_b+b} M(f)df$, где b - диапазон частот, определяемый из возможной ширины полосы частот сигнала биений и доплеровских частот, связанных с возможными скоростями. Т.е. площадь суммарного спектра $M(f)$ справа и слева от точки f_b должны быть равны. Далее, зная f_b, текущая высота БПЛА определяется из формулы (3): $R = L\cos(\alpha) = \frac{cT_m f_b}{2\Delta f\sqrt{\varepsilon}}\cos(\alpha)$, где α – угол между горизонтом и направлением диаграммы направленности антенны, ε – диэлектрическая проницаемость воздуха, равная единице.

Таким образом, корреляционный метод измерения скорости и высоты с использованием СПЧМ позволяет существенно повысить точность измерения. Это особенно важно для БПЛА, которые работают, во-первых, на малых высотах, где классические способы дают значительную погрешность, во-вторых, метод допускает низкие требования к направленности

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

антенн, линейности генератора и АЧХ компонентов датчика, что позволяет удешевить устройство и главное - снизить его габариты и вес.

5. Заключение

Применение корреляционного алгоритма обработки сигнала биений в доплеровском датчике с использованием СПЧМ позволяет существенно повысить точность измерения путевой скорости и высоты. Поцедура позволяет измерить частоту биений и доплеровскую частоту сигнала, сильно искаженного из-за конечной ширины спектра принимаемого сигнала. Такие скажения возникают из-за диаграммы направленности конечной ширины и из-за того, что объект облучения является не точечным, а плоской подстилающей поверхностью. При этом нет необходимости использовать генератор с высокой линейностью перестройки частоты, качественных антенн и других СВЧ составляющих. Преимуществом метода является возможность использования дешевых компонентов малого веса и размера, что делает устройство привлекательным для использования в БПЛА.

Список литературы

[1] Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических прцессов. М.: Энергоатомиздат. 1989. 208 с.

[2] P. Heide, R. Schubert, V. Mágori, R. Schwarte: “A High Performance Multisensor System for Precise Vehicle Ground Speed Measurement”//Microwave Journal. 1996.Vol. 39. No. 7. P. 22-34.

[3] Варин А.П. Доплеровский измеритель путевой скорости. Патент на изобретение № 2334995 РФ; Зарег. 27.09.2008.

[4] Ruser H., Magori V., Trankler H.-R. Correlated microwave-ultrasonic multi-sensor for reliable measurements of velocity and range //Proceedings of the 19th IEEE Instrumentation and Measurements Technology Conference, IMTC/2002. Vol.1. P. 25-30.

References

[1] Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S. Radiowave measurements of technological processes parameters. M.: Energoatonisdat, 1989. 208 p. (In Russian).

[2] P. Heide, R. Schubert, V. Mágori, R. Schwarte: “A High Performance Multisensor System for Precise Vehicle Ground Speed Measurement”//Microwave Journal. 1996.Vol. 39. No. 7. P. 22-34.

[3] Varin A.P. Doppler road speed meter. Patent № 2334995 RF; Publ. 27.09.2008. (In Russian).

[4] Ruser H., Magori V., Trankler H.-R. Correlated microwave-ultrasonic multi-sensor for reliable measurements of velocity and range //Proceedings of the 19th IEEE Instrumentation and Measurements Technology Conference, IMTC/2002. Vol.1. P. 25-30.

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

Restoration of scanned objects' relief by monochrome radiation focusing

Ivan Yu. Kuzmenko[1], Vladimir P. Yakubov[1], Timur R. Muksunov[2]
[1]*Tomsk state university*
Tomsk, 634050, Russian Federation
kuzmenko.ivan.yu@gmail.com
[2]*Siberian physical-technical institute of V.D. Kuznetsov*
Tomsk, 634050, Russian Federation
T0Snake0MR@yandex.ru

Abstract: *The article demonstrates a possible way of monochrome radiation usage in the purpose of relief restoration when object has not flat form. Problems with focusing distance definition are shown and the way of solving is proposed. In conclusion, proposed method allows development of scanning systems based on monochrome microwave radiation usage.*

Keywords: *microwaves, monochrome radiation, phase distribution, radioimage restoration.*

Восстановление рельефа зондируемых объектов с использованием фокусировки монохроматического излучения

[1]Кузьменко И.Ю., [1]Якубов В.П., [2]Муксунов Т.Р.
[1]*Томский государственный университет*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
kuzmenko.ivan.yu@gmail.com
[2]*Сибирский физико-технический институт им. В.Д. Кузнецова*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
T0Snake0MR@yandex.ru

Аннотация*: В статье демонстрируется возможность использования монохроматического излучения для восстановления рельефа объектов не плоской формы. Указываются имеющиеся проблемы с выбором дистанции фокусировки, и предлагается способ их решения. Сделан вывод, что предложенный метод позволит разработать досмотровые системы, основанные на использовании монохроматического микроволнового излучения.*

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: *микроволны, монохроматическое излучение, распределение фазы, восстановление радиоизображений.*

1. Введение

Традиционным способом реализации досмотровых систем является использование рентгеновского излучения. Известно, что рентгеновское излучение может представлять опасность для здоровья человека, особенно при многократном применении. Для преодоления этого недостатка в настоящее время ведутся исследования, направленные на разработку альтернативных решений, позволяющих осуществлять досмотр с эффективностью, не меньшей, чем у рентгеновских установок и при этом делать это без угрозы для здоровья человека [1-2].

В этой области уже достигнут определенный прогресс, и уже разработаны радиоволновые системы досмотра, безопасные для здоровья человека [3-4]. Изображения, получаемые с их помощью, сопоставимы по разрешению с изображением, полученным на рентгеновском интроскопе. Допустимое количество осмотров в год у радиоволновых систем практически не ограничено.

Однако существующие радиоволновые системы досмотра выпускаются исключительно зарубежными фирмами и обладают значительной стоимостью – порядка миллионов долларов [3-4]. Одна из причин столь высокой стоимости – дороговизна приемопередающих устройств, работающих в микроволновом диапазоне и обладающих широким частотным диапазоном.

Возможным способом снижения стоимости устройства является переход к использованию монохроматического излучения. Конечно, наиболее перспективной здесь представляется технология апертурного синтеза с фокусировкой. Однако стандартное использование монохроматического излучения не позволяет получить высокое разрешение по дальности зондирования. Рельеф зондируемого объекта не удается реконструировать. В настоящей работе обсуждаются возможные пути преодоления этого ограничения.

2. Исследуемая модель

На рис. 1 представлен фрагмент линейной матрицы из 8 микроволновых датчиков RSM-2650, каждый из которых обеспечивает измерение

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

квадратурных составляющих отраженных сигналов. Рабочая частота равна 24 ГГц.



Рис. 1. Матрица датчиков RSM 2650
Fig.1. Array of RSM 2650 sensors

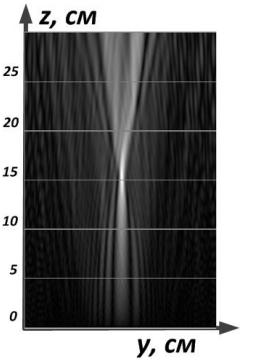


Рис.2. Результат фокусировки
Fig.2. Focusing result

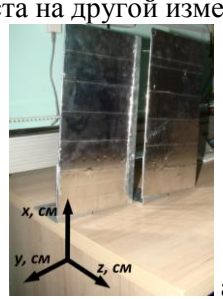
Матрица СВЧ датчиков установлена вертикально на систему линейного горизонтального перемещения, что позволяет формировать заполненную полосу сканирования. Результатами измерений являются квадратуры отраженных сигналов в каждой точке зондирования. Обработка показаний ведется с использованием метода апертурного синтеза с фокусировкой на выбранную плоскость [5-6]. Здесь применимы быстрые алгоритмы преобразования Фурье. Проведенные эксперименты показывают удовлетворительное качество восстанавливаемых радиоизображений при сканировании плоских объектов, расположенных параллельно плоскости сканирования [7].

На рис. 2 представлен результат фокусировки на разные дальности локационного сигнала при зондировании металлической трубы, расположенной на расстоянии 15 см от плоскости сканирования. Видно, что на расстоянии 15 см имеется максимум, соответствующий пространственному положению объекта. Это означает, что по данным монохроматического многоракурсного радиозондирования действительно можно определить пространственное положение локализованного объекта с удовлетворительной точностью. Но для практического применения больший интерес представляют результаты зондирования не точечных и неплоских объектов.

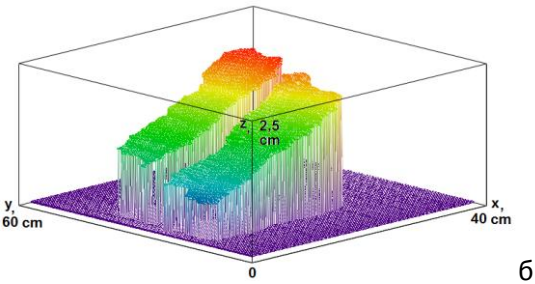
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

3. Восстановление сложного рельефа

Если объект зондирования не является плоским, то рассмотренный подход не эффективен. Например, так происходит при получении изображения двух металлических пластин, плоскости которых сдвинуты на 2 мм друг относительно друга (рис. 3а). Для построения трехмерного рельефа пластин предлагается использовать фазовую информацию изображения. Оказывается, что фаза изображения в пределах каждого металлического листа изменяется равномерно, а при переходе с одного металлического листа на другой изменяется скачкообразно (рис. 3б).



а



б

Рис. 3. Фотография (а) тестового объекта и его радиоизображение (б)
Fig. 3. Testing object photography (a) and its radioimage (b)

Для проверки широкой применимости фазового решения был проведен эксперимент по восстановлению радиоизображения поверхности более сложной формы. В качестве объекта использовался сегмент рефлектора параболической формы, выполненный из металлизированного сетеполотна (рис. 4). Такой материал применяется в больших космических рефлекторах зонтичного типа, предназначенных для обеспечения надежной космической связи.



а



б

Рис. 4. Офсетный рефлектор: схема работы (а) и реальный макет (б)
Fig. 4. Offset reflector: principle of operation (a) and layout (b)

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

На рис. 5 кривой 1 показана форма рефлектора, восстановленная описанным выше фазовым методом. Кривой 3 изображена реальная форма макета рефлектора. Вертикальными пунктирами отмечен размер офсета. Для проверки чувствительности предложенного фазового метода в форму рефлектора искусственно было внесено малое искривление. Кривая 2 показывает результат измерения возникающего искривления сетеполотна вдоль средней линии (рис. 6). Видно, что предложенный фазовый метод обладает достаточно высокой чувствительностью.

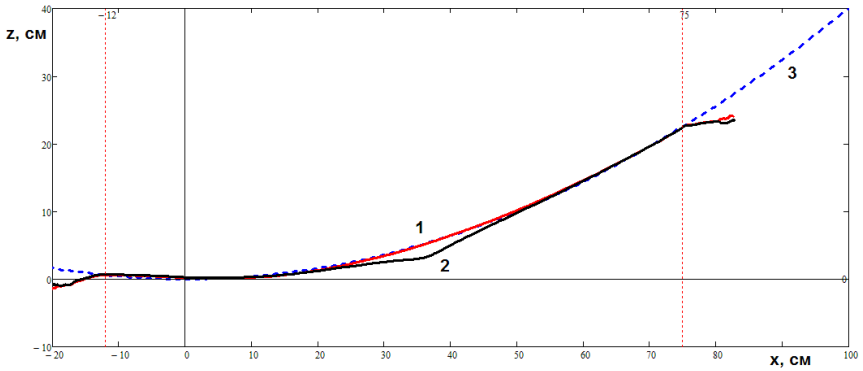


Рис. 5. Результаты восстановления формы офсета рефлектора фазовым методом: 1 - для рефлектора правильной формы, 2 - для искривленного рефлектора, 3 - истинная геометрическая форма офсета

Fig.5. Results of offset reflector's shape restoration by phase method: 1 – correct shape, 2 – disturbed shape, 3 – true shape.

Форма рефлектора существенным образом влияет на создаваемую диаграмму направленности (ДН) космической антенны, а значит и её коэффициент усиления. Важным достоинством рассмотренного метода является возможность использования его в условиях открытого космоса, когда даже найденные искривления полотна рефлектора не всегда могут быть исправлены механическим путем. Найденные фазовым методом искривления полотна рефлектора могут быть использованы для коррекции потери усиления антенны. Для этого достаточно найденную информацию учесть в формировании ДН на уровне корректирующего фазового экрана методом апертурного синтеза, когда в области фокуса используется не один, а целая матрица приемных облучателей [8]. На рис. 7 кривой 1 показан результат расчета ДН для параболоида правильной формы, кривой 2 – результат искажения при искривлении формы, а кривой 3 – результат синтезирования ДН с фазовой коррекцией найденного искривления.

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



Рис. 6. Средняя линия офсета - пунктир
Fig. 6. Medium offset line - dotted

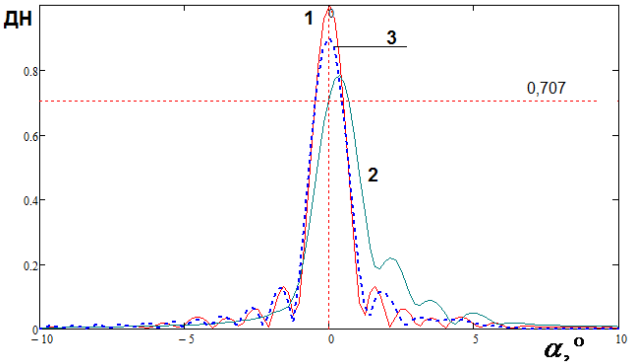


Рис. 7. ДН рефлекторной антенны параболического типа: 1 – с неискаженной формой, 2 – с искривленной формой, 3 – после дофокусировки
Fig. 7. Directional pattern of parabolic reflecting antenna: 1 – correct shape, 2 – disturbed shape, 3 – with afterfocusing

Видно, что ДН исправляется до симметричной формы. Уровень сигнала в максимуме ДН увеличивается по отношению к кривой 2 и составляет 0.9 от максимума ДН в случае неискаженной формы. При этом ширина ДН сужается до 1.0 угловых градуса, что существенно ближе к неискаженной ДН. Таким образом, восстановление ширины ДН составляет 97% от неискаженной ДН.

4. Заключение

Проведенные эксперименты доказывают возможность восстановления радиоизображений объектов сложной формы при использовании монохроматического СВЧ излучения. Использование монохроматических датчиков в составе досмотровых систем предоставляет возможность снижения стоимости при сохранении качества изображения, а использование это метода для контроля космических рефлекторов существенно повысит их работоспособность без дополнительных затрат с использование штатных средств космических аппаратов.

Источники финансирования и выражение признательности

Данная работа выполнена как часть госконтракта № 3.694.2014/K Министерства образования и науки РФ, а также Соглашения по ФЦП № 14.578.21.0073 (шифр 2014-14-579-0103) о предоставлении субсидии.

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

Список литературы

[1] Федянин И. С., Кузьменко И. Ю. , Муксунов Т. Р. , Шипилов С. Э. , Якубов В. П., Козлов А. В. Система радиовидения на основе решетки микроволновых датчиков // Контроль. Диагностика. 2012. № 13. С. 141–145.

[2] Satarov R. N. , Kuz'menko I. Yu., Muksunov T. R. , Klokov A. V. , Balzovskii E. V. , Buyanov Yu. I. , Shipilov S. É. , Yakubov V. P. Switched ultrawideband antenna array for radio tomography // Russian Physics Journal. 2013. V. 55. No. 8. P. 884–889.

[3] Joaquim F.-G. A Novel 3-D Subsurface Radar Imaging Technique // IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing. 2002. V. 40. No. 2. P. 443-452.

[4] Groenenboom J., Yarovoy A.G. Data processing for a landmine detection dedicated GPR //In Eighth Intl. Conference on Ground Penetrating Radar. 2000. P. 367-371.

[5] Локшин Г. Р., Основы радиооптики: Учебное издание. Издательский Дом «Интеллект», 2009. 344 с.

[6] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Суханов Д.Я., Клоков А.В., Радиоволновая томография: достижения и перспективы, 2-е изд., испр. и доп. Изд-во НТЛ, 2016. 264 с.

[7] Кузьменко И. Ю. , Федянин И. С., Муксунов Т. Р., Шипилов С. Э. , Якубов В. П. СВЧ радиовидение // Электронные средства и системы управления. 2014. No 1. С. 138–141.

[8] Шипилов С.Э., Ефремов А.А., Якубов В.П. Восстановление формы искривлений зеркальных комбинированных антенн // Изв. Вузов. Физика, 2008, Т. 51, № 9/2, С. 103-105.

References

[1] Fedyanin I.S., Kuzmenko. I.Yu., Muksunov T.R. , Shipilov S.E. , Yakubov V.P., Kozlov A.V. [Radiovision system based on microwave sensor array] *Kontrol. Diagnostika.* 2012. № 13. P. 141–145. (In Russian).

[2] Satarov R. N. , Kuz'menko I. Yu., Muksunov T. R. , Klokov A. V. , Balzovskii E. V. , Buyanov Yu. I. , Shipilov S. É. , Yakubov V. P. Switched ultrawideband antenna array for radio tomography. *Russian Physics Journal.* 2013. V. 55. No. 8. P. 884–889.

[3] Joaquim F.-G. A Novel 3-D Subsurface Radar Imaging Technique. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing.* 2002. V. 40. No. 2. P. 443-452.

[4] Groenenboom J., Yarovoy A.G. Data processing for a landmine detection dedicated GPR. *In Eighth Intl. Conference on Ground Penetrating Radar.* 2000. P. 367-371.

[5] Lokshin G.R. [Basis of radiooptics: textbook]. *Izdatelskiy dom "Intellekt"*, 2009. 344 p. (In Russian)

[6] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Sukhanov D. Ya., Klokov A. V., [Radiowave tomography: achievements and prospects, 2nd ed.] Izdatelstvo NTL, 2016. 264 p. (In Russian)

[7] Kuz'menko I. Yu. , Fedyanin I.S., Muksunov T.R., Shipilov S.E. , Yakubov V.P. [UHF radiovision] // *Elektronnie sredstva i sistemi upravleniya*. 2014. No 1. P. 138–141. (In Russian)

[8] Shipilov S.E., Efremov A.A., Yakubov V.P. [Recovery of form curvature mirror of combined antennas] // *Izvestiya Vuzov. Fizika,* 2008, V. 51, № 9/2, P. 103-105. (In Russian)

Acknowledgements

The work is done as part of the State Assignment No. 3.694.2014/K of the Russian Ministry of Education and Science and FPP Funding Memorandum № 14.578.21.0073 (code 2014-14-579-0103).

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

Development of microwave test facility for peat pyrolysis

Mikhail Yu. Glyavin[1], Yuri K. Kalynov[1], Tatiana O. Krapivnitskaia[1,2], Sergey V. Kuzikov[1], Nikolai Yu. Peskov[1], Lyudmila L. Semenycheva[2]

[1] *Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences, Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation*

[2] *Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. Nizhny Novgorod, 603022, Russian Federation*

kto465@yandex.ru

Abstract: *The paper presents recent results on microwave test facility for RF pyrolysis of the peat based on industrial 2.45 GH / 1 kW magnetron. Effective scheme for drying the peat based on microwave heating was proposed. Optimal conditions for RF pyrolysis process are discussed and the chemical composition of synthesized gas is defined.*

Keywords: *RF peat pyrolysis, microwave technological complex, high-tech RF processing of materials, powerful microwave radiation, industrial magnetron, gyrotron*

Разработка СВЧ комплекса для пиролиза торфа

[1]Глявин М.Ю., [1]Калынов Ю.К., [1,2]Крапивницкая Т.О., [1]Кузиков С.В., [1]Песков Н.Ю., [2]Семенычева Л.Л.

[1]*Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук (ИПФ РАН) г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация*

[2] *Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация*

kto465@yandex.ru

Аннотация: *В работе приведены результаты исследований микроволнового комплекса для высокотемпературного пиролиза торфа на основе промышленного магнетрона 2.45 ГГц / 1 кВт. Предложена эффективная схема сушки торфа с использованием микроволнового нагрева. Обсуждаются оптимальные условия протекания реакции СВЧ пиролиза, проведен анализ состава получаемого в процессе синтез-газа.*

Ключевые слова: СВЧ пиролиз торфа, микроволновый технологический комплекс, высокотехнологичная СВЧ переработка материалов, мощное микроволновое излучение, магнетрон, гиротрон.

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

Разработка мощных генераторов СВЧ излучения (гиротронов и различных разновидностей релятивистских электронных мазеров) и технологических комплексов их основе успешно ведется в ИПФ РАН на протяжении последних нескольких десятилетий. В частности, в настоящее время созданы промышленные гиротронные комплексы, работающие в диапазоне 24-30 ГГц в непрерывном (квазинепрерывном) режиме с мощностью до 15 кВт [1]. Обладая широкими функциональными возможностями, эти комплексы успешно используются для синтеза керамик, полимеризации пластика, выращивания алмазных пленок и дисков методом химического осаждения из газовой фазы, создания пучков многозарядных ионов и ряде других приложений [2-5]. Имеющийся задел позволяет сделать выводы о перспективности использования микроволнового излучения в технологических процессах, непрерывно растущем числе приложений и, наконец, экономической выгоде указанного подхода.

В качестве одной из перспективных задач промышленного использования СВЧ излучения в настоящее время рассматривается пиролиз органических веществ и материалов: нефти, угля, торфа, древесины, сельскохозяйственных и промышленных отходов, бытового мусора и др. [6-8]. В зависимости от вида сырья (химического состава) и физико-химических условий протекания реакции (температуры, давления, влажности, степени присутствия кислорода, катализаторов и т.д.) процесс пиролиз имеет специфический характер с выходом различных твердых, жидких и газообразных веществ. Это необходимо учитывать при выборе типа пиролизного реактора (печи, колонны, реторты и т.д.) и разработке его конструкции.

Исследование возможности газификации торфа методом быстрого пиролиза с получением синтез-газа, а также определение технических характеристик и конструктивных параметров СВЧ реактора для реализации данного процесса начато в настоящее время в сотрудничестве ИПФ РАН и ННГУ. Целью работ является создание высокоэффективных экологически чистых технологий переработки биотоплива на основе СВЧ пиролиза с высоким выходом горючих газов, пригодных для дальнейшего использования в энергетических установках.

Для последующей разработки высокопроизводительных промышленных комплексов на основе мощных гиротронов на данном этапе исследований были проведены начальные лабораторные исследования демонстрационного характера. Таким образом, был разработан макет экспериментального СВЧ реактора для пиролиза торфа на основе промышленного

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

магнетрона 2.45 ГГц / 1 кВт. Целью экспериментов является определение оптимальных физических условий протекания реакции пиролиза (температура нагрева, скорость нагрева, давление и т.д.) с целью увеличения выхода горючих компонентов и уменьшения вредных примесей, что должно в перспективе повысить энергоэффективность и экологическую чистоту производств, работающих на базе СВЧ-систем.

2. Схема экспериментальной установки

Фотография экспериментального стенда для исследования процесса пиролиза торфа при микроволновом нагреве представлена на рис.1. СВЧ реактор запитывался промышленным 2.45 ГГц / 1 кВт магнетроном (отмечен цифрой 1), имеющим стандартную систему электропитания (2) и дополнительное воздушное охлаждение (3) для длительной непрерывной работы. Для согласования магнетрона с нагрузкой были сконструированы дополнительные волноводные элементы (4). С целью увеличения эффективности передачи мощности излучения в реактор геометрический профиль данных элементов оптимизировался путем трехмерного моделирования на основе кода CST Microwave Studio. Далее излучение магнетрона транспортировалось по волноводу связи (6) и поступало в камеру реактора (7) через барьерное окно (5), выполненное из кварца. Окно изолировало рабочий объем реактора и позволяло варьировать давление. По периметру барьерного окна было организовано водяное охлаждение (8). Нагрев барьерного окна имел место, во-первых, из-за частичного поглощения СВЧ-излучения и, во-вторых, от контакта с парами пиролизных газов, выделяющихся в реакторе. Корпус и крышка реактора имели термоизоляцию. Контроль температуры в реакторе осуществляется с помощью термопары (9), давление измеряется манометром (10).

Топливо (торф) загружался в контейнер в виде металлической сетки (11) и, таким образом, имел воздушный зазор от стенок реактора для уменьшения теплового контакта со стенками и улучшения прогрева объема за счет выделяющихся в ходе реакции пиролиза газов. Полученные газы выводились из объема реактора через выходной клапан (12) с механическим затвором и охлаждались в теплообменнике (13) до комнатной температуры. Количество выходящего газа измерялось газовым счетчиком. Система выпуска позволяла отбирать часть газа в специальную ловушку для последующего исследования его химического состава. Форвакуумный насос использовался (при необходимости) для работы реактора при давлении, ниже атмосферного.

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

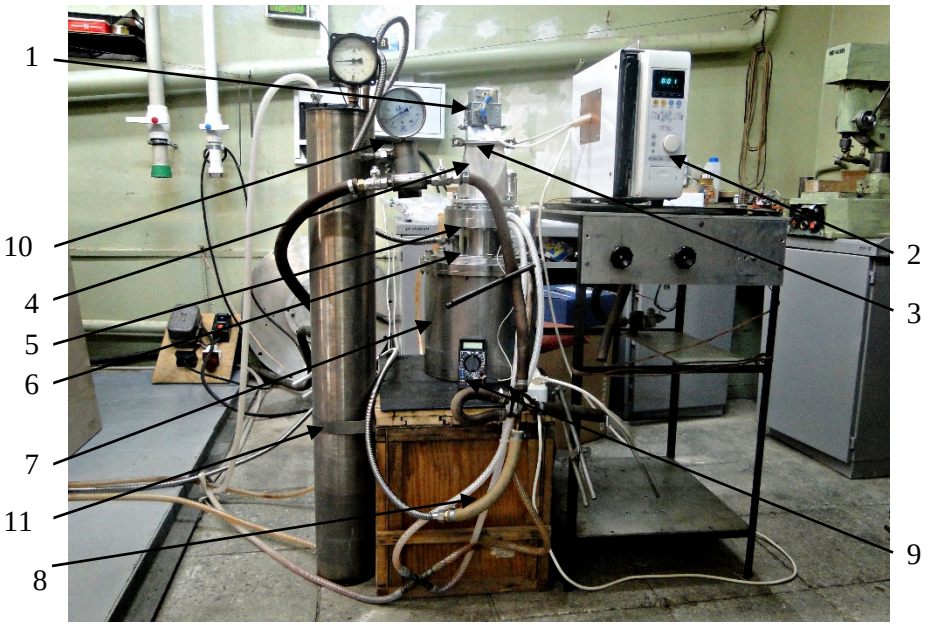


Рис. 1 Фотография установки для исследования процесса пиролиза торфа при нагреве СВЧ-излучением: 1 - промышленный магнетрон; 2 - система сетевого питания; 3 - система воздушного охлаждения; 4 - согласующие волноводные элементы; 5 - барьерное окно; 6 - волновод связи; 7 – рабочая камера реактора; 8 - система водного охлаждения; 9 - термопара; 10 - манометр; 11 - теплообменник.

Fig. 1 Photograph of experimental test facility for peat pyrolysis heated by microwave radiation: 1 - industrial magnetron; 2 - power supply system; 3 - air cooling system; 4 - matching waveguide elements; 5 - barrier window; 6 - connection waveguide; 7 - operating camera; 8 - water cooling system; 9 -thermoelectric couple; 10 - pressure-gauge; 11 - the heat exchanger.

3. Результаты начальных экспериментов

В результате проведенных экспериментов были исследованы две стадии обработки торфа микроволновым излучением: стадия сушки и стадия высокотемпературной обработки.

а) *стадия сушки*. Разработанная схема сушки включала в себя прогрев всего объема заложенного в реактор торфа микроволновым излучением с одновременной прокачкой атмосферного воздуха через открытое отверстие барьерного окна и выходной клапан реактора. В результате экспериментов была продемонстрирована высокая эффективность сушки

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

торфа в данной схеме. Так нагрев 1.2 кг топлива от комнатной температуры до 100 ºС осуществлялся до 5 минут, а весь процесс сушки (который контролировался по отсутствию конденсата на охлаждающем элементе) занимал около 60 минут. Данная технология сушки с использованием СВЧ-излучения может представлять отдельный интерес.

б) *стадия высокотемпературной обработки торфа*. На данной стадии использовался 1 кг предварительно просушенного торфа. Нагрев до температуры 300 ºС осуществлялся при пониженном давлении (около 0.5 атм.) около 30 минут. Прохождение данной температуры характеризовалось началом выделения пиролизных газов. Последующий процесс пиролиза в данной серии экспериментов исследовался при постоянном давлении (около 1 атм.), которое контролировалось манометром и выпускным клапаном. С увеличением давления наблюдалось увеличением скорости нагрева торфа. В результате, увеличение температуры от 300 ºС до 400 ºС происходило в течение ~ 3 минут. При данной температуре (400 ºС) был произведен забор газа в ловушку для последующего анализа его химического состава. После этого было проведено быстрое (около 100 ºС за 3 - 5 минут) увеличение температуры до максимальной температуры торфа 700 ºС. При этом наблюдалось ускоренное течение процесса пиролиза с резким увеличением выхода газа и ростом давления в реакторе. Поэтому далее процесс стабилизировался снижением температуры до 400 ºС – 500 ºС (которая после этого поддерживалась постоянной). Полное время эксперимента составило около 6 часов.

По показаниям счетчика за все время экспериментов из 1 кг торфа имело место суммарное выделение около 0.25 - 0.3 $м^3$ газа. Полученная масса твердых отходов (которые впоследствии предполагается использовать в качестве высокоэффективного экологически «чистого» сорбента) составила 0.5 кг. Таким образом, выход пиролизных газов и смолистых веществ составил около 50% исходной массы продукта.

Для демонстрации высокой эффективности переработки торфа в процессе СВЧ пиролиза в ходе экспериментов было реализовано горение полученных газообразных продуктов на выходе газоотводящей системы. Достаточно интенсивное горение пламени подтверждало высокое удельное газовыделение в процессе реакции.

Результаты проведенного химического анализа показали, что состав полученного при температуре 400 ºС газа следующий: CO-оксид углерода ≈ 75%; O2 – кислород ≈ 20%; CO2-диоксид углерода ≈ 5%; незначительное содержание пропена, диметилпропена, фурана, гексена.

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

4. Заключение

Проведенные эксперименты продемонстрировали перспективность использования СВЧ-нагрева в пиролизных реакциях. Предложена эффективная схема сушки торфа на основе микроволнового излучения. Продемонстрировано активное газовыделение при СВЧ нагреве торфа до температуры 700 ºС. В результате СВЧ обработки торфа получен высокоэффективный экологически «чистый» сорбент, а горючие газообразные «отходы» реакции пиролиза позволяют существенно, до 20% и более, увеличить энергосбережение при производстве этого сорбента. В составе выделившихся в процессе СВЧ-пиролиза газов, согласно проведенному химическому анализу, отсутствуют тяжелые ядовитые газы, которые во множестве сопровождают процесс традиционного термического пиролиза и затрудняют (с экологической точки зрения) его промышленное применение. Это позволяет в дальнейшем рассчитывать на перспективу использования СВЧ-пиролиза для переработки отходов вредных производств.

В качестве дальнейшего развития работ по СВЧ-пиролизу представляется интересным также увеличение эффективности выхода горючих газов из органического топлива и, таким образом, КПД установки. Следует отметить, что на данном этапе работ получение высокого КПД не являлось целью экспериментов, т.к. нагрев торфа осуществлялся относительно медленно. На следующем этапе работ предполагается модифицировать конструкцию реактора с увеличением мощности СВЧ нагрева, а также поднять температуру и давление в реакторе. Это должно позволить сократить время нагрева топлива и увеличить КПД процесса. Возможность подобного «быстрого пиролиза» активно обсуждается в настоящее время в литературе. Результатом данных исследований могут стать относительно компактные энергетические установки, работающие на органическом топливе.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках субсидии на выполнение государственного задания по проекту № 0035-2014-0024 «Теоретическое и экспериментальное исследование источников СВЧ излучения и методов диагностики и обработки материалов». Авторы признательны А.В.Чарушину (ООО «Сорбонафт», Киров) за многочисленные стимулирующие дискуссии.

Список литературы

[1] Yu.Bykov, A.Eremeev, M.Glyavin et al. 24-84 GHz Gyrotron Systems for Technological Microwave Applications//IEEE Trans. on Plasma Sci., 32, 1, 67-72 (2004).

[2] H.Hoshizuki, S.Mitsudo, M.Glyavin et al. High Temperature Thermal Insulation System for Millimeter Wave Sintering of B_4C// Int. J. IRMM Waves, 26, 11, 1531-1541 (2005).

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

[3] A.L.Vikharev, A.M.Gorbachev, A.G.Litvak et al. Diamond films grown by millimeter wave plasma-assisted CVD reactor// Diamond and Related Materials, 15, 502–507 (2006).

[4] A.V.Samokhin, N.V.Alexeev, A.V.Vodopyanov et al. Metal Oxide Nanopowder Production by Evaporation–Condensation Using a Focused Microwave Radiation at a Frequency of 24 GHz// Journal of Nanotechnology in Engineering and Medicine 6, 1, 011008 (2015).

[5] Yu.V.Bykov, S.V.Egorov, A.G.Eremeev et al. Flash microwave sintering of transparent Yb:$(LaY)_2O_3$ ceramics// J. Am. Ceram. Soc., 96, 11, 3518-3524 (2015).

[6] А.Б.Радбиль, И.С.Ильичев, А.А.Шалашова, Л.Л.Семенычева Глубокая переработка жидкофазных отходов лесной промышленности для создания новых материалов// Все материалы. Энциклопедический справочник, 11, 49-54 (2013).

[7] А.В.Яцун, Н.П.Коновалов, И.С.Ефименко. Жидкие продукты пиролиза отработанных автомобильных шин под воздействием СВЧ // Химия твердого топлива 4, 60-65 (2013).

[8] А.А.Якупов, А.М.Екимова, А.Ш.Зиятдинов, Х.Х.Гильманов, А.Г.Лиакумович, Р.А.Ахмедъянова, Р.С.Яруллин. Интенсификация процесса термического пиролиза углеводородов с использованием микроволнового излучения// Нефтепереработка и нефтехимия. Научно-технические достижения и передовой опыт. 6, 22-24 (2008).

References

[1] Yu.Bykov, A.Eremeev, M.Glyavin et al. 24-84 GHz Gyrotron Systems for Technological Microwave Applications// IEEE Trans. on Plasma Sci., 32, 1, 67-72 (2004).

[2] H.Hoshizuki, S.Mitsudo, M.Glyavin et al. High Temperature Thermal Insulation System for Millimeter Wave Sintering of B_4C// Int. J. IRMM Waves, 26, 11, 1531-1541 (2005).

[3] A.L.Vikharev, A.M.Gorbachev, A.G.Litvak et al. Diamond films grown by millimeter wave plasma-assisted CVD reactor// Diamond and Related Materials, 15, 502–507 (2006).

[4] A.V.Samokhin, N.V.Alexeev, A.V.Vodopyanov et al. Metal Oxide Nanopowder Production by Evaporation–Condensation Using a Focused Microwave Radiation at a Frequency of 24 GHz// Journal of Nanotechnology in Engineering and Medicine 6, 1, 011008 (2015).

[5] Yu.V.Bykov, S.V.Egorov, A.G.Eremeev et al. Flash microwave sintering of transparent Yb:$(LaY)_2O_3$ ceramics// J. Am. Ceram. Soc., 96, 11, 3518-3524 (2015).

[6] A.B. Radbil, I. S. Il'ichev, A.A. A. A. Shalashova, L. L. Semenycheva Deep processing of liquid waste of the forest industry to create new materials // All of the materials. Encyclopedic reference, 11, 49-54 (2013).

[7] Yatsun A.V., Konovalov N.P., Efimenko I.S. Liquid products of the microwave pyrolysis of scrap tires // Solid Fuel Chemistry. 2013. Т. 47. № 4. С. 252-254.

[8] Yakupov A.A., Ekimova A.M., Ziyatdinov A.Sh., Gilmanov Kh.Kh., Liakumovich et al. Intensification of process of thermal hydrocarbon pyrolysis with use of microwave radiation// Scientific-technical achievements and advanced experience. № 6, 22-24 (2008).

Acknowledgements

This work is partially supported by the state financing in the framework of the project no. 0035-2014-0024 «Theoretical and experimental investigations of the microwave sources and methods for diagnosis and material processing» Authors would like to thank A.V.Charushin ("Sorbonaft" Ltd., Kirov) for many useful and stimulating discussions.

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

Multichannel microwave radiometric system for solving problems of hydrological monitoring of dams

Victor A. Plushchev[1], Igor A. Sidorov[1], Vitaly Yu. Leushin[1], Eugenij P. Novichikhin[2], Roland Haarbrink[3]
[1]*JSC Radio Engineering Corporation "VEGA"*
34, Kutuzov ave., Moscow, 121170, Russian Federation
igor__sidorov@mail.ru
[2]*IRE RAS n.a. V.A. Kotelnikov*
1, Vvedensky sq, Frjazino, MD, 141190, Russian Federation
epnov@mail.ru
[3]*"Miramap" Company, The Netherlands*
11, Kokermolen, Houten, 3994 DG, The Netherlands
rhaarbrink@miramap.com

Abstract: *Parameters and possibilities of multichannel microwave radiometric system are considered. The scheme of six microwave radiometers, GPS receiver, data acquisition system and personal computer integration into common system arranged on kvadrocycle are describing. The plastic optical fiber dual communication lines between data acquisition system and six radiometric receivers are used in the radiometric system permits to reduce the external distortions influence. The special soft for data collecting, processing and representing in form of radio thermal and soil moisture maps is describing. The results of nature tests of real levies and roads monitoring in The Netherlands on October 2015 is representing.*

Keywords: microwave radiometr, hydrological monitoring, soil moisture, radio thermal map, diagnostic of dams.

Многоканальная СВЧ-радиометрическая система для решения задач гидрологического мониторинга состояния дамб

[1]Плющев В.А., [1]Сидоров И.А., [1]Леушин В.Ю., [2]Новичихин Е.П., [3]Роланд Хаарбринк
[1]*АО «Концерн «Вега»*
Кутузовский проспект, 34, г. Москва, 121170, Российская Федерация
igor__sidorov@mail.ru

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]*«ИРЭ РАН им. академика В. А. Котельникова»*
Площадь Введенского, 1, г. Фрязино МО, 141190, Российская Федерация
epnov@mail.ru
[3]*Фирма «Мирамап» (Нидерланды)*
Кокермолен, 11, г. Хаутен, 3994 DG, Нидерланды
rhaarbrink@miramap.com

Аннотация: *Приводится описание возможностей и технические параметры многоканальной СВЧ-радиометрической системы. Описывается схема интеграции шести СВЧ-радиометров, спутникового навигационного приемника, системы сбора данных и портативного компьютера в единую систему, размещенную на квадроцикле. Приводится описание специального программного обеспечения для накопления и последующей обработки радиометрической информации с построением радиотепловых карт и карт влагосодержания почвогрунтов. Приводятся результаты испытаний системы в октябре 2015 года в Нидерландах по мониторингу состояния искусственных гидрологических сооружений, автомобильных дорог и земляных дамб.*

Ключевые слова: СВЧ-радиометр, гидрологический мониторинг, влагосодержание почвогрунтов, радиотепловые карты, диагностика дамб.

1. Введение

Благодаря плодотворному сотрудничеству специалистов АО «Концерн «Вега» и ИРЭ РАН им. В.В.Котельникова за последние годы были разработаны СВЧ-радиометрические системы и методы обработки первичной и вторичной радиометрической информации, позволившие провести ряд натурных экспериментов с построением радиотепловых карт и карт влагосодержания почвогрунтов [1]. Однако, известные радиометрические системы, имеющие не более двух – трех трассовых радиометрических приемников, не способны получать детализированные изображения подстилающей поверхности за один проход носителя. Многопроходное зондирование связано с трудностями точного позицианирования и удерживания носителя на заданной траектории. Для преодоления отмеченных трудностей, а также для решения задач точного мониторинга состояния дорог и земляных дамб в Нидерландах совместно с нидерландской фирмой «Мирамап» была разработана и испытана шестиканальная радиометрическая система, размещенная на квадроцикле.

Цель настоящей работы – описать возможности и технические параметры шестиканальной СВЧ-радиометрической системы и привести ре-

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

зультаты её натурных испытаний, проведенных на территории Нидерландов в октябре 2015 гола.

2. Результаты проектирования шестиканальной СВЧ-радиометрической системы

При разработке многоканальных СВЧ-радиометрических систем наиболее трудной задачей является обеспечение электромагнитной совместимости радиометрических приемников как с внешними устройствами, так и между собой. В частности, при разработке шестиканальной системы было обнаружено, что шесть интерфейсных линий связи между приемниками и системой сбора данных и шесть линий связи с приемником спутниковой навигационной информации с интерфейсом RS-232C создают слишком большой электромагнитный фон, превышающий в несколько раз чувствительность приемников. Для решения этой проблемы был разработан двунаправленный оптический интерфейс на основе двухжильного POF кабеля с оптическими разъемами и приемопередатчиками [2]. Также разработана шестиканальная система сбора данных с оптическими входами-выходами и интерфейсом связи с компьютером типа USB.

Блок-схема шестиканальной СВЧ-радиометрической системы представлена на рис.1. Она состоит из шести идентичных СВЧ-радиометрических приемников с трехопорной модуляцией [3]. Данные приемники подробно описаны в [4]. Приемники связаны двунаправленным оптическим интерфейсом с системой сбора данных. Система сбора данных связана с компьютером, к которому подключен приемник спутниковой навигационной информации.

Система работает следующим образом. После приема от навигационного приемника навигационных данных персональный компьютер формирует запрос, в который включены навигационный данные. Запрос поступает в систему сбора данных и транслируется во все шесть приемников одновременно. По получению запроса приемники формируют отклик, включающий радиометрическую и навигационную информацию и посылают его обратно в систему сбора данных. Система сбора данных принимает отклики от всех приемников, формирует единую строку информации и пересылает ее в персональный компьютер, одновременно сохраняя информацию на собственной карте памяти типа SDHC. Персональный компьютер запоминает полученную информацию на жестком диске и визуализирует данные на экране после предварительной обработки.

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

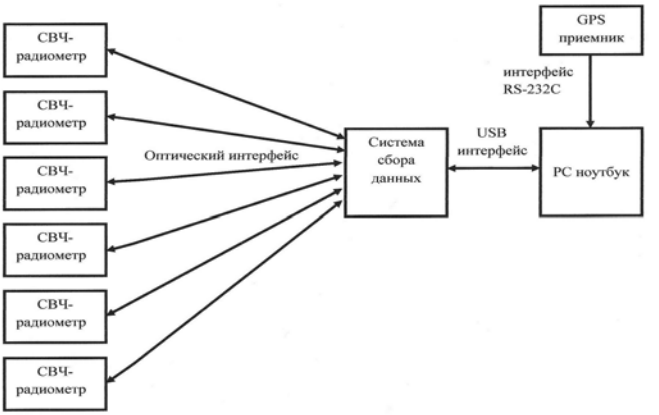


Рис. 1. Блок-схема шестиканальной СВЧ-радиометрической системы.

Fig. 1. Block-diagram of six channel microwave radiometric system.

Конструктивно приемники размещаются на единой платформе в ряд на задней части квадроцикла поперек направления движения, рядом с антенной GPS-приемника. Каждый четный приемник в ряду повернут на 90 градусов по отношению к нечетным приемникам. Такое расположение позволяет одновременно получать информацию как по вертикальной, как и по горизонтальной поляризации.

Персональный компьютер и система сбора данных располагается в передней части квадроцикла, так чтобы оператор-водитель мог в любой момент видеть результат зондирования и навигационные данные. Такое размещение позволяет минимизировать влияние помех, создаваемых персональным компьютером, системой сбора данных и электродвигателем вентилятора охлаждения двигателя квадроцикла на работу приемников.

3. Практические результаты

Испытания системы организовывались фирмой «Мирамап», Нидерланды и проводились на ее территории, где и предполагается опытная эксплуатация системы для решения задач гидрологического мониторинга земляных дамб. Значительная часть территории Нидерландов «отвоёвана» у моря, поэтому проблема гидрологического мониторинга земляных дамб является приоритетной национальной задачей. На рис. 2 показана шестиканальная СВЧ-радиометрическая система, размещенная на квадроцикле.

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

Целью испытаний была проверка работоспособности системы при различных режимах внутренней калибровки. Режим калибровки по источнику «холодного» шума описан в [3,4]. При этом режиме антенная температура вычислялась по формуле 1.

$$T_A = \frac{U_A - U_{Xш}}{U_X - U_{Xш}} \cdot (T_X - T_{Xш}) + T_{Xш} \quad (1)$$

где Тш и Тхш – шумовые температуры согласованной нагрузки и генератора «холодного» шума; Ua, Ux и Uxш – усредненные накопленные значения соответствующих сигналов с выхода приемника.



Рис. 2. Размещение шестиканальной СВЧ-радиометрической системы на квадроцикле.

Fig. 2. Six channels microwave microwave radiometric system arraignment.

Испытания проводились на тестовом полигоне с характерными перепадами влажности почвы. Радиометрическая система регистрировала данные при движении квадроцикла вдоль заданной траектории. Накопленные данные обрабатывались специализированной программой, окно которой представлено на рис.3. В верхней части окна программы представлен график радиояркостных температур вдоль трассы зондирования по всем приемным каналам. Справа внизу окна представлена траектория движения носителя с данными первого канала, представленными в виде псевдоцветов, соответствие цветов радиояркостным температурам представлено справа соответствующим цветовым клином.

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

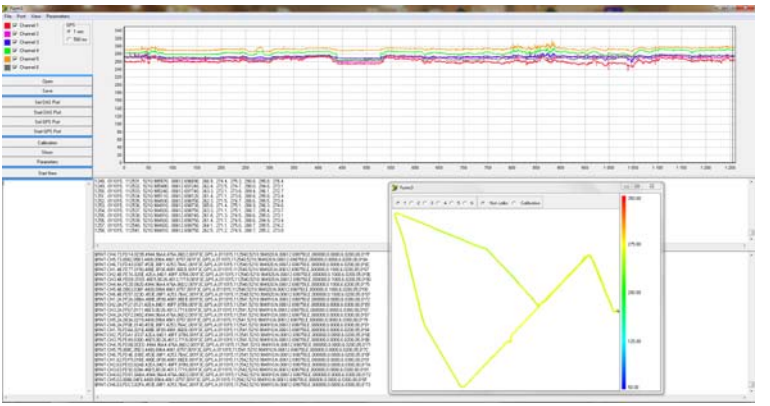


Рис. 3. Окно программы обработки данных зондирования.

Fig. 3. The window of the program for collected data processing.

4. Заключение

В результате проведенных работ и исследований была разработана шестиканальная СВЧ-радиометрическая система для решения задач гидрологического мониторинга автомобильных дорог и земляных дамб. Было разработано специальное программное обеспечение для управления, накопления данных, визуализации и построения радиотепловых и тематических карт. На территории Нидерландов проведены натурные испытания, подтвердившие возможности использования системы по назначению.

Список литературы

[1] Шутко А.М., Сидоров И.А., Новичихин Е.П., Плющев В.А. и др. СВЧ-радиометрия земной и водной поверхностей: от теории к практике // Академическое издательство имени проф. Марина Дринова, София, 2014. 296 с. ISBN 978-954-322-708-2.

[2] Сидоров И.А., Четыркин Д.Ю., Ершов И.А. Оптический интерфейс для радиолокационных систем землеобзора. // Сборник трудов 63-й научно-технической конференции МИРЭА, Часть 5, Москва, 12-26.05.2014 С.72-77.

[3] Верба В.С., Плющев В.А., Сидоров И.А. Радиометр с трехопорной модуляцией. // Патент РФ №2510513, приоритет от 16.05.2012 г.

[4] Сидоров И.А., Плющев В.А., Леушин В.Ю., Гудков А.Г. Портативный СВЧ-радиометр с системой внутренней калибровки по источнику холодного шума. Материалы 25-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 6-12 сентября 2015, Севастополь, 2015, Т. 2, С. 1154-1155. ISBN: 978-1-4673-9414-7.

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

References

[1] Shutko A.M., Sidorov I.A., Novichikhin E.P., Plushchev V.A. and over. Microwave radiometry of land and water surfaces: from theory to practice // Academic publishing house name after professor Marin Drinov, Sofia, 2014. 296 p. ISBN 978-954-322-708-2/

[2] Sidorov I.A. , Chetyrkin D.U., Ershov I.A. Optical interface for earth observation radar systems. // 63 Scientific-technical conference of MIREA, V. 5, Moscow, 12-26.05.2014 pp.72-77.

[3] Verba V.S., Plushchev V.A., Sidorov I.A. Radiometer with three references modulation. // Patent RF №2510513 priority of 16.05.2012.

[4] Sidorov I.A., Plushchev V.A., Leushin V. Yu., Gudkov A.G. Portable microwave radiometer internally calibrated against a source of 'cold' noise. // 25th International Crimean Conference "Microwave and Telecommunication Technology" 6-12 September 2015, Sevastopol, vol. 2, pp. 1154-1155. ISBN: 978-1-4673-9414-7

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

The results of field experiment to measure soil moisture using microwave radiometric receiver aboard the UAV

Victor A. Plushchev[1], Igor A. Sidorov[1], Eugenij P. Novichikhin[2]
[1]*JSC Radio Engineering Corporation "VEGA"*
34, Kutuzov ave., Moscow, 121170, Russian Federation
igor__sidorov@mail.ru
[2]*IRE RAS n.a. V.A. Kotelnikov*
1, Vvedensky sq, Frjazino, MD, 141190, Russian Federation
epnov@mail.ru

Abstract: *Soil moisture measurements in ten centimeters layer depth by means of microwave radiometer located on unmanned helicopter board scientific experiment results are discussing. The flight experiment procedure with samples of soil moisture extracting from the surface and ten centimeters depth in different points along the flight line is describing. The value from soil moisture probes and soil moisture values from radiometric data obtained during the flight were compared. On the May of 2016 in the Moscow region the flight experiment was made.*

Keywords: microwave radiometr, hydrological monitoring, soil moisture, helicopter, UAV

Результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата

[1]Плющев В.А., [1]Сидоров И.А., [2]Новичихин Е.П.,
[1]*АО «Концерн «Вега»*
Кутузовский проспект, 34, г. Москва, 121170, Российская Федерация
igor__sidorov@mail.ru
[2]*ИРЭ РАН им. академика В. А. Котельникова*
Площадь Введенского, 1, г. Фрязино МО, 141190, Российская Федерация
epnov@mail.ru

Аннотация: *Приводятся результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы в слое до десяти сантиметров при помощи СВЧ-*

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

радиометрического приемника, размещенного на борту беспилотного летательного аппарата. Описывается методика проведения летного эксперимента совместно с обеспечением взятия проб грунта с поверхности и с глубины десять сантиметров в различных точках вдоль линии полета. Приводится сравнительный анализ значений влажности из отобранных проб грунта и значений влажности почвы, полученных в результате обработки накопленной в ходе полета радиометрической информации. Летный эксперимент проводился в мае 2016 года на территории Московской области.

Ключевые слова: СВЧ-радиометр, гидрологический мониторинг, влагосодержание почвогрунтов, вертолет, БПЛА.

1. Введение

Благодаря успешному развитию спутниковых систем точного позиционирования стало возможным использование и внедрение навигационных приемников в различных областях народного хозяйства. В частности, стало возможным создание целого класса новых устройств - беспилотных летательных аппаратов и самодвижущихся машин (тракторов, автомобилей и т.д.). Внедрение новых методов позиционирования и управления при сельскохозяйственном производстве позволило говорить о создании новой технологии – «точного земледелия», которое предполагает получение точной информации о состоянии почвогрунтов и посевов сельскохозяйственных культур на полях с точностью до одного метра или лучше. Наличие точных цифровых карт с данными о поверхностной и подповерхностной влажности почвы, температуры ее поверхности, минерализации и количества биомассы растительности позволяет более эффективно обрабатывать почву, а именно, поливать не все под ряд, а только там где сухо, вносить удобрения не по площадям, а только там, где есть всходы и т.д. Кроме того, появляется возможность автоматической обработки полей, где человек-оператор мог бы дистанционно контролировать сразу несколько сельскохозяйственных машин в любое время дня и ночи. По предварительным грубым оценкам, эффективность сельскохозяйственного производства при использовании технологии точного земледелия возрастет минимум на двадцать процентов. Именно поэтому Минпромторг РФ и Минсельхоз РФ считают перспективными и актуальными НИР и ОКР по разработке технологий и аппаратуры для точного земледелия.

Цель настоящей работы – описать результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы в слое до десяти сантиметров и температуры поверхности почвы при помощи СВЧ-радиометра, размещенного на борту беспилотного летательного аппарата.

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. Методика измерения влагосодержания почвогрунтов с использованием СВЧ-радиометров

Методы измерения влагосодержания почвогрунтов, разработанные совместными усилиями специалистов концерна «ВЕГА» и ИРЭ РАН им. В.А.Котельникова [1 и 2], использовались в основном в научных целях. В настоящее время, в связи с развитием технологий точного земледелия, назрела необходимость внедрения их в повседневную практику. СВЧ-радиометрия или пассивное дистанционное зондирование основано на измерении собственного электромагнитного излучения объектов природной среды в диапазоне от миллиметровых до дециметровых волн. СВЧ-излучение почвогрунтов определяется главным образом плотностью, температурой почвы, солёностью почвенного раствора, параметрами растительного покрова (прежде всего биомассой), объёмным содержанием свободной влаги, зависящим от естественного (дождь, снеготаяние) и искусственного (полив) увлажнения, а также от глубины залегания грунтовых вод.

Мерой интенсивности излучения в СВЧ-диапазоне является яркостная температура «Tb», которая представляет собой произведение коэффициента излучения «æ» и физической температуры «Te» с учетом реликтовой температуры небесной сферы «Tн» в пределах эффективно излучающего слоя, что показано в формуле (1). Коэффициент излучения является функцией диэлектрической проницаемости среды.

$$Tb = æ \times Te + (1 - æ) \times Tн \qquad (1)$$

На рис.1 представлена зависимость яркостной температуры и диэлектрической проницаемость почвы от влажности. Из рисунка видно, что максимальную яркостную температуру имеет сухая почва. Чем больше влажность, тем яркостная температура меньше. Также приведены яркостные температуры открытой воды и металлов.

Способ определения влажности почвогрунтов при помощи СВЧ-радиометрического зондирования основан на следующем принципе. Диэлектрическая проницаемость воды (ε=81) существенно больше диэлектрической проницаемости сухой почвы (ε=2...12). Диэлектрическая проницаемость влажной почвы зависит от её влажности, а излучательная способность почвы зависит от её диэлектрической проницаемости. Следовательно, измеряя излучательную способность почвы, можно пересчитать её во влажность почвы.

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

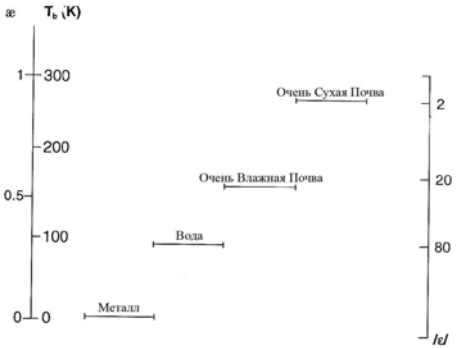


Рис. 1. Зависимость яркостной температуры и диэлектрической проницаемость почвы от влажности (По данным проф. А.М. Шутко – ИРЭ РАН)

Fig. 1. The soil brightness temperature and dielectric permittivity of the soil moisture chart dependence (According to professor A.M.Shutko – IRE RAS)

Для измерения радиояркостных температур в АО «Концерн «Вега» была разработана серия портативных СВЧ-радиометрических приемников – «Ранет» с рабочими длинами волн от миллиметров до дециметров. Для измерения влажности почвы в слое до десяти сантиметров наиболее подходящим является СВЧ-радиометр «Ранет-05», работающий в Ku диапазоне.

Основные технические параметры СВЧ-радиометра «Ранет-05» представлены в таблице 1.

Таблица 1. Основные параметры СВЧ-радиометра «Ранет-05»

Table 1. The main parameters of "Ranet-05" microwave radiometer.

Наименование параметра Parameter	Значение value
Центральная частота настройки приёмника, МГц. Central frequency, MHz.	5500 ±250
Ширина полосы пропускания приёмника, МГц. Band width, MHz.	800 ±40
Секундная чувствительность, °С Sensitivity per second, °С	0,5 ±0,5
Габаритные размеры, мм. Size, mm. Длина, length Ширина, width Высота, height	 280 ±10 190 ±10 230 ±10
Масса блока, кг. Mass of the block kg.	3,5±0,5

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

Более подробно описание СВЧ-радиометра «Ранет-05» приведено в [3].

Благодаря небольшим габаритам и массе СВЧ-радиометра появилась возможность его размещения на борту беспилотного летательного аппарата (см. рис.2).



Рис.2 Размещение радиометра на борту беспилотного вертолета.
Fig.2 Microwave radiometer on unmanned helicopter board.

3. Практические результаты

Натурные испытания системы проводились совместными усилиями специалистовАО «Концерн «Вега» (СВЧ-радиометр), ООО «ГИНУС» (беспилотный вертолет) и ИРЭ РАН им. академика В.А.Котельникова (обработка и представление результатов). Испытания проводились в соответствии с утвержденной методикой в полевых условиях в Рузском районе Московской области. Одновременно проводилось зондирование с борта беспилотного вертолета и наземное сопровождение с отбором проб с поверхности и с глубины десять сантиметров с последующим измерением влажности почвы отобранных образцов по методике ГОСТ 28268-89. На рис.3 изображена карта влажности почвы, полученная в результате обработки радиометрических данных. Значения влажности изображены псевдоцветами в соответствии с цветовым клином (на рис.3 справа внизу). Тонкими черными точками показаны положения носителя через интервал в одну секунду. Жирными черными точками показаны места отбора проб влажности.

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

После построения карт влагосодержания и измерения влажности отобранных проб, полученные результаты были сопоставлены. Был вычислен коэффициент корреляции двух наборов данных, который превысил 90%. Данные радиояркостных температур сопоставлялись с данными полученными при помощи инфракрасного пирометра, где также был достигнут высокий коэффициент корреляции.

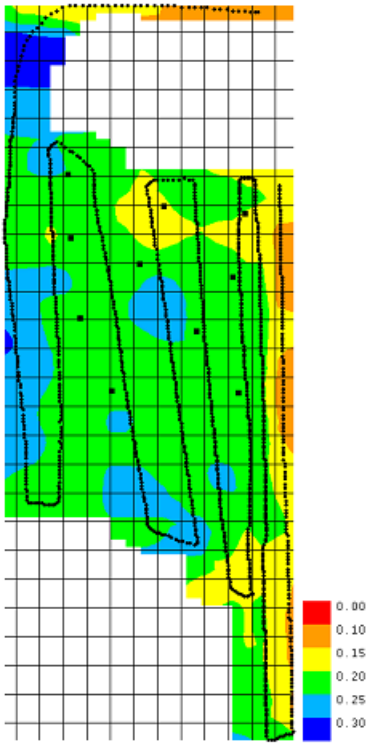


Рис. 3. Пример карты влагосодержания.

Fig. 3. The soil moisture map example.

4. Заключение

В результате проведенных натурных экспериментов подтверждена возможность измерения влажности и поверхностной температуры почв

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

при помощи СВЧ-радиометра, размещенного на борту беспилотного летательного аппарата.

Источник финансирования

Доклад подготовлен по итогам НИР «Земледелие-Вега», проведенного по заказу ООО «ГИНУС» в рамках НИР «Земледелие» на основании Государственного контракта № 15411.214999.11.011 от 31 августа 2015 г. Минпромторга РФ.

Список литературы

[1] Шутко А.М., Сидоров И.А., Новичихин Е.П., Плющев В.А. и др. СВЧ-радиометрия земной и водной поверхностей: от теории к практике // Академическое издательство имени проф. Марина Дринова, София, 2014, 296 с. ISBN 978-954-322-708-2

[2]Шутко А.М. СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов // М., «Наука». 1986 г. 286с.

[3] Сидоров И.А., Солдатенко А.П., Гудков А.Г., Леушин В.Ю., Новичихин Е.П. Результаты натурных экспериментов по мониторингу гидрологической обстановки вдоль автомобильных дорог многочастотной поляриметрической системой СВЧ-радиометров. // Машиностроитель, Том 84, Выпуск 12, 2015г., стр.46-55 ISSN 0025-4568

References

[1] Shutko A.M., Sidorov I.A., Novichikhin E.P., Plushchev V.A. and over. Microwave radiometry of land and water surfaces: from theory to practice // Academic publishing house name after professor Marin Drinov, Sofia, 2014, 296 p. ISBN 978-954-322-708-2

[2] Shutko A.M. Microwave radiometry of water surface and land. // Nauka, Moscow, 1986. 286 p.

[3] Sidorov I.A., Soldatenko A.P.,Gudkov A.G., Leushin V.Y., Novichikhin E.P. The results of nature experiments for soil moisture measuring along highways by means of multispectral polarimetric radiometric system. // Mashinostroitel, V.84, Issue 12, 2015 pp.46-55. ISSN 0025-4568.

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

Controlled focusing of Fresnel to radiotomography

Vladimir P. Yakubov, Sergey E. Shipilov, Vladimir B. Antipov,
Alexander I. Eremeev, Artem V. Kamenev
National Research Tomsk State University
Tomsk, 634050, Russian Federation
yvpl@mail.tsu.ru

Abstract: *The paper proposes a model of reflective array, which provides the focus of the radiation at a given point in space. The each element of array can change the reflection coefficient under the action of external control voltage. The focusing abilities of flat reflection array of monochromatic radiation were studied to solve the problem of radiovision. The array element based on waveguide with a controlled reflection coefficient was developed. The phase shift switching is 180°.*

Keywords: *radiovision, focusing, Fresnel zone, reflective array, varactor.*

Управляемая фокусировка Френеля для радиотомографии

Якубов В.П., Шипилов С.Э., Антипов В.Б., Еремеев А.И.,
Каменев А.В.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, Российская Федерация
yvlp@mail.tsu.ru

Аннотация: *В работе предлагается модель отражательной решетки, обеспечивающей фокусировку излучения в заданную точку пространства. Каждый элемент решетки может изменять коэффициент отражения под действием внешнего управляющего напряжения. Проведено исследование способности фокусировки плоской отражательной решеткой монохроматического излучения для решения задачи радиовидения. Разработан элемент решетки на основе волновода с управляемым коэффициентом отражения, сдвиг фазы при переключении составляет 180°.*

Ключевые слова: радиовидение, фокусировка, зоны Френеля, отражательная решетка, варикап.

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 радиовидения имеют множество перспективных приложений: контроль качества различных материалов, конструкций и сооружений, медицинская диагностика. Благодаря развитию вычислительных средств, стало возможно применение методов радиоволновой томографии, как средств дистанционного неразрушающего контроля и диагностики внутренней структуры, полупрозрачных для радиоизлучения сред и восстановления формы непрозрачных объектов. Задача радиовидения заключается в пересчете данных полученных на основе разностороннего сканирования исследуемых объектов [1]. Для получения многоракурсных проекций волнового поля создают активные антенные решетки с электронным или электромеханическим сканированием. Однако разработка и создание таких решеток является сложной и дорогостоящей задачей, требующей создания и управления большим числом приемопередающих высокочастотных трактов.

При построении антенных решеток механическое сканирование уверенно вытесняется электронным. Наряду с традиционными фазированными решетками все большее применение находят отражательные решетки с управляемой фазой коэффициента отражения элементов. Отражающие элементы обычно выполняются на основе ферритовых фазовращателей, микромеханических систем или полупроводниковых диодов (варикапов) [2].

Ранее были решены две задачи [3]. Получено выражение для описания распределения коэффициента отражения в плоскости отражательной решетки, обеспечивающего фокусировку излучения в заданную точку пространства. Также было получено выражение для поля в точке приемника. Проведенное исследование, позволило проанализировать возможность использования плоской отражательной решетки с управляемым коэффициентом отражения для фокусировки монохроматического излучения и решения задачи радиовидения. Проведенное численное моделирование на тестовом объекте показало возможность восстановления формы зондируемого объекта.

2. Волноводный элемент отражательной решетки

Коммутация фаз коэффициентов отражения элементов, составляющих отражательную решетку, позволяет имитировать зонную пластинку Френеля, обладающую свойством фокусировать исходящие от облучателя излучение в заданную точку пространства, при этом волны, пришедшие от

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

двух соседних зон, будут противофазными. Если изменять геометрическое расположение зонных колец, становится возможным осуществлять электронное сканирование точкой фокусировки в широком секторе углов [4-5]. При этом достаточно использовать только один приемо-передатчик, положение которого остается неизменным.

В качестве фрагмента отражательной решетки был выбран волноводный элемент [6]. На рис. 1 представлена схема волноводного элемента отражательной решетки и его экспериментальный прототип.

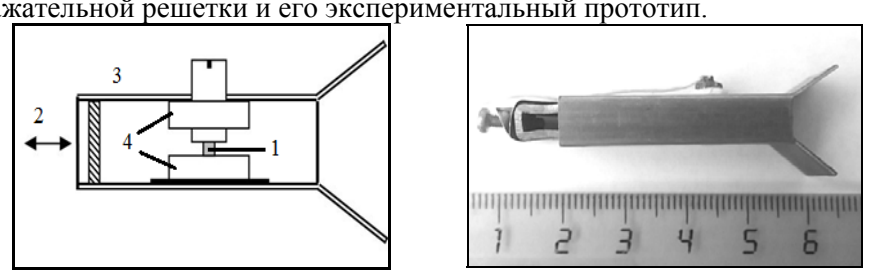


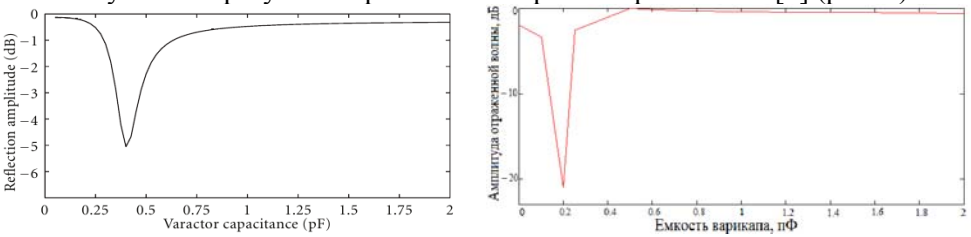
Рис. 1. Структура волноводного элемента (1 - варикап, 2 - короткозамыкатель, 3 - волновод, 4 - трансформатор сопротивления) и его внешний вид.
Fig. 1. Array element structure (1 - varactor, 2 - shorting plunger, 3 - waveguide, 4 - impedance transformer) and its external view

Варикап монтируется в волноводную секцию, размер волновода 11x5.5 мм. Изменяя емкость варикапа путем регулировки напряжения на нем, можно переводить его из состояния с малым сопротивлением в состояние с большим сопротивлением и обратно. При этом варикап, помещенный в волновод, будет либо шунтировать его, либо беспрепятственно пропускать распространяющуюся волну до короткозамыкателя. В последнем случае положением короткозамыкателя можно установить величину переключения фазы коэффициента отражения, равной 180°.

Для согласования волновода на его конце по узким стенкам делается вырезка, а оставшиеся фрагменты широких стенок разводятся, образуя приблизительно апертуру типа рупора. Этот прием позволяет не только снизить паразитное отражение, но и повысить эффективность использования площади решетки. Трансформатор сопротивления образован симметрично расположенными хорошо проводящими дисковыми вставками, одна из которых изолируется от широкой стенки. Варикап припаивается на торец винта, вкручиваемого в неизолированный диск до контакта со вторым диском. К изолированному диску подводится управляющее напряжение. Волноводный элемент включает в себя простейшие детали, благодаря чему допускает массовое тиражирование, а по себестоимости конкурирует с

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

печатными фазовращателями. Для волноводного элемента была получена расчетная зависимость амплитуды отраженной волны от емкости варикапа. Полученный результат сравнивался с patch-отражателем [7] (рис. 2).



а б

Рис. 2. Зависимость амплитуды отраженной волны от емкости варикапа (а - patch-отражатель, б - волноводный отражатель)

Fig. 2. The amplitude of the reflected wave from the capacitance of the varactor (a - patch-reflector, b - waveguide reflector)

Из сравнительного анализа следует вывод, что эффективность волноводного отражателя значительно выше, нежели у patch-отражателя. Данный результат свидетельствует о преимуществах и перспективах исследований в выбранном направлении.

3. Численные и экспериментальные результаты

Экспериментально волноводный элемент продемонстрировал повторяемость характеристик. На рис. 3 представлен график показывающий сдвиг фазы коэффициента отражения, равный 180°.

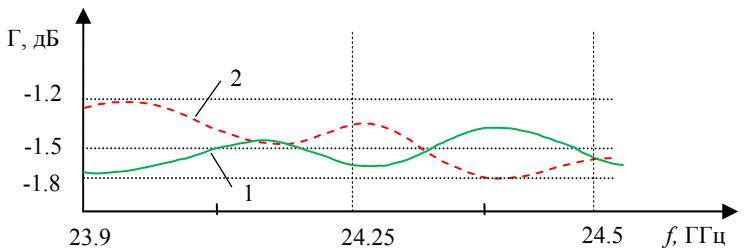


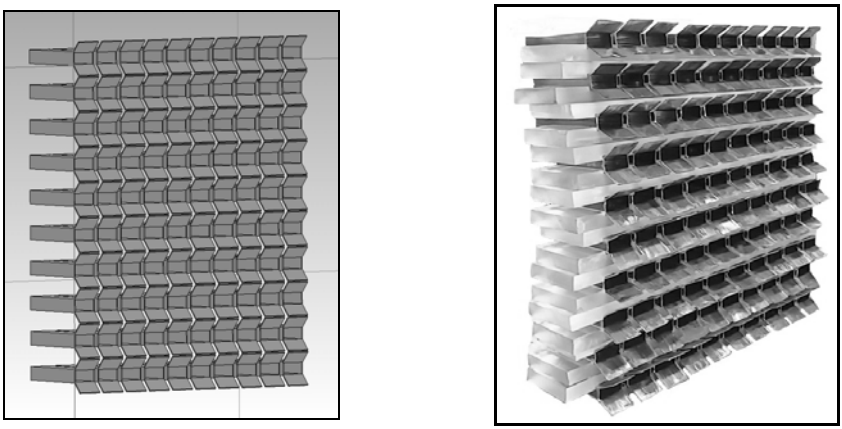
Рис. 3. Коэффициент отражения волноводного элемента (1 – подано напряжение на варикап, 2 – без напряжения на варикапе).

Fig. 3. Reflection coefficient in the waveguide element (1 — control voltage applied to the varactor diode, 2 – no voltage applied)

Сплошная линия (1) соответствует сигналу, отраженному при наличии напряжения смещения на варикапе, а штриховая линия (2) – без приложенного напряжения смещения. На рис. 4а представлено изображение

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

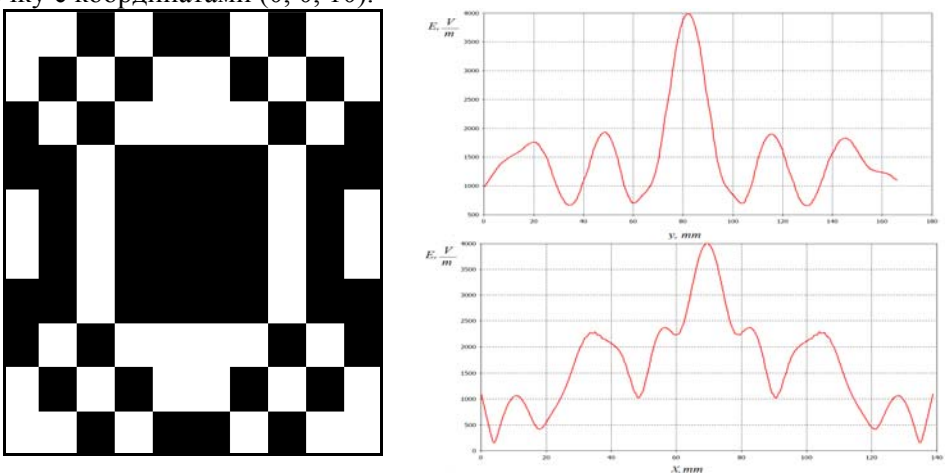
численной модели антенной решетки. На рис. 4б представлен собранный макет отражательной решетки.



а б

Рис. 4. Численная модель и макет отражательной решетки.
Fig. 4. Numerical model and reflection array sample

Распределение коэффициента отражения рассчитывалось по принципу отражательной пластины Френеля [5] с учетом размеров решетки. Расчет проводился для частоты 24 ГГц. На рис. 5а показано распределение коэффициента отражения, которое обеспечивает фокусировку излучения в точку с координатами (0, 0, 10).



а) б)

Рис. 5. Распределение коэффициента отражения и фокусировка излучения.
Fig. 5. Reflectance distribution and radiation focusing

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

На рис. 5б рассчитанное в «CST Microwave Studio» изменение напряженности электрического поля в плоскости *yz* и в плоскости *xz*. Видно, что поле фокусируется в заданную точку, которой соответствует распределение коэффициента отражения (рис. 5а), а именно в точку $(0,0,10)$. В настоящее время разрабатывается аппаратно-программный комплекс управления решеткой. В дальнейшем планируется серия экспериментов с решеткой.

4. Заключение

Таким образом, в ходе работы проведено исследование способности фокусировки в заданную точку плоской отражательной решеткой монохроматического излучения. Предложен элемент решетки с управляемым коэффициентом отражения, сдвиг фазы при переключении составляет 180°. Проведено моделирование антенной решетки состоящей из волноводных элементов в среде «CST Microwave Studio». Моделирование подтвердило возможность фокусировки монохроматического излучения решеткой из волноводных элементов. Предлагаемый вариант создания отражательной томографической установки может служить российским аналогом разработок зарубежных стран. Предложенная авторами работы конструкция отражательной решетки способна обеспечивать высокую скорость фокусировки в заданную точку пространства.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержки гранта, выполняемого по проектной части государственного задания № 3.694.2014/К Минобрнауки России.

Список литературы

[1] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Суханов Д.Я., Клоков А.В. Радиоволновая томография: достижения и перспективы / под ред. В.П. Якубова. 2014. Томск: Изд-во НТЛ. 264 с.

[2] Hum S.V., Perruisseau-Carrier J. Reconfigurable reflectarrays and Array Lenses for dynamic antenna beam control: a review // IEEE Trans. Antennas Propag. 2014. V. 62. No. 1. P. 183-198.

[3] Shipilov S.E., Eremeev A.I., Yakubov V.P. Reflective array with controlled focusing for radiotomographic application // J. Phys.: Conf. Ser. 2016. V. 671. P. 012052.

[4] Leon G., Herran L., Munoz F., Las-Heras F., Hao Y. Millimeter-wave offset Fresnel zone plate lenses characterization // Prog. Electromagn. Res. 2014. V. 54. P. 125-131.

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

[5] Hajian M., Vree G., Ligthart L., Electromagnetic analysis of beam-scanning antenna at millimeter-wave band based on photoconductivity using Fresnel-zone-plate technique // IEEE Antennas Propag. Mag. 2013. V. 45. No. 5. P. 13-15.

[6] Антипов В.Б., Цыганок Ю.И., Шипилов С.Э., Якубов В.П. Волноводные элементы отражательной антенной решетки с электрическим сканированием // Изв. вузов. Физика. 2015. Т. 58. № 10/3. С. 55-58.

[7] Venneri F., Costanzo S., Di Massa G., Marozzo E., Borgia A., Corsonello P., Salzano M. Beam-scanning reflectarray based on a single varactor-tuned element // Int. J. Antennas Propag. 2012. V. 2012. Article ID 290285.

References

[1] Yakubov V.P., Shipilov S.E., Sukhanov D.Ya., Klokov A.V. *Radiowave tomography: achievements and perspectives* (ed. by V. P. Yakubov). Tomsk, NTL Publ., 2014. 264 p. (In Russian).

[2] Hum S.V., Perruisseau-Carrier J. Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: a review. *IEEE Trans. Antennas Propag.,* 2014, vol. 62, no. 1, pp. 183 - 198.

[3] Shipilov S.E., Eremeev A.I., Yakubov V.P. Reflective array with controlled focusing for radiotomographic application. *J. Phys.: Conf. Ser.,* 2016, vol. 671, pp. 012052.

[4] Leon G., Herran L., Munoz F., Las-Heras F., Hao Y. Millimeter-wave offset Fresnel zone plate lenses characterization. *Prog. Electromagn. Res.*, 2014, vol. 54, pp. 125 - 131.

[5] Hajian M., Vree G., Ligthart L. Electromagnetic analysis of beam-scanning antenna at millimeter-wave band based on photoconductivity using Fresnel-zone-plate technique. *IEEE Antennas Propag. Mag.,* 2013, vol. 45, no. 5, pp. 13 - 15.

[6] Antipov V.B., Tsyganok Yu.I., Shipilov S.E., Yakubov V.P. [Waveguide elements of reflective antenna array with electric scanning]. *Izv. vuzov. Fizika,* 2015, vol. 58, no 10/3, pp. 55 - 58. (In Russian).

[7] Venneri F., Costanzo S., Di Massa G., Marozzo E., Borgia A., Corsonello P., Salzano M. Beam-scanning reflectarray based on a single varactor-tuned element. *Int. J. Antennas Propag.,* 2012, vol. 2012, Article ID 290285.

Acknowledgements

The research was supported by the Russian Ministry of Education and Science as a part of the state order No 3.694.2014/K.

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

К возможности управления электромагнитным излучением в КВЧ области частот «умными» материалами

Павлова А. А., Бадьин А. В., Дорожкин К. В.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, Российская Федерация
sandy.surname@gmail.com

Аннотация: *Рассмотрена возможность управления параметрами электромагнитной волны в квазиоптическом тракте в области крайневысоких частот с использованием ферромагнитных жидкостей на основе полусинтетических масел с различными концентрациями наночастиц магнетита. Экспериментально показано влияние внешних продольных и поперечных магнитных полей на коэффициент прохождения электромагнитной волны при различных концентрациях наночастиц магнетита в управляемой среде. Обнаружено изменение коэффициента прохождения линейно-поляризованной электромагнитной волны через кювету с образцом управляемой среды под воздействием малого (до 20 Э) внешнего поперечного магнитного поля в диапазоне частот 120 - 250 ГГц..*

Ключевые слова: «умные» материалы, ферромагнитная жидкость, крайневысокие частоты, полусинтетическое масло, магнетит.

1. Введение

В настоящее время коротковолновая часть терагерцового диапазона частот интенсивно исследуются. Предыдущие исследования показали возможность контроля параметров электромагнитных волн ориентацией нанотрубок в полимере в терагерцовом диапазоне частот[1]. Однако, использование немеханических управляемых материалов в квазиоптических путей более предпочтительно. Для этих целей представляется возможным использовать ферромагнитные жидкости во внешнем магнитном поле. Ферромагнитная жидкость является стабильной коллоидной суспензией магнитных наночастиц (например, магнетита) в жидком носителе [2-3]. Их свойства зависят от характеристик компонентов, а также величины внешнего магнитного поля. При отсутствии внешнего магнитного поля частицы магнетита обладают случайной ориентацией и ферромагнитная жидкость изотропна [2-3]. Но при приложении внешнего магнитного поля происходит упорядочивание частиц друг за другом в его направлении, формируя

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

тонкие линейные цепи, распределенные по всему образцу и ориентированные в направлении приложенного внешнего магнитного поля.

В данной работе с помощью квазиоптического спектрометра СТД-21, адаптированного для измерения электромагнитного отклика ферромагнитных жидкостей во внешних магнитных полях, исследуется возможность управления электромагнитным излучением в КВЧ области.

2. Методика измерений

Измерительная установка (рис. 1.) представляет собой квазиоптический спектрометр СТД-21 на основе интерферометра Маха-Цандера, ячейку для жидких материалов, систему продольных и поперечных катушек Гельмгольца.

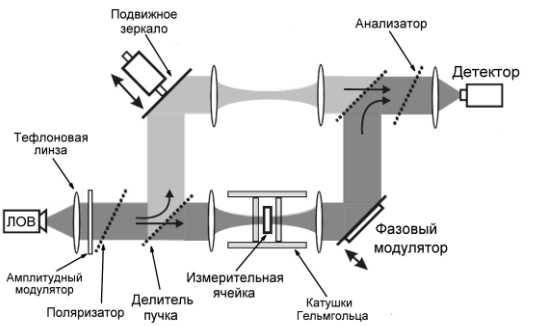


Рис. 1. Схема квазиоптического спектрометра СТД-21 для исследования ферромагнитных жидкостей во внешних магнитных полях

Квазиоптический спектрометр имеет два плеча (опорное и измерительное). В качестве источника монохроматического излучения крайне высокой частоты использовалась лампа обратной волны, работающая в диапазоне 120-258 ГГц. Детектирование прошедшей мощности излучения осуществлялось с помощью акустооптического преобразователя (ячейка Голлея). Фокусировка квазиоптичекого пучка производилась тефлоновыми линзами. Ячейка изготавливалась из немагнитного материала, окна которой выполнены из фторопласта толщиной 60 мкм, слой ферромагнитной жидкости составлял 9,92 мм. Амплитудная модуляция с частотой 23 Гц задавалась амплитудным модулятором (прерывателем). Сеточный делитель пучка на входе интерферометра разделяет электромагнитную волну

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

на две со взаимноортогональными поляризациями. Первая волна поступает в измерительное плечо, взаимодействует с ферромагнитной жидкостью, отражается от фазового модулятора и делителя пучка на выходе, попадает на детектор. Вторая волна проходит через опорное плечо и интерферирует на выходе с волной измерительного плеча. Аппаратно-программное обеспечение при помощи подвижного зеркала отслеживает его положения компенсации оптической длины в опорном плече в процессе сканирования частоты. Таким образом, из полученной частотной зависимости значений коэффициента прохождения и фазы производится вычисление комплексной диэлектрической проницаемости ферромагнитной жидкости при конкретных значениях внешнего магнитного поля.

3. Практические результаты

Предварительно были изготовлены 5 образцов ферромагнитных жидкостей (таблица 1) на основе полусинтетических масел и магнетита, средний диаметр частиц которых составлял 5 мкм.

Табл. 1. Параметры ферромагнитных жидкостей на основе полусинтетических масел и магнетита

Образец	Полусинтетическое масло (%)	Магнетит (%)	Кинематическая вязкость ($м^2/с$)
1	65	35	1.33×10^{-5}
2	70	30	1.33×10^{-5}
3	80	20	1.33×10^{-5}
4	70	30	8.50×10^{-5}
5	70	30	4.00×10^{-6}

Измерения диэлектрической проницаемости образцов ферромагнитных жидкостей под воздействием внешнего магнитного поля напряженность до 300 Э показали изменение коэффициента прохождения в зависимости от направления приложения магнитного поля. Для образца № 2 получены максимальные значения изменения диэлектрической проницаемости. Воздействие поперечным магнитным полем (направление приложения внешнего магнитного поля совпадает с поляризацией электромагнитной волны) приводит к увеличению диэлектрической проницаемости. График зависимости действительной части диэлектрической проницаемости ферромагнитной жидкости (образец № 2) от величины напряженности внешнего магнитного поля (рис. 2, слева) показывает рост действительной части диэлектрической проницаемости при малых полях с насыщением при 20 Э.

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

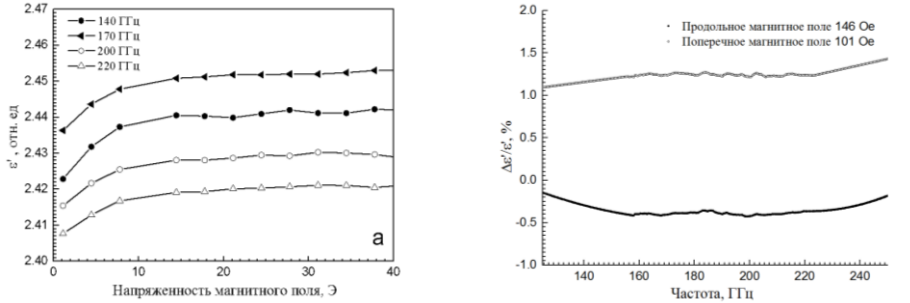


Рис. 2. Зависимость действительной части диэлектрической проницаемости от величины напряженности внешнего магнитного поля (слева) и частотная зависимость относительного изменения действительной части диэлектрической проницаемости (справа) образца ферромагнитной жидкости №2

Приложение поперечного магнитного поля величиной 146 Э приводит к увеличению диэлектрической проницаемости на 1-1,5% в области частот 120-250 ГГц (рис. 2, справа).

4. Заключение

Полученные результаты анизотропии электрофизических свойств ферромагнитных жидкостей показывают влияние внешнего магнитного поля на диэлектрические свойства ферромагнитной жидкости в КВЧ области частот и в дальнейшем могут быть использованы в терагерцовом диапазоне частот в составе перестраиваемых элементов квазиоптического тракта.

Список литературы

[1] G.E. Dunaevskii, V.I. Suslyaev, V.A. Zhuravlev, et. al. “Electromagnetic response of anisotropic polystyrene composite materials containing oriented multiwall carbon nanotubes”, 39th IRMMW-THz International Conference, 6956106, Tucson, USA, Sept. 14-19, 1-2, 2014.

2] Zhenyu Wu, Anna Mueller, Sven Degenhard, et. al. “Enhancing the magnetoviscosity of ferrofluids by the addition of biological nanotubes”, ACS Nano, vol. 4, № 8, pp. 4531–4538, 2010.

[3] Vékás, L., Raşa, M., & Bica, D. Physical properties of magnetic fluids and nanoparticles from magnetic and magneto-rheological measurements. Journal of Colloid and interface Science, 231(2), pp. 247-254, 2000.

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

Coordinate correction system based on GPS for robotized vessel within coastal zone

Igor B. Shirokov, Ivan V. Skorik, Ilyas S. Ablyakimov
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org

Abstract: *This articled narrates the coordinate correction system for research robotized vessel that is exploited in remote control mode within the coastal zone. The corrections are computed at the control center by comparing the coordinates received by GPS receiver on board of the vessel and GPS reference stations with known longitude and latitude. The aim of the paper is to find the minimum number of GPS reference stations necessary to deliver accuracy of a few centimeters.*

Keywords: *correction, coordinates, GPS, reference station.*

Применение системы корректировки координат роботизированного судна в прибрежных водах с использованием GPS

Широков И.Б., Скорик И.В., Аблякимов И.С.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org

Аннотация: *В докладе рассматривается система корректировки координат роботизированного исследовательского судна для корректировки курса судна в режиме дистанционного управления в прибрежной зоне. Корректировочные координаты вычисляются в центре управления, путем сравнения координат, полученных приемником судна и опорными GPS станциями с известными координатами. Цель доклада заключается в нахождении минимального количества базовых станций GPS для обеспечения точности порядка нескольких сантиметров.*

Ключевые слова: корректировка, координаты, GPS, базовая станция.

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 докладе рассматривается система, позволяющая корректировать координаты роботизированного исследовательского судна, где координаты принимаются стандартным GPS приемником, который установлен на борту судна. Такая система необходима для возможности коррекции координат исследовательского судна в режиме дистанционного управления в прибрежной зоне. Система корректирования предусматривает установку некоторого количества стационарных GPS базовых станций вдоль береговой линии, которые непрерывно получают текущие координаты и вычисляют величину ошибки по долготе и широте принятых координат GPS приемником базовой станции с известными (заданными) координатами. Эту ошибку базовая станция передает на пост управления исследовательским судном, где формируется специализированная поправочная карта. Далее, роботизированное судно предает собственные координаты принятые бортовым GPS приемником. После чего координаты судна накладываются на поправочную карту, что позволяет идентифицировать поправку по долготе и широте судна относительно тех координат, которые принял GPS приемник на самом судне. Так как центр управления исследовательским судном использует канал для передачи телеметрии, то поправочные координаты передаются непосредственно к системе управления самим судном, что позволит осуществить точное позиционирование судна в режиме дистанционного управления и обеспечить высокую безопасность передвижения судна в условиях сложной береговой линии со скальными выступами.

2. Анализ работы стандартных систем GPS

Стандартная система GPS без использования дифференциальной системы повышения точности обеспечивает измерение расстояния, времени и местоположение во всемирной системе координат WGS 84 [1]. Зона покрытия спутниковой навигационной системы позволяет определить три основных параметра в любом месте Земли в условиях открытого пространства (исключая приполярные области). Однако, стандартная система GPS с использованием простейшего GPS приемника обеспечивает точность определения местоположения объектов в пределах от нескольких метров до нескольких десятков метров (при условии, что зона покрытия обеспечивается хотя бы тремя GPS спутниками), что является неприемлемым для использования в условиях дистанционного управления роботизированным исследовательским судном в прибрежной зоне, так как высока

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

вероятность кораблекрушения в связи со сложным рельефом береговой и прибрежной линиями.

Для повышения точности стандартной системы GPS используется дифференциальная система корректирования, что реализовано на практике при помощи наземных опорных GPS станций со строго определенными, известными координатами. Система дифференциальной GPS (DGPS) используется регионально [2—4]. Однако использование DGPS не достаточно для обеспечения дистанционного управления исследовательским судном, так как необходимо не только знать местонахождение судна, а требуется осуществлять дистанционное управление судном и автоматически вносить поправку в текущие координаты судна, так чтобы это никак не влияло на точность управления судна в дистанционном режиме. Поэтому предлагается иная региональная система коррекции координат исследовательского судна в прибрежной зоне.

3. Принцип функционирования системы коррекции

Предлагаемая система коррекции координат курса роботизированного исследовательского судна в режиме дистанционного управления (рис. 1) включает в себя следующее основные блоки: GPS приемник, установленный на борту роботизированного исследовательского судна, опорные станции с GPS приемками и центр управления.

Задача, возложенная на опорные станции, заключается в том, чтобы принимать сигнал от GPS спутников и затем сравнивать их с известными координатами. Вычисленная разница между долготой и широтой передается по радиоканалу в цент управления. Затем, в центре управления при помощи специализированного программного обеспечения составляется поправочная карта, на которую накладываются текущие координаты нахождения судна. Имея поправочную карту, становится возможным рассчитать поправку местоположения судна на маршруте следования. Откорректированные координаты предаются из центра управления непосредственно в систему телеметрии судна, что позволяет достаточно быстро выполнить коррекцию координат. Для обеспечения достаточной точности поправочной карты практическим путем будет установлено минимальное необходимое число опорных GPS станций, которые необходимо разместить на контролируемом побережье.

Основным преимуществом предложенной системы коррекции заключается в том, что центр управления обеспечивает выполнение двух задач: дистанционное управление и коррекция настоящего местоположения исследовательского судна. Таким образом, оператор, управляя судном,

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

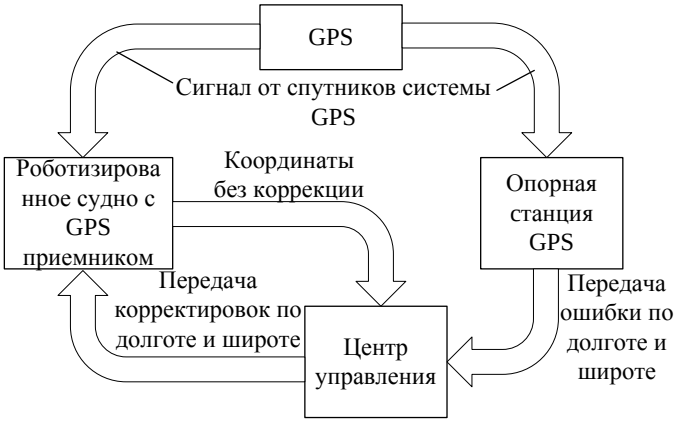


Рис. 1. Структурная схема функционирования системы коррекции

получает возможность позиционировать судно с высокой точностью порядка нескольких десятков сантиметров, что является первостепенным при выполнении исследовательских задач касательно исследования морского дна и побережья.

4. Заключение

Обзор показал, что дифференциальная GPS может быть использована только для определения собственных координат судна, что является недостаточным, так как такая система не позволяет корректировать координаты судна с точки зрения картографирования местности и собственно дистанционного управления самим судном. В свою очередь, предложенная система функционирует по принципу, близкому к дифференциальной GPS, но при этом позволяет обеспечить автоматическую коррекцию координат исследовательского судна в режиме дистанционного управления.

Список литературы

[1] Серапинас Б.Б. Глобальные системы позиционирования. М.: ИКФ «Каталог», 2002. 106 с.

[2] Wolfe D.B., Judy C. L, Haukkala E.J., Godfrey D.J. Engineering the world's largest DGPS Network // OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition. 2000. V. 1. P. 79-87.

[3] Bock Y., Chadwell D., Spiess F. Real-time positioning and navigation for ocean applications using GPS // OCEANS 2003. Proceedings. 2003. V. 2.

[4] Яценков В.С. Основы спутниковой навигации. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 272 с.

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

Investigation of the features of chirp signal application to the ultrasonic flow measurements

Mikhail V. Ronkin
Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
e-mail: mvRonkin@gmail.com

Abstract: *The paper present the investigation of using of leaner frequency modulated signals in clamp-on flow measurements. The correlation scheme is proposed for processing of received signals. The results of comparison of proposed and etalon flow meters are presented. The relation of signal to noise ratio to accuracy is considered. The accuracy about 1% is obtained for investigated flow meter.*

Keywords: *ultrasonic, flow measurements, flow meter, signal processing, signals with linear frequency modulation.*

Исследование особенностей использования частотно модулированных сигналов в ультразвуковых расходомерах

Ронкин М. В.
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина г. Екатеринбург, 620000, Российская Федерация
e-mail: mvRonkin@gmail.com

Аннотация: *В работе исследована возможность использования линейно-частотно модулированных сигналов в ультразвуковой бесконтактной расходометрии. Предложено использовать корреляционную схему приема сигнала. Приведены результаты сличения показаний предложенного и эталонного расходомеров. Рассмотрено влияние отношения сигнал/шум на точность показаний. Для исследуемого накладного ЛЧМ расходомера получена погрешность измерений 1%.*

Ключевые слова: ультразвук, расходометрия, расходомер, обработка сигналов, сигналы с линейно-частотной модуляцией.

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

Измерение расходов жидкостей и газов в трубопроводах одна из наиболее частых задач, требуемых в промышленности. Одними из наиболее перспективных и активно развиваемых методов расходометрии, являются методы, основанные на использовании ультразвуковой (УЗ) локации. Их достоинствами являются возможность работать с большинством сред на трубопроводах из большинства используемых материалов. Кроме того, УЗ позволяет проводить измерения с накладными датчиками, без контакта с контролируемой средой [1].

Анализ погрешности измерения расхода ультразвуковым расходомером показывает, что одной из основных проблем является обеспечение высокой точности измерения времени задержки сигнала [2]. На сегодняшний день во всех промышленно выпускаемых расходомерах используются импульсные режимы излучения сигнала [1]. Прием сигнала, как правило, осуществляется пороговым методом [2]. Это связано с простотой его реализации и дешевизной приемного устройства. Однако, этот метод не является оптимальным [3]. Современный уровень развития элементной базы электроники позволяет разрабатывать сравнительно недорогие и эффективные устройства, позволяющие использовать сложно модулируемые сигналы и реализовать методы их цифровой обработки. В том числе линейно-частотно моделированные (ЛЧМ) сигналы [4]. Целью данной статьи является исследование возможности использования ЛЧМ сигналов в задачах измерения расхода при помощи УЗ.

2 Принцип работы ЛЧМ расходомера

Схема работы ультразвукового времяпролетного расходомера представлена на рисунке 1.

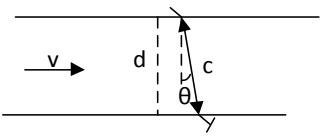


Рис. 1. Схема работы ультразвукового времяпролетного расходомера

Fig. 1. Scheme of ultrasonic flow meter working principle

Принцип измерения расхода (см. Рис. 1.) основан на эффекте ускорения или замедление акустической волны, проходящей через движущийся поток. При этом время задержки могут быть выражены как:

$$\tau_{u,d} = [d/\cos\theta]/[c \pm v \sin\theta] + \tau_h, \quad (1)$$

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 τ_u- время задержки по потоку (плюс в знаменателе); τ_d-время задержки против потока (минус в знаменателе); c – скорость звука; d – диаметр трубопровода; θ – угол ввода колебаний в среду; τ_h – время прохождения сигнала через стенку трубопровода. Скорость потока и расход при этом вычисляются по разности τ_u и τ_d [1]:

$$v = \Delta\tau c^2/[2d\tan\theta], \quad (2)$$

$$Q = kv\,\pi d^2/4, \quad (3)$$

где v – скорость потока; Q – расход; $\Delta\tau$ разность времен прохождения сигнала по потоку и против него; k – гидравлический поправочный коэффициент [1]. Из уравнения (2) следует, что задача измерения расхода сводится к задаче измерения разности задержек. Также следует отметить, что кроме полезной составляющей принимаемого сигнала, на приемник поступают сигналы, вызванные реверберацией волн. Часто алгоритмы обработки сигналов УЗ расходомеров основываются на теории радиолокации. Одним из наиболее эффективных способов повышения точности измерений временных задержек в задачах ближней локации является использование непрерывного излучения сигналов сложной формы. Такие сигналы позволяют обеспечить более высокое отношение сигнал/шум при ограничениях на мощность излучения чем импульсные [5].

Авторами [6] предложено использовать ЛЧМ излучение в расходомерах газа при больших скоростях потока. Прием и обработка сигнала в работе [6] осуществляется при помощи согласованной фильтрации, что не позволяет использовать один и тот же фильтр для всего диапазона измеряемых скоростей [6]. Однако, из теории дальнометрии с непрерывным ЛЧМ излучением известно, что в целях измерения задержек предпочтительным является прием сигнала при помощи схемы корреляционного приема. Задача при такой обработке сводится к измерению частоты низкочастотного сигнала, являющегося продуктом перемножения опорного и задержанного в среде ЛЧМ сигналов (см. рис. 2) [7].

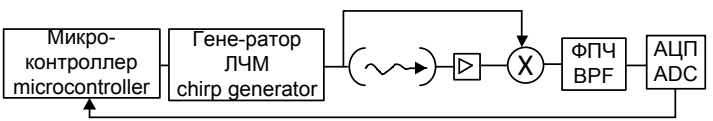


Рис. 2. Схема корреляционного приема ЛЧМ сигналов. ФПЧ – фильтр полосовых частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Fig. 2. Scheme of CHIRP correlation signal processing. BPF – band pass filter, ADC – analogue to digital converter

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

Принцип работы схема приема (см. рис. 2) заключается в синхронном излучении и гетеродинировании на приеме сигнала вида:

$$s = A\sin(\omega t + \Delta\omega t^2/2T_м), \quad (4)$$

где A – амплитуда излученного УЗ сигнала; $\omega = 2\pi f$ – несущая круговая частота, 2π рад/с; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ – девиация круговой частоты,; $T_м$ – период модуляции.

Результатом перемножения излученного и опорного сигналов гетеродина является суперпозиция сигналов с частотами, равными сумме их фаз и разности. При помощи полосового фильтра (ФПЧ) из полученной смеси выделяют низкочастотную составляющую, которая называется сигнал биения и имеет выражение [7]:

$$s = A\cos([\Delta\omega\tau/T_м]\,t + \varphi) + n(t), \quad (5)$$

где A – амплитуда сигнала биений; τ – задержка; $T_м$ – период модуляции; φ – фаза сигнала биений; $n(t)$ – шум, который в общем виде может иметь составляющие белого шума и паразитных х сигналов.

Информационным параметром в сигнале (5) является частота [7]. Таким образом, задача измерения задержки УЗ сигналов сводится к задаче измерения частоты сигналов биений.

3 Практические результаты

Для проведения экспериментальной работы использовалось оборудование *«National Instruments».* Параметры сигнала: период модуляции 18 мс; полоса девиации 620 кГц; частота 850 кГц; угол ввода колебаний 19^0; амплитуда на излучателе 6 В. Датчики устанавливались с одной стороны относительно стенки трубопровода, разнесенные в его продольном направлении (“V” – образная схема). Схема бесконтактного ультразвукового ЛЧМ расходомера приведена на рис. 3. Схема включает контролируемую среду (вода), помещенную в трубопровод из стали; пьезопреобразователи (ПЭП1 и ПЭП2) помещенных на внешней стенке трубопровода, коммутатор, выполненный в виде реле, переключающий режимы «по потоку» и «против потока»; цифровой блок «National Instruments» PXI 8051, с включенными в его структуру АЦП (14 бит, частота дискретизации до 100 MSPS, NI PXI 4012), генератор сигналов свободной формы (14 бит, частота дискретизации до 100 MSPS, NI PXI 5042) и RLC метр, подключенный к термрезистору датчика ПЭП1 для измерения температуры на внешней поверхности трубопровода. Среднеквадратичное отклонение (СКО) собственного шума на приеме 2,3 мВ. Цифровой блок, обеспечивает операции формирования аналогового сиг-

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

нала (4), методом прямого синтеза с частотой дискретизации 10 МГц. Сигнал подается на пьезопреобразователи, имеющие резонансную частоту 1 МГц. Сигнал, прошедший через контролируемую среду оцифровывается АЦП на частоте 10 МГц. Выборка оцифрованного сигнала перемножается с опорным в блоке смесителя; полученная смесь подается на полосовой фильтрации (ФПЧ) в результате на выходе имеется выборка сигнала биений (5).

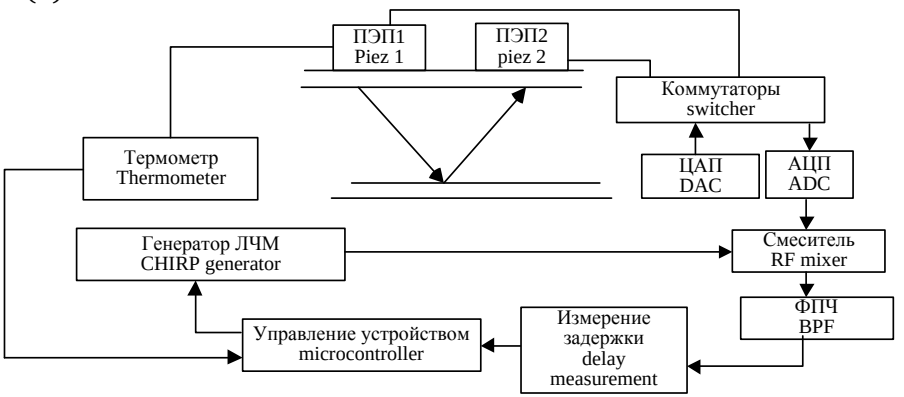


Рис. 3. Блок-схема бесконтактного УЗ ЛЧМ расходомера

Fig. 3. Block-scheme of clamp-on ultrasonic CHIRP flow meter

Частота сигнала биений полученного по схеме на рис. 3 вычисляется при помощи быстрого преобразования Фурье (БПФ). Выборка сигнала добивается нулями до 2^{18}. Скорость потока и расход вычисляются по разности частот по потоку и против него, пересчитанных в задержки τ согласно (2). Показания ЛЧМ расходомера определялись как скользящие среднее по 50 измерениям (что соответствует времени измерения 1,8 с). Оценка результатов проводилось методом сличения с показаниями эталонного расходомера. В установке использовался электромагнитный встраиваемый одноплоскостной расходомер «Мастерфлоу» - МФ с погрешностью 1% [8]. Результаты сравнения СКО усредненного расхода исследуемого и эталонного расходомеров приведены в табл. 1.

Табл. 1. Сравнение показаний ЛЧМ и эталонного расходомера

Table 1. The comparison of measurement results of CHIRP and etalon flow meters

Q, м^3/ч	v, м/с	СКО$_{ЛЧМ}$, м^3/ч	СКО$_{эталон}$, м^3/ч	СКО$_{ЛЧМ}$/Q, %	СКО$_{эталон}$/Q, %
19	4	0,118	0,119	0,62	0,63
8,9	1,9	0,037	0,035	0,42	0,39
5,3	1,1	0,028	0,02	0,53	0,38
2,23	0,5	0,0097	0,0149	0,43	0,67
1	0,2	0,0086	0,0111	0,86	1,11

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

Анализ результатов, представленный в табл. 1, позволяет сделать вывод о том, что точность исследуемого расходомера имеет тот же порядок, что и у эталонного. Также проведено исследование точностных характеристик расходомера. Исследовалась зависимость СКО от отношения сигнал/шум (ОСШ), задаваемого изменением амплитуды сигнала в диапазоне 0,5 – 6 В.

Результаты сравнения СКО в логарифмическом масштабе от ОСШ в дБ для $v = 0;\ 1{,}8;\ 4$ м/с приведены на рис. 4.

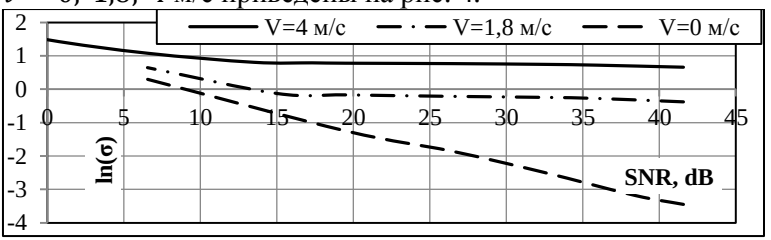


Рис. 4. Зависимость СКО (σ) ЛЧМ расходомера от отношения сигнал/шум (SNR)

Fig. 4. The relation of STD (σ) from SNR

Из зависимостей, представленных на рис. 4 видно, что СКО измерений зависит от скорости потока, что может быть объяснено дополнительной дисперсией, являющейся следствием стохастического турбулентного характера потока [1]. При повышении скорости потока данные зависимости переходят в насыщение при ОСШ 10-15 дБ. Для нулевой скорости данного феномена не наблюдается. Возрастание СКО при увеличении скорости потока (Табл.1) косвенно подтверждает приведенные выводы.

4 Заключение

Проведена работа по исследованию возможности использования ЛЧМ сигналов в УЗ бесконтактном расходомере. Предложена схема корреляционного приема ЛЧМ сигналов. Для предложенной схемы проведено экспериментальное исследования точностных характеристик. Погрешность измерения исследуемой разработки составляет около 1%. Анализ зависимости СКО измерений от ОСШ позволяет предположить влияние характера турбулентности потока на общую погрешность показаний при ОСШ более 10-15 дБ. Таким образом, при достижении ОСШ результатов на таком уровне, общую погрешность измерений следует снижать усреднением показаний. Измерения частоты сигнала биений проводились при помощи поиска пика спектра, полученного БПФ. При этом для получения необходимого разрешения выборка добивалась нулями до 2^{18}, что требует

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

большого объема вычислительных ресурсов и оперативной памяти. При реализации ЛЧМ расходомера на микроконтроллере, требуется разработка быстрых алгоритмов измерения частоты, позволяющих обходить данную проблему.

Список литературы

[1] Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества вещества. Книга 2. М.: Политехника, 2004. 411с.

[2] Lunde P., Froysa K. Handbook of uncertainty calculation ultrasonic fiscal gas metering stations. Oslo:NFOGM. 2001. 287 p.

[3] Ronkin M.V., Kalmikov A.A. Investigation of approximation method for increase the accuracy of phase measurement systems // 23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013). 2013. P. 1200-1201.

[4] Kalmykov Al. A., Ronkin M.V. Investigation of algorithm for measuring short realization of chirp signals //25rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 2015. P. 878-879.

[5] Van Trees H.L., Bell K.L., Tian Z. Detection Estimation and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory. N.-Y.: Wiley, 2013. 1176 p.

[6] Mylvaganam K.S. and Folkestad T. Chirp excitation of ultrasonic probes and algorithm for filtering transit times in high-rangability gas flow measurement // IEEE trans. of ultrasonic, ferroelectric and frequnecy control. 1993. V. 40 No 3. P. 193-215.

[7] Skolnik M. Introduction to radar Systems. The McGraw-Hill Book Com., 1981. 581 p.

[8] Преобразователь расхода МастерФлоу. 2011 г. http://masterflow.ru/index.php?option=com_docman&task=cat_view&gid=18&Itemid=30

References

[[1] Kremlevskij P.P. [*flow meters and counters of substation amount*]. Vol 2. Moscow, Politehnika, 2004. 411 p. (In Russian).

[2] Lunde P., Froysa K. *Handbook of uncertainty calculation ultrasonic fiscal gas meatering stations* Oslo, NFOGM., 2001. 287 p.

[3] Ronkin M.V., Kalmikov A.A. Investigation of approximation method for increase the accuracy of phase measurement systems. *23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013),* 2013, pp. 1200-1201.

[4] Kalmykov Al. A., Ronkin M.V. Investigation of algorithm for measuring short realization of chirp signals. *25rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015),* 2015, pp. 878-879.

[5] Van Trees H.L., Bell K.L., Tian Z. *Detection Estimation and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory.* N.-Y., Wiley, 2013. 1176 p.

[6] Mylvaganam K.S. and Folkestad T. Chirp excitation of ultrasonic probes and algorithm for filtering transit times in high-rangability gas flow measurement. *IEEE trans. of ultrasonic, ferroelectric and frequency control*, 1993, vol. 40, no. 3, pp. 193-215.

[7] Skolnik M. *Introduction to radar Systems*. The McGraw-Hill Book Com., 1981. 581 p.

[8] Преобразователь расхода МастерФлоу. 2011 г. *http://masterflow.ru/index.php?option=com_docman&task=cat_view&gid=18&Itemid=30*

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

Comparison of delay measurement algorithms for the ultrasonic flow meters

Alexey A. Kalmykov, Mikhail V. Ronkin
Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
e-mail: mvRonkin@gmail.com

Abstract: *The paper considering the possibility of using of suboptimal algorithms, which based on phase measurement for ultrasonic flow meters with CHIRP modulated signals. The accuracy of estimation depends on signal to noise ratio have been compared for the proposed model. For the ultrasonic CHIRP flow meter it has been shown that Cramer-Rao low bound can be attained in case of high signal to nose ratio.*

Keywords: *Ultrasonic flow meters, flow measurements, frequency measurements, phase based measurements, CHIRP signal radars.*

Сравнение алгоритмов измерения задержки сигналов ультразвуковых расходомеров

Калмыков А.А., Ронкин М. В.
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина г. Екатеринбург, 620000, Российская Федерация
mvRonkin@gmail.com

Аннотация: *В статье рассмотрена возможность использования субоптимальных алгоритмов измерения частоты, основанных на измерении зависимости фазы сигнала от времени для задачи ультразвуковой расходометрии с ЛЧМ излучением. Для построенной модели проведено сравнение погрешности оценок в зависимости от отношения сигнал/шум. Для УЗ ЛЧМ расходомера показана возможность достижения границы Крамера-Рао при больших отношениях сигнал/шум.*

Ключевые слова: Ультразвуковые расходомеры, измерение расхода, измерение частоты, измерения на основе фазы, локация с ЛЧМ сигналами

1 Введение

Расход жидкостей и газов в трубопроводах является одной из наиболее часто измеряемых величин в промышленности. Одним из наиболее

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

перспективных и активно развиваемых методов расходометрии является метод, основанный на использовании ультразвуковой (УЗ) локации. Их достоинствами являются возможность работать практически с любыми средами на трубопроводах из большинства используемых материалов [1].

Задача измерения расхода при помощи ультразвука сводится к измерению времени прохождения сигналов через движущийся поток. При этом время задержки могут быть выражены как [1]:

$$\tau_{u,d} = d/[(c \pm v \sin\theta)\cos\theta], \quad (1)$$

где τ_u- время задержки по потоку (плюс в знаменателе); τ_d-время задержки против потока (минус в знаменателе) и по потоку (плюс); c – скорость звука; d – диаметр трубопровода; θ – угол ввода колебаний в среду.

Анализ погрешности измерения расхода ультразвуковым расходомером показывает, что одной из основных проблем является обеспечение высокой точности измерения времени задержки сигнала [2]. На сегодняшний день во всех промышленно выпускаемых расходомерах используются импульсные режимы излучения сигнала [1]. Прием сигнала, как правило, осуществляется пороговым методом [2]. Это связано с простотой его реализации и небольшой стоимостью приемного устройства. Однако данный метод не является оптимальным [3]. Современный уровень развития элементной базы электроники позволяет разрабатывать сравнительно недорогие и эффективные устройства, позволяющие использовать сложно модулированные сигналы и реализовать их цифровую обработку. В том числе линейно-частотно модулированные (ЛЧМ) сигналы [4].

При использовании схемы корреляционного приема задача измерения задержки сводится к измерению частоты т.н. сигнала биения вида [5]:

$$s = A\cos([\Delta\omega\tau/T_м]t + \varphi) + n(t), \quad (2)$$

где A – амплитуда сигнала биений; $\tau -$ задержка; $T_м$ – период модуляции; φ – начальная фаза; $n(t)$ – шум, который в общем виде может иметь составляющие белого шума и паразитных сигналов [5]. Наиболее частым методом измерения частоты является поиск максимума пика спектра сигнала, полученного при помощи быстрого преобразования Фурье (БПФ). Такой подход, в случае использования спектра периодограммы, является оценкой по критерию максимума правдоподобия и удовлетворяет границе Крамера-Рао [7]. Недостатками такого подхода являются требование к большому объему выборки, сложность измерения частоты между отсчетами частотной сетки и невозможность выполнения алгоритмов он-лайн [6].

Для измерения частоты, по существу, одиночного сигнала на фоне белого шума рядом авторов предложены субоптимальные алгоритмы оценки частоты на основе зависимости фазы сигнала от времени, позво-

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

ляющие преодолеть описанные выше недостатки и достигающие границы Крамера-Рао при больших отношениях сигнал/шум (ОСШ) [8]. Целью статьи (доклада) является сравнение методов оценки частоты сигналов биений для геометрической модели ультразвукового расходомера.

2 Модель и алгоритмы решаемой задачи

Модель принимаемого сигнала может быть представлена как:

$$r(n) = s(n) + z(n) = A\exp[j(\omega n + \theta)] + z(n), n = 0,1, \dots N-1, \quad (3)$$

где $r(n)$ – комплексные отсчеты принимаемой выборки; $s(n)$- отсчеты полезного сигнала; $z(n)$ – комплексный белый Гауссов шум, с дисперсией σ_z^2; A,ω и θ неизвестные детерминированные параметры и T – период дискретизации [7]. Модель (3) может быть сведена к виду:

$$r(n) = A[1 + v(n)]\exp[j(\omega_0 n + \theta)], \quad (4)$$

где $v(n) = z(n)/s(n)$. В работе [8] показано, что при больших ОСШ (4)

$$|1 + v(n)| \approx 1; \arg(1 + v(n)) = \arctan(v_I/(1 + v_Q) \approx v_I), \quad (5)$$

где v_I – мнимая часть $v(n)$ с дисперсией $var(v(n)) = \sigma^2/2A^2$. Тогда выражение (4) сводится к виду [8]:

$$r(n) = A\exp[j(\omega n + \theta + v_I)]. \quad (6)$$

Граница Крамера-Рао для ω сигнала (6), когда A,ω, θ неизвестны [8]:

$$var\{\hat{\omega}\} = 12var(v(n))/N(N^2 - 1) = 6\sigma^2/2A^2N(N^2 - 1), \quad (7)$$

где $\hat{\omega}$ – оценка частоты. Для модели сигнала (6) частота может быть найдена на основание только отсчетов его фазы [8]. Модель (4) подразумевает наличие в сигнале только одной гармоники на фоне белого Гауссового шума [8]. Принимаемый сигнал УЗ расходомера может быть представлен как совокупность: полезного сигнала, УЗ волны, проходящей через контролируемую среду, которая принимается на фоне переотраженных сигналов в трубопроводе и паразитных сигналов, проходящих по трубе [10]. Вид экспериментально полученного сигнала биений УЗ расходомера и его спектр показаны на рисунках 1а и 1б соответственно.

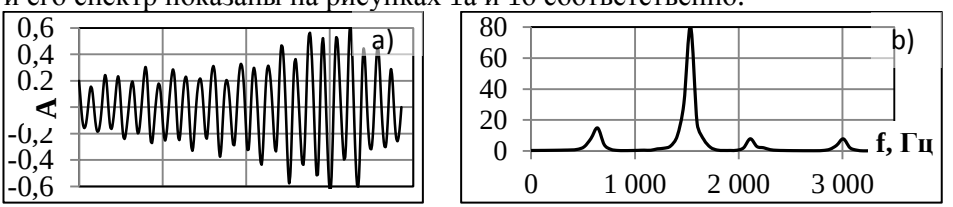


Рис. 1. а) вид сигнала биений УЗ расходомера; б) его спектр

Fig. 1 a) the CHIRP flow meter signal b) it's specter

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

Максимальный пик спектра (рисунок 1б) при частоте 1533 Гц соответствует полезному сигналу, также имеют место: сигал по трубе с частотой 670 Гц и дважды переотраженный сигнал реверберации на частоте 3 кГц. Также в системе имеется амплитудная модуляция, вызванная характером амплитудно-частотной характеристики преобразователей и акустическим трактом. Оценка частоты сигнала (6) аппроксимацией фазы методом наименьших квадратов приводит к выражению [8]:

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{Tret}} = \frac{12}{\mathrm{N}(\mathrm{N}^2-1)}\sum_{\mathrm{n}=0}^{\mathrm{N}-1}(\mathrm{n}-(\mathrm{N}-1)/2)\arg \mathrm{r}(\mathrm{n}), \quad (8)$$

где $\arg \mathrm{r}(\mathrm{n})$ – операция получения фазы $\mathrm{r}(\mathrm{n})$. Недостатком алгоритма (8) является необходимость разворота фазы в область значений $[0,\infty)$. Для преодоления этого авторами [9] предложено перейти к процессу вида

$$\Delta_{\mathrm{n}} = \arg\ \mathrm{r}(\mathrm{n}+1) - \arg\ \mathrm{r}(\mathrm{n}) = \arg[\mathrm{r}^*(\mathrm{n})\mathrm{r}(\mathrm{n}+1)], \quad (9)$$

Для такого процесса оценка имеет выражение:

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{Kay}} = \sum_{\mathrm{n}=0}^{\mathrm{N}-2} \mathrm{w}_{\mathrm{n}} \arg[\mathrm{r}^*(\mathrm{n})\mathrm{r}(\mathrm{n}+1)], \quad (10)$$

где w_{n} – весовая функция вида:

$$\mathrm{w}_{\mathrm{n}} = \frac{3\mathrm{N}}{2(\mathrm{N}^2-1)}\left\{1-\left[\frac{\mathrm{n}-(\mathrm{N}/2-1)}{\mathrm{N}/2}\right]^2\right\}. \quad (11)$$

Оценки сигналов (10) и (8) идентичны, однако выражение (10) не требует разворота фазы. Показано, что алгоритмы (10) и (8) удовлетворяют границе Крамера-Рао (7) при высоких ОСШ, и обладают пороговым ОСШ около 6 дБ, ниже которого дисперсия резко возрастает. Для сигналов типа (6) оценка (10) представляет собой, по сути, сумму одного автокорреляционного отсчета с весом [11].

Авторами [12] проанализирован общий случай – для автокорреляционной функции по всем отсчетам. При этом алгоритм оценки представляет собой нуль производной спектра автокорреляционной функции (максимум периодограммы), которая в случае большого ОСШ приводит к оценке [12]:

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{Fritz}} = \sum_{\mathrm{n}=0}^{\mathrm{N}-1} \frac{6\mathrm{n}}{\mathrm{N}(\mathrm{N}+1)(2\mathrm{N}+1)} \arg\{\widehat{\mathrm{R}}_{\mathrm{N}}(\mathrm{n})\}, \quad (12)$$

где $\widehat{\mathrm{R}}_{\mathrm{N}}(\mathrm{n})$ – автокорреляционная функция $\widehat{\mathrm{R}}_{\mathrm{N}}(\mathrm{n}) = \sum_{\mathrm{k}=\mathrm{n}}^{\mathrm{N}-1} \mathrm{r}(\mathrm{k})\mathrm{r}(\mathrm{k}-\mathrm{n})$. Оценка частоты (12) имеет дисперсию, совпадающую с границей Крамера-Рао [12]. Недостатком алгоритма (12) является узкий диапазон не смещенной оценки ($\widehat{\omega} < \pi/\mathrm{N}$), а также необходимость разворота фазы [11]. Авторами [13], следуя подходу, аналогичному [12] и [9], предложен алгоритм оценки по разности отсчетов корреляционной функции [12]:

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{MCRB}} = \sum_{\mathrm{n}=0}^{\mathrm{N}=1} \mathrm{w}(\mathrm{n}) \arg\{\widehat{\mathrm{R}}_{\mathrm{N}}(\mathrm{n})\widehat{\mathrm{R}}_{\mathrm{N}}(\mathrm{n}-1)\}, \quad (13)$$

где:

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

$$w_{MCRB}(n) = 2[N(N^2-1) - n(n-1)(3N-2n+1)]/N^2(N^2-1) \quad (14)$$

Оценка (13) не требует разворота фазы. Однако проблема диапазона остается. Авторами [14] решена задача расширения диапазона оценки (14), для чего выражение (13) предлагается вычислять с весом [14]:

$$w_{M\&M}(n) = 3[(N-n)(N-n+1)]/N(N^2-1) \quad (15)$$

Алгоритм (13) с весом (15) позволяет получить не смещенную оценку частоты при $\hat{\omega} < 0.2\pi$ [14].

3 Результаты численного моделирования

Сигнал моделировался как суперпозиция полезного сигнала и паразитных сигналов, описанных выше. Амплитудная модуляция (АМ) акустического тракта, для которого получен сигнал, показанный на рисунке 1а, аппроксимирована как:

$$h_{AK}(n) = \left[\frac{1}{1+78NT([n-n_1]/n_0-n_0/[n-n_1])^2}\right]^{\alpha}, \quad (16)$$

где $h_{AK}(n)$ - отсчет АМ; $n_0 = N/2$; $n_1 = 35$; $\alpha = 1.3$, T – период дискретизации. Также промоделировано влияние сетевой помехи ($h_{сет}$) 50 Гц амплитудой 0,1. Общая амплитуда A(n) вычислялась как $A(n) = h_{AK}h_{сет}A$. Общий вид модулируемого сигнала соответствует полученному экспериментально (рисунок 1).

Для модели сигнала УЗ расходомера проведено моделирование описанных выше алгоритмов, обозначенных как: *Kay* (10), *Fitz* (12), *MCRB* (13) и *M&M* (13) с весом (15). Также для сравнения представлены оценки по максимуму периодограммы (*ML*) и граница Крамера-Рао (*CRLB*) (7). Результаты сравнения среднеквадратических отклонений (СКО) (σ) алгоритмов в логарифмическом масштабе от ОСШ, дБ представлены на рис. 2.

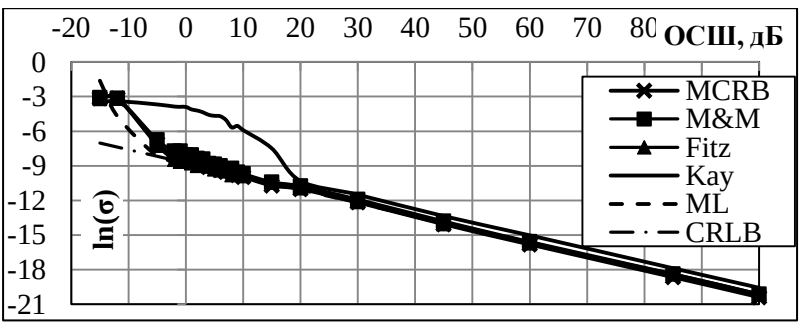


Рис. 2. Зависимости СКО оценок от отношения сигнал/шум

Fig. 2 The relation of STD to signal to noise ratio

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

Из графиков, представленных на рисунке 2 видно, что наибольшей точностью обладают алгоритмы, основные на измерение фазы автокорреляционной функции при ОСШ более 0 дБ. Алгоритм *Kay* (10) обладает наименьшей точностью, и пороговым ОСШ ~ 10 дБ. Отношение *СКО* (10) к Границе Крамера-Рао в условиях модели 0.8.

4. Заключение

В результате проведенной работы изучены возможности измерения задержки для УЗ расходомера с ЛЧМ излучением и схемой корреляционного приема. Показано, что при этом задача сводится к измерению частоты амплитудно-модулированного полезного сигнала на фоне сигналов паразитных переотражений. Для построенной модели принимаемой выборки предложено использовать субоптимальные алгоритмы измерений частоты на основе зависимости фазы сигнала от времени и проведено исследование их СКО в зависимости от отношения сигнал/шум.

Из проведенных исследований можно заключить, что для УЗ расходомера с ЛЧМ излучением при ОСШ от 0 дБ и высоких требованиях к точности следует использовать алгоритм *M&M* [14]. Однако следует учитывать смещение результата при $\hat{f} > 0.1 f_s$ [14].

СКО оценки (8) превышает границу Крамера-Рао на 25%, при ОСШ более 10-20 дБ. При этом алгоритм имеет меньшую вычислительную сложность и несмещенный диапазон до $\hat{f} < f_s/2$. Таким образом алгоритм может быть применен при наличии требований к высокой скорости измерения частоты.

Список литературы

[1] Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества вещества. Книга 2. М.: Политехника, 2004. 411с.

[2] Lunde P., Froysa K. Handbook of uncertainty calculation ultrasonic fiscal gas metering stations. Oslo:NFOGM. 2001. 287 p.

[3] Ronkin M.V., Kalmikov A.A. Investigation of approximation method for increase the accuracy of phase measurement systems // 23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013). 2013. P. 1200-1201.

[4] Kalmykov Al. A., Ronkin M.V. Investigation of algorithm for measuring short realization of chirp signals //25rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 2015. P. 878-879.

[5] Skolnik M. Introduction to radar Systems. The McGraw-Hill Book Com., 1981. 581 p.

[6] Liao Y. Phase and Frequency Estimation: High-Accuracy and Low-Complexity Techniques, 2011 www.wpi.edu/Pubs/ETD/Available/etd-042511-144644/unrestricted/YLiao.pdf

[7] Rife D. and Boorstyn R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations // IEEE Transactions on Information Theory. 1974. V. 20 No. 5. P. 591–598.

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

[8] Tretter S. A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression // IEEE Trans. Inform. Theory. 1985. V. IT-3 No. 1. P. 832-835.

[9] Kay S. A Fast and Accurate Single Frequency Estimator // IEEE Trans. on acoustics. Speech. And signal processing. 1989. V. 37. No. 12. P. 1987-1990.

[10] Бражников Н.И., Белевитин В.А. и Бражников А.И. Ультзравуковой контроль и регулирование технологических процессов. М.:Теплотехника, 2008. 256 с.

[11] Volcker B., Handel P. Frequency estimation from proper sets of correlations // IEEE Trans. on signal processing. 2002. V. 50, No. 4. P. 791-802.

[12] Fitz M.P. Further Results in the Fast Estimation of a Single Frequency //IEEE Trans. on communications. 1994. V. 42. P. 862-864.

[13] Dongming B., Gengxin Z., Xinying Y. A maximum likelihood based carrier frequency estimation algorithm // Proceedings of ICSP2000. 2000. V. 1. P. 185 – 188.

[14] Mengali U. and Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission // IEEE Trans. Commun. 1997. V. 45. P. 23-25.

References

[1] Kremlevskij P.P. [*flow meters and counters of substation amount*]. Vol 2. Moscow, Politehnika, 2004. 411 p. (In Russian).

[2] Lunde P., Froysa K. *Handbook of uncertainty calculation ultrasonic fiscal gas metering stations* Oslo, NFOGM., 2001. 287 p.

[3] Ronkin M.V., Kalmikov A.A. Investigation of approximation method for increase the accuracy of phase measurement systems. *23rd Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013)*, 2013, pp. 1200-1201.

[4] Kalmykov Al. A., Ronkin M.V. Investigation of algorithm for measuring short realization of chirp signals. *25rd Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015)*, 2015, pp. 878-879.

[5] Skolnik M. *Introduction to radar Systems*. The McGraw-Hill Book Com., 1981. 581 p.

[6] Liao Y. *Phase and Frequency Estimation: High-Accuracy and Low-Complexity Techniques*, 2011, www.wpi.edu/Pubs/ETD/Available/etd-042511-144644/unrestricted/YLiao.pdf

[7] Rife D. and Boorstyn R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1974, vol. 20, no. 5, pp. 591–598.

[8] Tretter S. A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1985, vol. IT-3, no. 1, pp. 832-835.

[9] Kay S. A Fast and Accurate Single Frequency Estimator. *IEEE Trans. on acoustics. Speech. And signal processing*, 1989, vol. 37, no. 12, pp. 1987-1990.

[10] Brazhnikov N.I., Belevitin V.A. i Brazhnikov A.I. [*Ultrasonic control and regulation of technological processes*]. Moscow, Teplotehnika, 2008. 256 p. (In Russian).

[11] Volcker B., Handel P. Frequency estimation from proper sets of correlations. *IEEE Trans. on signal processing*, 2002, vol. 50, no. 4, pp. 791-802.

[12] Fitz M.P. Further Results in the Fast Estimation of a Single Frequency. *IEEE Trans. on communications*, 1994, vol. 42, pp. 862-864.

[13] Dongming B., Gengxin Z., Xinying Y. A maximum likelihood based carrier frequency estimation algorithm. *Proceedings of ICSP2000*, 2000, vol. 1. pp. 185 – 188.

[14] Mengali U. and Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, vol. 45, pp. 23-25.

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

Investigation of the characteristics of fiber optic delay lines with different types of optical emission intensity modulation

Alexey S. Raevskii, Vladimir V. Biryukov, Vladimir V. Grachev,
Sergey A. Kapustin, Sergey G. Lobin
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, *603950, Russian Federation*
physics@nntu.nnov.ru

Abstract: *The results of experimental and theoretical studies of fiber-optic delay lines with different types of intensity modulation of the optical carrier are presented. It was considered the using in the delay lines either optical radiation sources of constant intensity, modulated by microwave signal by using an external electro-optical modulator or laser diodes with direct modulation of the pump current. The results of an experimental study of the characteristics of the oscillator microwave signals, constructed using both types of fiber-optic delay lines are described.*

Keywords: *fiber-optic delay line, the intensity modulator, Mach-Zehnder interferometer, the pump current modulation, laser transmitter, optoelectronic oscillator*.

Исследование характеристик волоконно-оптических линий задержки с различными типами модуляции интенсивности оптического излучения

Раевский А.С, Бирюков В.В., Грачев В.А., Капустин С.А.,
Лобин С.Г.
Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
physics@nntu.nnov.ru

Аннотация: *Представлены результаты экспериментальных и теоретических исследований волоконно-оптических линий задержки с различными типами модуляции интенсивности оптической несущей. Рассмотрены применения в линиях задержки источников оптического излучения постоянной интенсивности с модуляцией СВЧ сигналом внешним электрооптическим модулятором, а также ла-*

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

зерных излучателей с прямой модуляцией тока накачки. Описаны результаты экспериментального исследования характеристик автогенератора СВЧ сигналов, построенного с применением обоих типов волоконно-оптических линий задержки.

Ключевые слова: волоконно-оптическая линия задержки, модулятор интенсивности, интерферометр Маха-Цендера, модуляция тока накачки, лазерный излучатель, оптоэлектронный автогенератор.

1. Введение

В настоящее время актуальной научно-технической задачей является разработка компактных, стабилизированных, малошумящих и обладающий широкой спектральной перестройкой измерительных генераторов сантиметрового, миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Подобные генераторы необходимы при построении современных радиолокационных систем, систем спутниковой и космической связи, а также прецизионной измерительной аппаратуры.

Одним из новых и перспективных способов создания перестраиваемых по частоте, малошумящих автогенераторов в диапазоне частот до 100 ГГц является применение в них стабилизированной малошумящей оптоэлектронной линии задержки [1, 2]. Малый фазовый шум СВЧ генератора достигается за счет создания на базе оптической линии задержки высокодобротного оптоэлектронного резонатора с нагруженной эквивалентной добротностью более 10^5.

Модуляция интенсивности оптической несущей может осуществляться как с помощью внешнего модулятора, так и при помощи прямого воздействия СВЧ сигнала на ток накачки лазерного излучателя.

2. Исследование волоконно-оптической линии задержки с внешним электрооптическим модулятором

Рассмотрим волоконно-оптическую линию задержки (ВОЛЗ) с внешним электрооптическим модулятором (ЭОМ) на базе интерферометра Маха-Цендера IM-1550-20-a (рис. 1). Модуляционная характеристика этого модулятора имеет следующий вид:

$$K_{EOM} = \frac{1}{2}\left[1 + b \cdot \cos\left(\pi \frac{U_{RF}(t)}{U_{\pi}} + \theta_0\right)\right],$$

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

где U_π – полуволновое напряжение модулятора, b – коэффициент разбаланса плеч интерферометра, $U_{RF}(t) = U_{bias} + U_{RF0}\cos\omega t$ – модулирующее напряжение, θ_0 – начальный сдвиг фазы (рабочая точка). Для использованного экземпляра ЭОМ они равны: $U_\pi = 4{,}8$ В, $\theta_0 = \pi/2$ и $b = 1$.

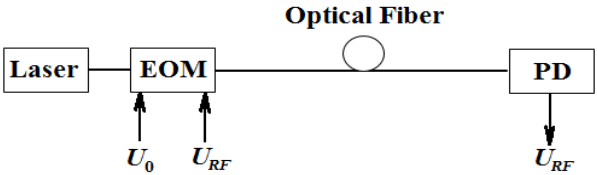


Рис. 1. Структурная схема ВОЛЗ с внешним электрооптическим модулятором (PD — фотодиод, EOM —электрооптический модулятор, U_0 — напряжение смещения, U_{RF} — модулирующее напряжение).

Fig. 1. Block diagram of a fiber optic delay line with an external electro-optic modulator (PD — photodiode, EOM —electro-optic modulator, U_0 — bias voltage, U_{RF} — modulating voltage)

Применение модулятора с фазовым сдвигом равным $\pi/2$ позволяет получить максимальную линейность при нулевом напряжении смещения U_{bias}.

Воспользовавшись зависимостью коэффициента передачи ЭОМ, описанную в [3], принимая во внимание потери на разъемные соединения оптических волокон, потери в оптическом волокне SMF-28e, с учетом значения чувствительности фотодетектора можем определить мгновенные значения напряжения на выходе фотодетектора ВОЛЗ:

$$U_{RF\,out}(t) = \frac{0{,}4R\Pi_{PD}P_{in}}{\alpha_{EOM}} \cdot \left[1 - \sin\left(\pi\frac{U_{bias}}{U_\pi}\right) \cdot \left[J_0\left(\pi\frac{U_{RF\,in}}{U_\pi}\right) + 2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}\left(\pi\frac{U_{RF\,in}}{U_\pi}\right)\cdot\cos(2n\omega t)\right] - \cos\left(\pi\frac{U_{bias}}{U_\pi}\right)\cdot\left[2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}\left(\pi\frac{U_{RF\,in}}{U_\pi}\right)\cdot\sin\left((2n-1)\omega t\right)\right]\right], \quad (1)$$

где R и Π_{PD} – нагрузка и чувствительность фотодетектора соответственно, P_{in} – мощность оптической несущей на входе ЭОМ. Параметры $R = 50$ Ом, $\Pi_{PD} = 0{,}7$ А/Вт, $P_{in} = 10$ мВт, $\alpha_{EOM} = 5$ дБ, $U_\pi = 4.8$ В известны из паспортных данных на используемые компоненты.

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

Выражение (1) не учитывает частотные зависимости фотодетектора и модуляционной характеристики модулятора. Рассчитанные средние значения коэффициента передачи ВОЛЗ по первой гармонике для трех разных значений напряжения U_{bias}: 0; $U_\pi/4$; $U_\pi/2$ и $U_{RF\,in} = U_\pi/3$ представлены в табл. 1, а определенные экспериментально – на рис.2.

Табл. 1. Рассчитанные значения коэффициента передачи ВОЛЗ.
Table 1. The calculated values of the transmission coefficient of the FODL

U_{bias}, V	0	$U_\pi/4$	$U_\pi/2$
K_{RF}, dB	-44,8	-50.5	-65,5

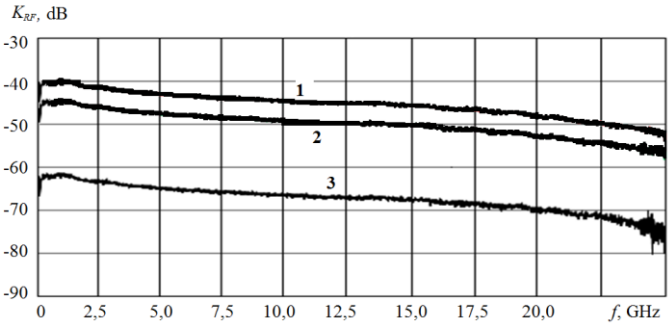


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи ВОЛЗ от управляющего напряжения (кривая 1 соответствует $U_{bias} = 0$, 2 — $U_{bias} = U_\pi/4$, 3 — $U_{bias} = U_\pi/2$).

Fig. 2. Dependence of the FODL transfer coefficient on the control voltage (curve 1 corresponds to the $U_{bias} = 0$, 2 – $U_{bias} = U_\pi/4$, 3 – $U_{bias} = U_\pi/2$)

Многие нежелательные спектральные компоненты можно устранить либо выбирая соответствующий сдвиг фазы $\theta = \pi U_{bias}/U_\pi$ модулятора, либо меняя напряжение смещения (начальный сдвиг фаз исследуемого модулятора $\pi/2$). При сдвиге фазы на $\theta = 0$ достигается максимум чувствительности на основной частоте и устраняются гармоники четного порядка. При $\theta = \pm\pi/2$ в спектре выходного сигнала отсутствуют гармоники нечетного порядка, максимальной величины достигают четные гармоники.

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

На рис. 3 представлены графики зависимостей мощностей первой, второй и третьей гармоник от амплитуды входного модулирующего сигнала.

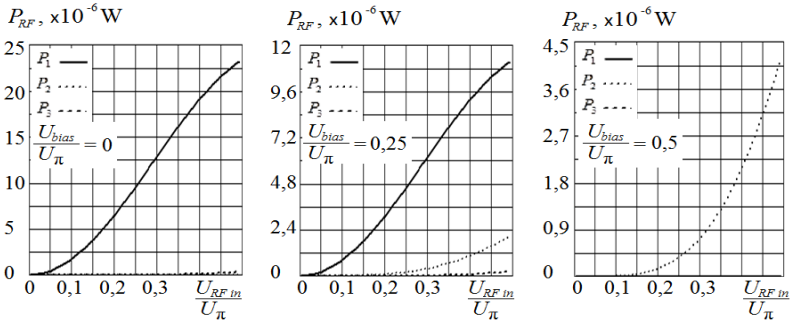


Рис. 3. Зависимости мощностей первой, второй и третьей гармоник от амплитуды модулирующего сигнала

Fig. 3. Dependence of the power of the first, second and third harmonics of the modulating signal amplitude

Исходя из представленных зависимостей, можно сделать вывод, что при определенном положении рабочей точки на модуляционной характеристике ЭОМ можно производить умножение частоты.

На базе данной линии задержки был изготовлен макет одноконтурного автогенератора СВЧ сигналов, работающий в диапазоне частот от 15 до 22 ГГц. Его реализация и характеристики описаны в [4].

3. Исследование волоконно-оптической линии задержки с модуляцией тока инжекции лазерного излучателя

Данная линия задержки имеет значительно меньшие массогабаритные параметры, по сравнению с выше рассмотренной и не требует применения дорогостоящего внешнего модулятора, обладает меньшими потерями на электрооптическое преобразование. Однако ей присущи некоторые недостатки – один из них, меньший диапазон рабочих частот. Структурная данной схема ВОЛЗ представлена на рис. 4.

Источник оптического излучения – лазерный диод LDI-DFB-1550-10/40, фотоприемник – Emcore 2522b.

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

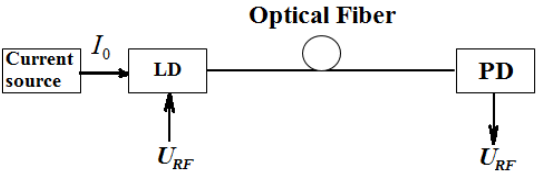
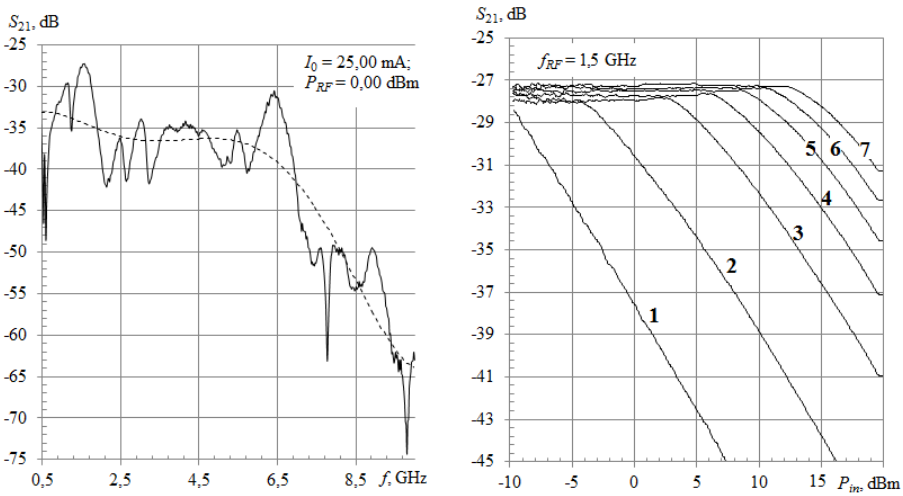


Рис. 4. Структурная схема ВОЛЗ с модуляцией тока накачки лазерного диода (LD — лазерный диод, PD — фотодиод, I_0 — ток смещения, U_{RF} — модулирующее напряжение).

Fig. 4. Block diagram of a fiber optic delay line with modulation of the injection current (LD – laser diode, PD — photodiode, I_0 — bias current,U_{RF} — modulating voltage)

На рис. 5 а приведена экспериментальная зависимость коэффициента передачи ВОЛЗ от частоты, из которой следует, что ее верхняя рабочая частота составляет 6,5 ГГц, а потери в среднем минус 36 дБ. Зависимость коэффициента передачи от мощности модулирующего сигнала при различном токе накачки лазерного диода дана на рис. 5 b. Из нее следует, что компрессия по входу по уровню минус 1 дБ при токе накачки 35 мА (оптическая мощность 5 мВт) составляет 15 дБ.



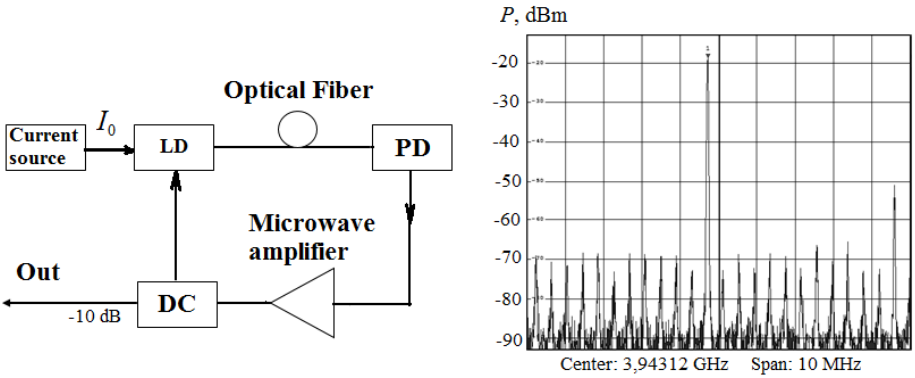
a) b)

Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи a) от частоты и b) мощности модулирующего сигнала
(1 — I_0 = 7,5 mA, 2 — I_0 = 10 mA, 3 — I_0 = 15 mA, 4 — I_0 = 20 mA, 5 — I_0 = 25 mA, 6 — I_0 = 30 mA, 7 — I_0 = 35 mA).

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

Fig. 5. The dependence of the transmission coefficient a) on the frequency and b) power of modulating signal
(1 – I_0 = 7,5 mA, 2 – I_0 = 10 mA, 3 – I_0 = 15 mA, 4 – I_0 = 20 mA, 5 – I_0 = 25 mA, 6 – I_0 = 30 mA, 7 – I_0 = 35 mA)

На базе этой ВОЛЗ был изготовлен макет автогенератора, структурная схема которого показана на рис. 6 a, а спектрограмма – на рис 6 b. Длина волокна равна 515 м, задержка при этом составляет 2,5 мкс.



a) b)

Рис. 6. Структурная схема автогенератора a) и b) спектрограмма выходного сигнала.

Fig. 6. Block diagram of oscillator a) and b) spectrogram of the output signal

В макете отсутствовал полосно-пропускающий фильтр, расстояние между двумя соседними модами составляет 400 кГц, что соответствует ожидаемому. Значение эквивалентной нагруженной добротности составляет 31400.

4. Заключение

В работе рассмотрены два типа волоконно-оптических линий задержки СВЧ сигнала, приведены их основные характеристики.

Волоконно-оптическая линия задержки с внешним электрооптическим модулятором на базе интерферометра Маха-Цендера обеспечивает широкий диапазон частот, но обладает значительными потерями.

Линия задержки с прямой модуляцией тока накачки лазера имеет значительно меньшие массогабаритные параметры, по сравнению с выше упомянутой и не требует применения дорогостоящего внешнего модулятора, обладает меньшими потерями на электрооптическое преобразование. Однако она имеет ограниченный диапазон рабочих частот.

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

Применение рассмотренных волоконно-оптических линий задержки позволяет разрабатывать СВЧ генераторы с эквивалентной добротностью колебательной системы 10^5 и более.

Источники финансирования и выражение признательности

Данные исследования были проведены в рамках государственного задания в сфере научно-исследовательской деятельности, проект № 3.1709.2014/К.

Список литературы

[1] Борцов А.А. Оптоэлектронный генератор радиочастотного диапазона с накачкой квантоворазмерным лазерным диодом: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Москва, 2014. 404 с.

[2] Белкин М.Е. Разработка модели оптоэлектронного генератора СВЧ-диапазона // Материалы международной научно-технической конференции Intermatic-2008. М.: Энергоатомиздат, 2008. С. 289-297.

[3] Petrov A.N., Tronev A.V., Lebedev V.V., Il'Ichev I.V., Velichko E.N., Shamrai A.V. An increase in the transmission efficiency of an RF fiber-optic line using the working point of an external modulator // Technical Physics. 2015. V. 60. No. 5. P. 761-766.

[4] Biryukov V.V., Grachev V.A., Kapustin S.A., Lukoyanova T.S., Lobin S.G., Raevskii A.S. Signature analysis of microwave signal generator with a fiber optic delay line in a feedback loop // Proc. SPIE, Optical Technologies for Telecommunications. 2015. V. 9807. P. 980712.

References

[1] Bortsov A.A. [Quantum-well laser diode-pumped optoelectronic radio-frequency oscillator: A dissertation submitted for the degree of Doctor of Technical science], Moskva, 2014, 404 p.

[2] Belkin M.E. [Development of a model of an optoelectronic oscillator microwave] Proceedings of the international Intermatic-2008 scientific conference, M .: Energoatomisdat, 2008, pp. 289-297.

[3] Petrov A.N., Tronev A.V., Lebedev V.V., Il'Ichev I.V., Velichko E.N., Shamrai A.V. An increase in the transmission efficiency of an RF fiber-optic line using the working point of an external modulator. Technical Physics. 2015. V. 60. No. 5. P. 761-766.

[4] Biryukov V.V., Grachev V.A., Kapustin S.A., Lukoyanova T.S., Lobin S.G., Raevskii A.S. Signature analysis of microwave signal generator with a fiber optic delay line in a feedback loop // Proc. SPIE, Optical Technologies for Telecommunications. 2015. V. 9807. P. 980712.

Acknowledgements

This study was supported in part by the State Order in the field of scientific research activity, project no. 3.1709.2014/K.

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

Microwave photonic systems with amplitude and phase conversion of optical carrier

Oleg G. Morozov
Kazan National Research Technical University n.a. A.N. Tupolev-KAI
Kazan, 420111, Russian Federation
OGMorozov@kai.ru

Abstract: *The basic structure, characteristics, components and directions of development of poly-harmonic microwave photonic systems are considered, in the terms of the definition of requirements for the process of the amplitude and phase modulation of optical carrier and forming of poly-harmonic laser radiation with difference frequencies laying in microwave band. The basis of given systems is transformation of parallel microwave photonics link of optical carrier amplitude and phase modulation into serial one, and its implementation by means of lithium niobate, gallium arsenide and indium phosphide technologies. The possibilities of generation, receiving, processing and measurement of the radio frequency signals in the optical domain are shown.*

Keywords: *microwave photonics, amplitude and phase modulation of the optical carrier, serial link of modulation conversion, electro-optical modulators, poly-harmonic microwave photonics system.*

Системы радиофотоники с амплитудно-фазовым преобразованием оптической несущей

Морозов О.Г.
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, Российская Федерация
OGMorozov@kai.ru

Аннотация: *В работе с точки зрения определения требований к процессам амплитудно-фазовой модуляции и формирования полигармонического лазерного излучения с разностными частотами радиодиапазона рассмотрены основные структуры, характеристики, элементная база и направления развития систем полигармонической радиофотоники. В основе построения указанных систем лежит трансформация параллельного радиофотонного звена амплитудно-фазового модуляционного преобразования оптической несущей в последователь-*

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

ное и его реализация на основе технологий ниобата лития, арсенида галлия и фосфида индия. Показаны возможности генерации, обработки, приема и измерения параметров радиочастотных сигналов в оптическом диапазоне.

Ключевые слова: радиофотоника, амплитудно-фазовая модуляция оптической несущей, последовательное звено модуляционного преобразования, электрооптические модуляторы, полигармонические радиофотонные системы.

1. Введение

Радиофотоника – междисциплинарная область науки, изучающая вопросы применения и обработки радиотехнических сигналов в оптическом диапазоне с использованием элементной базы интегральной и волоконной оптики [1]. Современные методы и средства обработки радиосигналов в оптическом диапазоне длин волн применяются в различных радиотехнических системах оборонного назначения: РЛС предупреждения, разведки наземных и бортовых средств, радиоэлектронной борьбы и связи [2]. К функциям передачи, приема и обработки информации в системах радиофотоники относятся: генерация несущих частот, частот гетеродинов, полигармонических и многочастотных излучений, их передачи по оптическому волокну и преобразования; формирования диаграмм направленности фазированных антенных решеток, измерения мгновенной частоты и фильтрации радиосигналов и др. [3].

Ключевым элементом систем радиофотоники является подсистема формирования модулированного лазерного излучения, обеспечивающая как перенос радиосигнала в оптический диапазон, например, с целью измерения мгновенной частоты, так и формирование полигармонического оптического сигнала с разностной частотой, лежащей в радиодиапазоне, например, для генерации непрерывной радиочастоты, равной разностной, после фотодетектирования. При этом, как правило, используются либо отдельный набор лазеров, разнесенных на частоту радиосигнала, либо лазеры с внутренней модуляцией или синхронизацией мод, либо лазеры с внешней модуляцией на основе электрооптических модуляторов с рабочим диапазоном частот до 40-60 ГГц амплитудного, фазового, амплитудно-фазового и поляризационного типов [1—3].

В силу природной симметрии модулированных сигналов и наибольшего достижимого коэффициента модуляционного преобразования особенно широкое применение в системах радиофотоники нашла амплитудно-фазовая модуляция с полным или частичным подавлением опорного одночастотного излучения лазера [4—6].

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

В настоящей работе с точки зрения определения требований к процессам амплитудно-фазовой модуляции и формирования полигармонического лазерного излучения с разностными частотами радиодиапазона рассмотрены основные структуры, характеристики, элементная база и направления развития систем полигармонической радиофотоники.

2. Проблемы современных систем радиофотоники

Результаты исследований, представленных в настоящем докладе, показали, что развитие полигармонических радиофотонных систем ограничиваются их широкополосным характером и сдерживаются:

- сложностью формирования стабильных по частоте и синхронизированных по фазе излучений источников оптической несущей и гетеродина (опционально) с возможностью их модуляции по различным параметрам, а также перестройки по частоте в общем случае по произвольному закону и с произвольной скоростью, что определяется необходимостью генерации, приема и обработки радиосигналов или измерений их параметров с требуемой чувствительностью и отношением сигнал/шум в широком диапазоне частот;

- практическим отсутствием устройств дисперсионного измерительного различения с преобразованием «частота-амплитуда» с линейными характеристиками, а также необходимостью контроля спектрального состава источника оптической несущей и выходного излучения модулятора, подверженных флуктуациям различной природы (температурных, режима генерации, модуляции и т.д.), что определяется необходимостью обеспечения требуемых технических, включая метрологические, характеристик;

- необходимостью использования в них дорогостоящих фотодетекторов с полосой пропускания не менее 40 ГГц, что определяется необходимостью широкополосных измерений.

Указанные проблемы могут быть решены построением радиофотонных систем на основе одночастотных непрерывных источников оптической несущей и внешних последовательных амплитудно-фазовых электрооптических модуляторов (возможно использование поляризационных модуляторов), дисперсионных элементов – волоконных брэгговских решеток (ВБР) со специальной формой и с фазовым структурированием, методов полигармонического преобразования, позволяющих перенести принимаемый радиосигнал на разностную частоту в область с минимальным уровнем шумов узкополосного фотодетектора.

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

3. Последовательное амплитудно-фазовое модуляционное преобразование оптической несущей

Базовым акцентом настоящего исследования стал подход к разработке радиофотонных систем как к «узкополосным» системам.

Для реализации поставленных задач была рассмотрена классическая обобщенная схема однопортового радиофотонного звена для модуляционного преобразования оптической несущей, которая была трансформирована из параллельной [7] в схему последовательного типа [8] с целью реализации амплитудно-фазового модуляционного преобразования (АФМП) оптической несущей по методу Ильина-Морозова [4] (рис. 1).

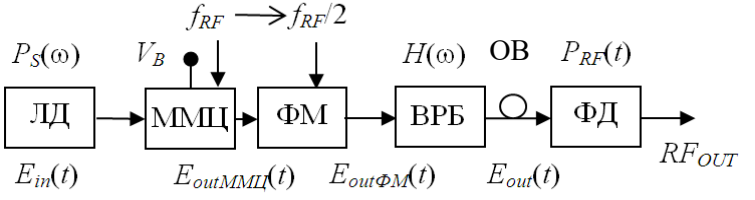


Рис. 1. Структурная схема однопортового радиофотонного звена амплитудно-фазового модуляционного преобразования последовательного типа

Fig. 1. Block diagram of single-port radiophotonics module with serial type amplitude and phase modulation conversion of optical carrier

Получены соотношения для расчета спектра излучения на выходе системы модуляторов при реализации указанного АФМП оптической несущей, генерируемой лазерным диодом (ЛД). Впервые показано, что при реализации АФМП возможно получение разностной частоты, равной измеряемой частоте радиосигнала. При этом оптимальными коэффициентами амплитудной модуляции (ММЦ – амплитудный модулятор Маха-Цендера) являются m=5/9 в случае использования модулирующего радиосигнала вида $S_1(t) = S\cos(2\Omega t + \pi)$ и m=1 – в случае использования радиосигнала вида $S_2(t) = S\left|\sin \Omega t\right|$ («выпрямленная» синусоида), где $\Omega = f_{RF}/2$, а f_{RF} – частота радиосигнала. Фазовая манипуляция на π осуществляется в фазовом ММЦ или фазовом модуляторе (ФМ). Полученное излучение с радиочастотными компонентами может быть дополнительно обработано в области фильтра (показан фильтр на основе волоконной брэгговской решетки ВБР) и принято фотодетектором (ФД) на разностной частоте на удаленном пункте, подключенном через оптическое волокно ОВ.

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

Спектр излучения для двух составляющих на выходе модуляторов в случае $S_1(t)$ описывается выражением:

$$E_{\text{АФМ}}(t) = 0{,}49E_0\{\sin(\omega+\Omega)t - \sin(\omega-\Omega)t\} + \\ + 0{,}007E_0\{\sin(\omega+3\Omega)t - \sin(\omega-3\Omega)t\} + \ldots \quad (1)$$

а в случае модуляции колебанием $S_2(t)$:

$$E_{\text{АФМ}}(t) = 0{,}56E_0\{\sin(\omega_0+\Omega)t - \sin(\omega_0-\Omega)t\} + \\ + 0{,}05E_0\{\sin(\omega_0+3\Omega)t - \sin(\omega_0-3\Omega)t\} + \ldots \quad (2)$$

Как видно из (1) и (2) разностная частота между составляющими двухчастотного излучения 2Ω равна частоте модулирующего сигнала f_{RF}. Составляющие высших гармоник можно не учитывать в силу малости их амплитуд. Получено сужение разностной частоты в два раза по сравнению с классическими схемами ее удвоения, применяемыми в практике известных радиофотонных систем, при использовании одного амплитудного ММЦ, работающего для подавления несущей в «нулевой» точке модуляционной характеристики.

Ключевые преимущества предлагаемых полигармонических методов и устройств заключаются в:

- использовании для обработки радиосигналов характерных особенностей взаимодействия двух- или многочастотного излучения и контура поглощения/отражения ВБР, что позволяет получить технические и измерительные характеристики, не зависящие от энергетических флуктуаций оптической несущей и радиосигнала, и реализовать операции фотодетектирования на разностной частоте двухчастотного излучения (десятки МГц – единицы ГГц, в области минимальных шумов фотоприемника) без применения специального гетеродина, для чего требуется более простой и дешевый узкополосный фотодетектор;

- снижении погрешностей обработки радиосигналов, вызванных температурными флуктуациями спектральных характеристик, используемых элементов, определяемом использованием специальной ВБР с фазовым структурированием, что позволило организовать на ее базе, как минимум, два контура – процессинговый или измерительный, и мониторинга спектральных характеристик, и получить компенсированную форму склонов ее контура, реализуемую для линеаризации характеристик измерительного преобразования.

Разработанные подходы были использованы для построения полигармонических радиофотонных систем фильтрации радиосигналов, измерения их мгновенной частоты, исследования контура усиления Мандельш-

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

тама-Бриллюэна, интеррогаторов комплексированных волоконно-оптических датчиков и др. [9—13].

4. Вопросы применения электрооптических модуляторов

В применениях радиофотоники в основном используются двухканальные электрооптические модуляторы (ЭОМ) на основе интерферометра Маха-Цендера, реализующие амплитудную, фазовую и амплитудно-фазовую модуляцию в диапазоне 40-60 ГГц. Основными фирмами – производителями $LiNbO_3$ модуляторов являются JDSU, Avanex, Sumitomo, Photline и EOSPACE.

В настоящее время активно используются ЭОМ как на основе ниобата лития $LiNbO_3$, так и на основе арсенида галлия GaAs и фосфида индия InP, оптимизированные для работы в диапазонах длин волн 1,3−1,6 мкм. Условно их частотный диапазон можно оценить, как до 100 ГГц для GaAs и свыше 100 ГГц для InP. В случае использования подложек InP имеется возможность создания фотонных интегральных схем, включающих в себя лазеры, модуляторы, мультиплексоры по длине волны, волноводы и управляющую электронику. Основным поставщиком ЭОМ на основе арсенида галлия GaAs и фосфида индия InP является фирма Bookham.

С точки зрения конструктивной простоты для использования в системах полигармонической радиофотоники рекомендованы поляризационные GaAs модуляторы фирмы Versawave Inc., обладающие рядом преимуществ перед классическими ММЦ и позволяющие реализовать АФМП в диапазоне частот до 50 ГГц, при температурах до +70 °С. Второй вариант – использование сдвоенных двухпортовых $LiNbO_3$ ММЦ. Для решения задач импортозамещения и максимального приближения к реализации АФМП рекомендовано обратить внимание на ЭОМ интегрального типа производства ОАО «ПНППК» (г. Пермь).

При поиске путей создания интегральных узлов и модулей полигармонических систем, предназначенных для комплексного уменьшения влияния внешних условий эксплуатации на их характеристики, перспективным может быть создание интегральных модулей следующих типов: «антенна-ММЦ» в размерах ММЦ, измерительного преобразования «частота-амплитуда» на основе управляемых по характеристикам ВБР или кольцевых резонаторах, мониторинга положения рабочей точки ММЦ с учетом спектральных процедур оценивания величины и знака ее ухода. Опорные значения для процедур регулирования могут быть взяты с драйвера ЛД.

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

5. Заключение

На основе систематизации и анализа информации о существующих и перспективных радиофотонных системах, определены возможные пути улучшения их метрологических и технико-экономических характеристик. Показано, что дальнейшее развитие полигармонических систем указанного класса может быть основано на применении в них амплитудно-фазового модуляционного преобразования оптической несущей, как для генерации, приема, обработки и измерения радиосигналов, так и для обеспечения стабильности рабочих режимов самих устройств преобразования.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ в КНИТУ-КАИ по теме «Радиофотоника» №3.1962.2014/К.

Список литературы

[1] Yao J. Microwave photonics // J. Lightwave Technol. 2009. V. 27. No. 3. P. 314-335.

[2] Capmany J., Mora J., Gasulla I., Sancho J., Lloret J., Sales S. Microwave photonic signal processing // J.Lightwave Technol. 2013. V. 31. No. 4. P. 571-586.

[3] Minasian R.A., Chan E.H.W., Yi X. Microwave photonic signal processing // Opt. Express. 2013. V. 21. No. 19. P. 22918-22936.

[4] Il'In G.I., Morozov O.G., Il'In A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // Proc. of SPIE. 2014. V. 9156. P. 91560M.

[5] Morozov O.G. RZ, CS-RZ and soliton generation for access networks applications: problems and variants of decisions // Proc. of SPIE. 2012. V. 8410. P. 84100P.

[6] Aybatov D.L., Morozov O.G., Sadeev T.S. Dual port MZM based optical comb generator for all-optical microwave photonic devices // Proc. of SPIE. 2011. V. 7992. P. 799202.

[7] Gasulla I., Capmany J. Analytical model and figures of merit for filtered microwave photonic links // Opt. Exp. 2011. V. 19. No. 20. P. 19758-19774.

[8] Morozov O.G., Morozov G.A., Il'In G.I., Il'In A.G. Instantaneous frequency measurements of microwave signal with serial amplitude-phase modulation conversion of optical carrier // Proc. of SPIE. 2015. V. 9533. P. 95330Q.

[9] Sadeev T.S., Morozov O.G. Investigation and analysis of electro-optical devices in implementation of microwave photonic filters // Proc. of SPIE. 2012. V. 8410. P. 841007.

[10] Morozov O.G., Morozov G.A., Talipov A.A., Kouprianov V.G. Characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin scattering spectrum using a double-frequency probing radiation // Proc. of SPIE. 2013. V. 8787. P. 878709.

[11] Morozov O.G., Talipov A.A., Morozov G.A. Principles of multiple frequencies characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin gain spectrum // Proc. of SPIE. 2014. V. 9156. P. 91560K.

[12] Morozov O.G., Talipov A.A., Nurgazizov M.R., Vasilets A.A. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature // Proc. of SPIE. 2014. V. 9156. P. 91560N.

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

[13] Morozov O.G., Talipov A.A., Nurgazizov M.R., Denisenko P.E., Vasilets A.A. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using «frequency-amplitude» conversion in the π-phase-shifted fiber-Bragg grating // Proc. of SPIE. 2014. V. 9136. P. 91361B.

References

[1] Yao J. Microwave photonics // *J. Lightwave Technol*., 2009, vol. 27, no. 3, pp. 314-335.

[2] Capmany J., Mora J., Gasulla I., Sancho J., Lloret J., Sales S. Microwave photonic signal processing // *J. Lightwave Technol*., 2013, vol. 31, no. 4, pp. 571-586.

[3] Minasian R.A., Chan E.H.W., Yi X. Microwave photonic signal processing // *Opt. Express*, 2013, vol. 21, no. 19, pp. 22918-22936.

[4] Il'In G.I., Morozov O.G., Il'In A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // *Proc. of SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560M.

[5] Morozov O.G. RZ, CS-RZ and soliton generation for access networks applications: problems and variants of decisions // *Proc. of SPIE*, 2012, vol. 8410, P. 84100P.

[6] Aybatov D.L., Morozov O.G., Sadeev T.S. Dual port MZM based optical comb generator for all-optical microwave photonic devices // *Proc. of SPIE*, 2011, vol. 7992, P. 799202.

[7] Gasulla I., Capmany J. Analytical model and figures of merit for filtered microwave photonic links // *Opt. Exp*., 2011, vol. 19, no. 20, pp. 19758-19774.

[8] Morozov O.G., Morozov G.A., Il'In G.I., Il'In A.G. Instantaneous frequency measurements of microwave signal with serial amplitude-phase modulation conversion of optical carrier // *Proc. of SPIE*, 2015, vol. 9533, P. 95330Q.

[9] Sadeev T.S., Morozov O.G. Investigation and analysis of electro-optical devices in implementation of microwave photonic filters // *Proc. of SPIE*, 2012, vol. 8410, P. 841007.

[10] Morozov O.G., Morozov G.A., Talipov A.A., Kouprianov V.G. Characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin scattering spectrum using a double-frequency probing radiation // *Proc. of SPIE*, 2013, vol. 8787, P. 878709.

[11] Morozov O.G., Talipov A.A., Morozov G.A. Principles of multiple frequencies characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin gain spectrum // *Proc. of SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560K.

[12] Morozov O.G., Talipov A.A., Nurgazizov M.R., Denisenko P.E., Vasilets A.A. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using «frequency-amplitude» conversion in the π-phase-shifted fiber-Bragg grating // *Proc. of SPIE*, 2014, vol. 9136, P. 91361B.

[13] Morozov O.G., Talipov A.A., Nurgazizov M.R., Vasilets A.A. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature // *Proc. of SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560N.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Ministry of Science and Education for KNRTU-KAI, theme «Radiophotonics» №3.1962.2014/K.

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

The equivalent electrical model of the Mach - Zehnder electro-optical modulator at the CAD AWR Microwave Office

Mikhail E. Belkin[1], Vladislav V. Golovin[2], Yury N. Tyshchuk[2]
[1]*Moscow Technological University (MIREA)*
Moscow, 119454, Russian Federation
belkin@mirea.ru
[2]*Sevastopol State University, SevSU*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Abstract: *An electrical equivalent model of the Mach-Zehnder electro-optical modulator realized in CAD AWR Microwave Office in «Schematic» part is proposed. This model is compatible with the electrical RF circuits and topologies, it has a wide range of simulated characteristics. The success experimental verification of the developed model is carried out.*

Keywords: *electro-optical modulator, transfer characteristic, AWR Microwave Office, equivalent electric model, optoelectronics.*

Эквивалентная электрическая модель электрооптического модулятора Маха - Цандера в САПР *AWR Microwave Office*

[1]Белкин М. Е., [2]Головин В. В., [2]Тыщук Ю. Н.
[1]*Московский технологический университет (МИРЭА)*
Москва, 119454, Россия
belkin@mirea.ru
[2]*Севастопольский государственный университет, СевГУ*
Севастополь, 99053, Россия
v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: *Предложена электрическая эквивалентная модель электрооптического модулятора Маха - Цандера, реализованная в среде САПР AWR Microwave Office в разделе «Schematic», которая совместима с электрическими радиочастотными схемами и топологиями, отличается широким диапазоном моделируемых характеристик. Проведена успешная экспериментальная верификация разработанной модели.*

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: электро-оптический модулятор, передаточная характеристика, *AWR Microwave Office*, эквивалентная электрическая модель, радиофотоника.

1. Введение

Устройства радиофтоники находят широкое применение при построении современных радиотехнических систем, связанных с передачей информации, в системах мультисервисного доступа, в телекоммуникационных проводных и беспроводных системах, в системах, связанных с мониторингом окружающей среды, контролем технологических параметров на производстве, радиолокационным наблюдением и так далее.

На этапе проектирования электрооптических трактов радиотехнического оборудования существенное место занимает системное и структурное моделирование в САПР отдельных узлов и всей системы в целом. При этом важно иметь возможность учитывать нелинейные процессы, происходящие как в радиочастотном, так и в волоконно-оптическом трактах.

Существуют развитые САПР, позволяющие разрабатывать и моделировать как радиочастотные, так и оптические тракты по отдельности или совместно. Но в последнем случае неизбежны ограничения по структурному описанию либо оптической, либо радиочастотной частей. Например, САПР *Optisystem* позволяет выполнить моделирование волоконно-оптических линий связи с детальной проработкой характеристик оптических узлов, но радиоузлы описываются упрощенно, без возможности проработки электрической схемы и топологии. С другой стороны, САПР *AWR Microwave Office* специализирован на разработке микроволновых устройств и в готовом виде не располагает оптическими компонентами.

Поэтому актуальной является задача разработки в среде микроволновой САПР детализированных эквивалентных электрических моделей волоконно-оптических узлов электроптических устройств. Это позволяет в единой САПР проводить сквозной детальный нелинейный анализ характеристик устройств радиофотоники и создаваемых на их базе комплексных систем.

В данной работе представлены результаты разработки электрической эквивалентной модели электрооптического модулятора, в которой учтены его нелинейные и частотные свойства. Также разработанная модель позволяет реализовать передаточную характеристику максимально приближенную к характеристике реального устройства.

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. Разработка эквивалентной электрической модели электрооптического модулятора в разделе «*Schematic*» САПР *AWR Microwave Office*

Ранее, в работе [1] представлена модель электрооптического амплитудного модулятора Маха — Цандера (ММЦ), реализованная в САПР *AWR Microwave Office* средствами системного моделирования. Ключевыми недостатками данной модели оказались:

а) невозможность ее интеграции в схемотехнический («*Schematic*») раздел САПР, предназначенный для моделирования РЧ цепей на элементном и топологическом уровне;

б) ограниченный функционал измерительных средств в системном разделе данного САПР;

в) системная модель ММЦ требует для моделирования характеристик относительно большой ресурс машинного времени.

Поэтому развитие задачи построения эквивалентной электрической схемы М[illegible] в разделе

Ре[illegible] ми докла[illegible]

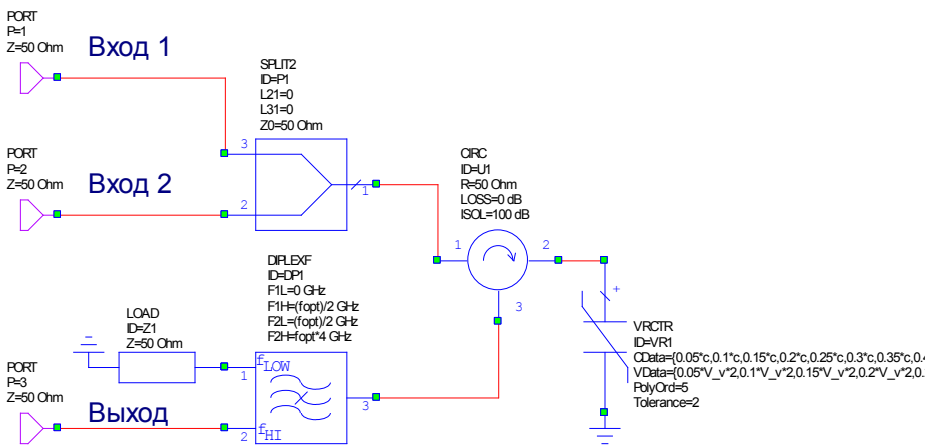


Рис. 1. Схема фазосдвигающей ячейки.

Fig. 1. The phase-shifting cell scheme

Ее рабочим элементом является управляемый напряжением конденсатор, для которого зависимость емкости от напряжения задается в таб-

Copyrig

личном виде. На выходе циркулятора установлен диплексер, выделяющий на выходе схемы только составляющую на квазиоптической частоте.

Далее разработан фазовый модулятор квазиоптической несущей, показанный на рис. 2.

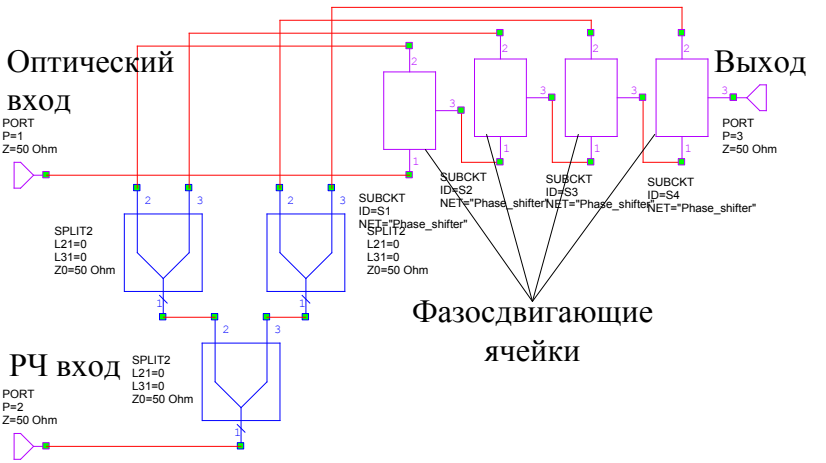


Рис. 2. Функциональная модель фазового модулятора.

Fig. 2. The phase modulator functional model

Для обеспечения линейной перестройки фазы в больших пределах в фазовом модуляторе количество ячеек увеличено до 4. Результирующий фазовый сдвиг формируется в фазовом модуляторе как алгебраическая сумма сдвигов фаз, полученных в каждой из ячеек: сигнал на квазиоптической частоте проходит через все фазосдвигающие ячейки последовательно.

Результирующая разработанная эквивалентная электрическая схема ММЦ показана на рис. 3. Разнополярность моделирующих напряжений для двух каналов ММЦ обеспечивается фазовращателем ФВ1.

Рабочая точка на передаточной характеристике ММЦ задается постоянным напряжением смещения $U_{\text{см}}$, значение которого в модели пересчитывается с учетом полуволнового напряжения U_{π} в сдвиг фаз фазовращателя ФВ2 φ_{PF2} по формуле

$$\varphi_{PF2} = U_{\text{см}} \frac{180}{U_{\pi}}, \text{ град.}$$

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

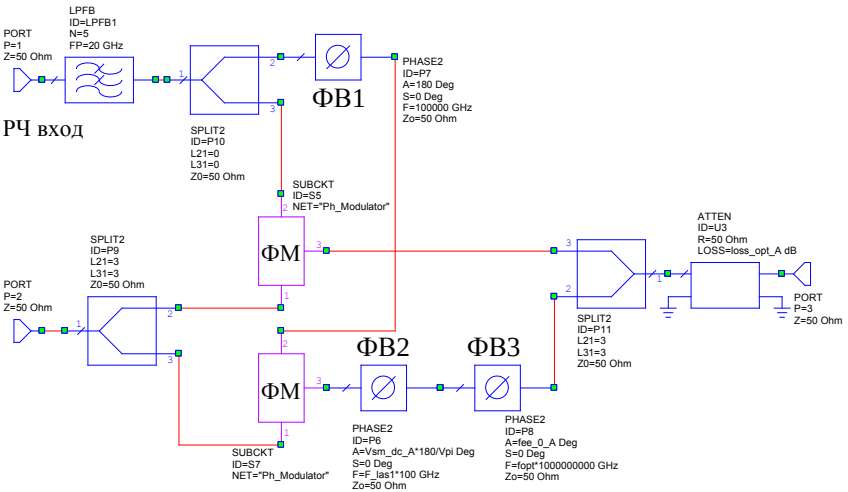


Рис. 3. Эквивалентная нелинейная электрическая модель амплитудного модулятора Маха — Цандера.

Fig. 3. Equivalent nonlinear electric model of the Mach – Zehnder amplitude modulator

3. Калибровка эквивалентной электрической модели ММЦ. Результаты нелинейного моделирования разработанной модели ММЦ

Калибровка передаточной характеристики ММЦ производится с помощью фазовращателя ФВ3 и аттенюатора на выходе схемы. Аттенюатор определяет потери, вносимые по оптическому сигналу в тракте модулятора, а ФВ3 — сдвиг передаточной характеристики ММЦ по оси управляющего напряжения, определяемая задержкой оптического сигнала в модуляторе.

Для сравнения на рис. 4 показаны результаты численного моделирования передаточной характеристики разработанной модели ММЦ и характеристики, полученной на основе экспериментальных измерений. Высокая степень их корреляции свидетельствует о корректности разработанной нелинейной модели ММЦ.

4. Заключение

Разработана электрическая эквивалентная модель амплитудного электрооптического модулятора Маха — Цандера в *AWR Microwave Office*.

Основные преимущества разработанной электрической эквивалентной модели модулятора Маха — Цандера заключаются в следующем:

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

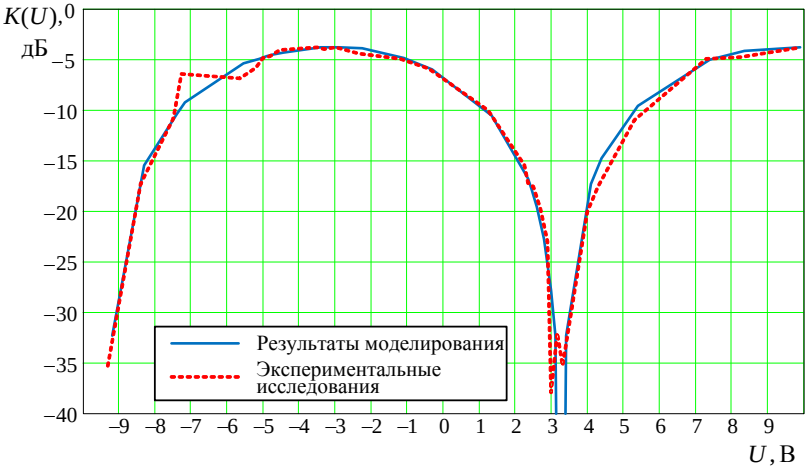


Рис. 4. Теоретическая и экспериментальная передаточные характеристики модулятора.

Fig. 4. Theoretical and experimental transmission characteristics of the modulator

— по сравнению с работой [2], реализовано совместное использование квазиоптической частоты и частоты радиосигнала и не требует применения внешних библиотек при моделировании;

— по сравнению с работой [1], динамичность управления, возможность сопряжения в радиоканале с радиочастотными схемами и топологиями, линейное и нелинейное моделирование, небольшое машинное время расчета, что особенно важно при комплексном обсчете сложных систем, таких как диаграммообразующие схемы с оптическим трактом [3], модель полностью реализована на стандартной элементной базе *AWR Microwave Office*.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант офим № 14-29-08141.

Список литературы

[1] Тыщук, Ю. Н. Применение модели электрооптического модулятора Маха - Цандера в оптической диограммообразующей схеме антенной решетки / Ю. Н. Тыщук, В. В. Головин // Мат. 25-й Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМи-Ко’2015). Севастополь, 6 — 12 сентября 2015 г. — Севастополь, 2015. — Т. 1. — С. 1031—1032.

[2] Paolo Zandano, Marco Pirola, Giovanni Ghione. A new, compact model for high-speed electro-optic modulators fully integrated within a microwave CAD environment. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber= 96695 5&url=http%3A%2F%2 Fiee-explore.ieee.org %2Fxpls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D966955 (accessed 29 March 2015).

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

[3] Белкин, М. Е. Принципы построения радиофотонного диаграммообразующего устройства сверхширокополосной радиоэлектронной системы СВЧ диапазона/ М. Е. Белкин, Д. А. Клюшник // Мат. 25-й Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 6 — 12 сентября 2015 г. — Севастополь, 2015. — Т. 1. — С. 1023—1024.

References

[1] Tyschuk U. N., Golovin V. V. [Application of the electro-optical Mach-Zehnder modulator model at the optical beamforming network of an antenna array] Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). Sevastopol, 6 — 12 September 2015 y. — Sevastopol, 2015. — vol. 2. — pp. 1031 — 1032 s. (In Russian)

[2] Paolo Zandano, Marco Pirola, Giovanni Ghione. A new, compact model for high-speed electro-optic modulators fully integrated within a microwave CAD environment. Available at: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber= 96695 5&url=http%3A%2F% 2Fieeexplore.ieee.org %2Fxpls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D966955 (accessed 29 March 2015).

[3] Belkin M. E. [Building principles for microwave photonics beam-former of microwave band super-wide bandwidth radio-electronic system] Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). Sevastopol, 6 — 12 September 2015 y. — Sevastopol, 2015. — vol. 2. — pp. 1023 — 1024. (In Russian).

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. 14-29-08141.

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

The equivalent electrical model of the electro-optical broad-band phase shifter at the CAD AWR Microwave Office

Vladislav V. Golovin, Yury N. Tyshchuk
[1]*Sevastopol State University, SevSU*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Abstract: *— A multivariate equivalent electrical model of electro-optic broadband phase shifter implemented in the CAD AWR Microwave Office in part "Schematic" is presented. The results of the phase shifter modelling are presented and the possibility of frequency independent tuning of the radio signal phase shift at the range from 0° to 360° is achieved.*

Keywords: *electro-optical phase shifter, electro-optical modulator, AWR Microwave Office, equivalent electric model, optoelectronics.*

Эквивалентная электрическая модель электрооптического широкополосного фазовращателя в САПР *AWR Microwave Office*

Головин В. В., Тыщук Ю. Н.
Севастопольский государственный университет, СевГУ
Севастополь, 99053, Россия
v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: *Предложена многопараметрическая эквивалентная электрическая модель электрооптического широкополосного фазовращателя, реализованная в САПР AWR Microwave Office в разделе «Schematic». Представлены результаты моделирования фазовращателя и показана возможность частотнонезависимой перестройки фазового сдвига радиосигнала в пределах от 0° до 360°.*

Ключевые слова: электрооптический фазовращатель, электрооптической модулятор, *AWR Microwave Office*, эквивалентная электрическая модель, радиофотоника.

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 устройства радиофотоники находят широкое применение в микроволновой технике, обеспечивая существенное улучшение ее характеристик, уменьшение габаритов, упрощение конструкции, снижение себестоимости.

Разработка на основе волоконно-оптических компонентов микроволновых генераторов, смесителей, физовращателей и других устройств и элементов радиоэлектронной аппаратуры представляет большую практическую значимость. Так, в работах [1, 2] предложены методы построения СВЧ фазовращателей на основе оптоэлектронных компонентов, отличающиеся:

— широкой полосой рабочих радиочастот (от 2 до 16 ГГц в [1] и от 10 до 40 ГГц в [2]) с малыми изменениями фазового сдвига в пределах всей полосы частот;

— диапазоном перестройки вносимого фазового сдвига в пределах 0°—360°;

— простотой управления и высокой линейностью перестройки фазы;

— относительной простотой конструктивного исполнения и относительно небольшими вносимыми потерями.

В связи с этим возникает актуальная задача разработки эквивалентных электрических схем электрооптических фазовращателей (ФВ) для построения комплексных моделей радиоэлектронных устройств в едином микроволновом САПР. Эта задача исключительно важна при разработке, например, такого устройства, как радиооптическая диаграмообразующая схема сверхширокополосной фазированной антенной решетки.

В работе представлены результаты разработки в САПР *AWR Microwave Office* эквивалентной электрической модели фазовращателя, описанного в [1].

2. Разработка эквивалентной электрической модели сверхширокополосного электрооптического фазовращателя в разделе «*Schematic*» САПР *AWR Microwave Office*

Структурная схема фазвращателя показана на рис. 1, где введены обозначения: ФМ — оптический фазовый модулятор; ОФВ — оптический фазовращатель; ФД — фотодетектор; U_{b1}, U_{b2}, U_{b3} — постоянные напряжения смещения; $U_{\text{РЧ}}$, $\omega_{\text{РЧ}}$ — амплитуда и частота радиосигнала.

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

Структурно фазовращатель реализован по типовой схеме квадратурного однополосного модулятора, в которой используются два амплитудных электрооптических модулятора, на которые радиосигнал подается в квадратуре, и в один из каналов с помощью блока ОФВ вводится дополнительный квадратурный фазовый сдвиг.

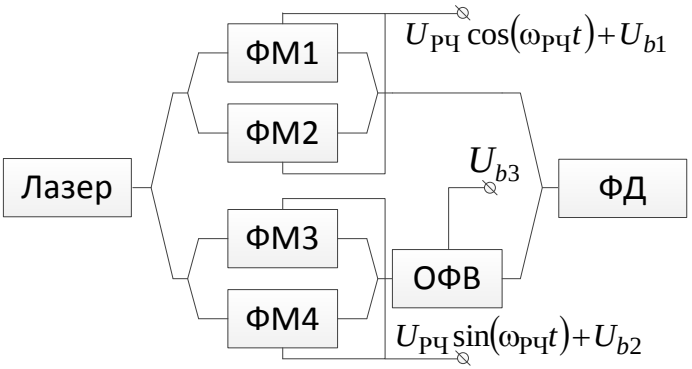


Рис. 1. Структурная схема фазовращателя.

Fig. 1. The phase shifter block diagram

В [1] для построения фазовращателя использованы электрооптические модуляторы Маха — Цандера (ММЦ) и возможность управления фазой радиосигнала в данной схеме обусловлена выбором в определенном соотношении постоянных напряжений смещения U_{b1}, U_{b2}, U_{b3}:

$$U_{b1}=U_{\pi}\frac{2\varphi-\pi}{4\pi};\ U_{b2}=U_{\pi}\frac{\varphi-\pi}{2\pi};\ U_{b3}=\frac{U_{\pi}}{2},$$

где U_{π} — напряжение полуволнового смещения ММЦ; φ — требуемый фазовый сдвиг радиосигнала.

Ключевыми элементами эквивалентной электрической схемы оптоэлектрического фазовращателя являются ММЦ, реализованные на соответствующих парах оптических ФМ.

Для электрооптического ММЦ в САПР *AWR Microwave Office* разработана эквивалентная электрическая схема (рис. 2, а), корректность которой проверена по результатам экспериментальных исследований.

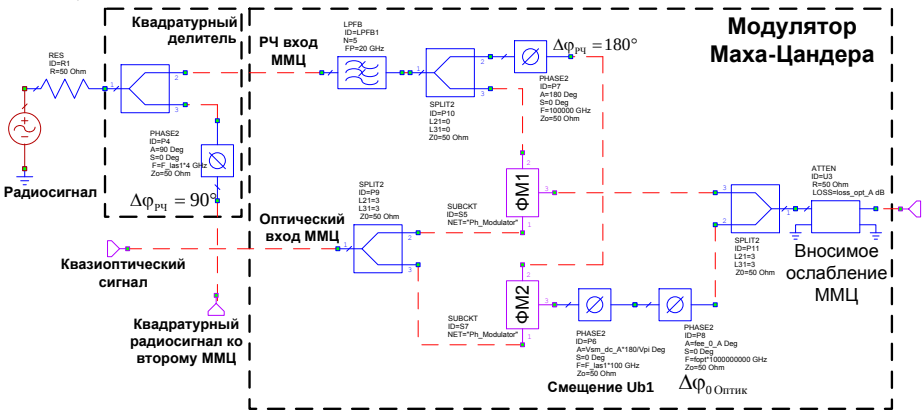
В этой модели для описания частотных характеристик на радиочастотном входе введен фильтр нижних частот, для которого задана частота среза 20 ГГц.

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

Со входа ММЦ радиосигнал разделяется на два канала и подается в противофазе на фазовые электрооптические модуляторы ФМ1 и ФМ2.

Рабочая точка на передаточной характеристике ММЦ задается постоянным напряжением смещения, подаваемым в одно из плеч модулятора (U_{b1} или U_{b2}). В схеме также предусмотрены модули для коррекции передаточной характеристики ММЦ — калибровочные фазовращатель ($\Delta\varphi_{0\,\text{Оптик}}$) на выходе ФМ2 и аттенюатор на выходе схемы ММЦ.

а)



б)

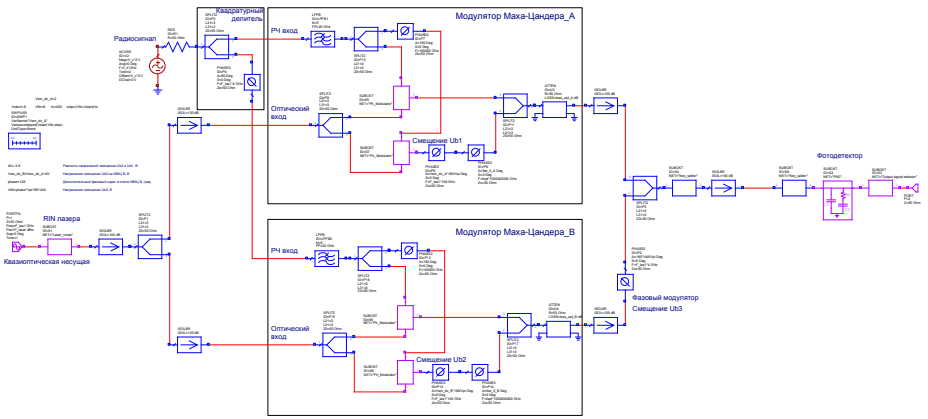


Рис. 2. Эквивалентные электрические схемы электрооптического модулятора Маха — Цандера (а) и широкополосного фазовращателя (б).

Fig. 2. Equivalent circuit diagrams of the Mach - Zehnder electro-optical modulator (a) and the phase shifter (b)

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

С учетом созданной модели ММЦ разработана эквивалентная электрическая схема фазовращателя, показанная на рис. 2, б.

В данной схеме использовалась эквивалентная модель фотодетектора, показанная на рис. 3, разработанная на основе подхода Такера [3].

Проведенные исследования показали, что данная модель фотодетектора корректно работает и с промоделированной по интенсивности квазиоптической несущей. Особенность данной модели фотодетектора состоит в том, что на ее входе стоит управляемый напряжением источник тока, который позволяет в общем виде задать квантовую эффективность фотодетектора.

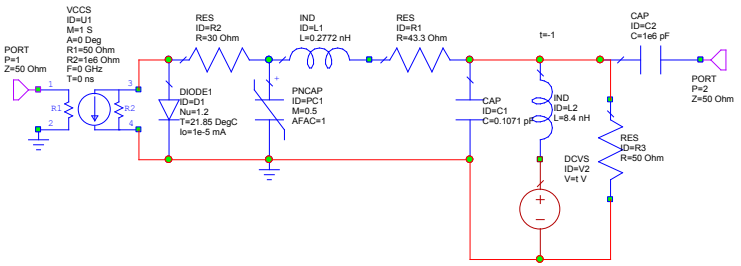


Рис. 3. Эквивалентные электрическая схема фотодетектора.

Fig. 3. Equivalent circuit diagram of the photodetector

Достоинствами разработанной эквивалентной схемы электрооптического фазовращателя, показанной на рис. 2, б, являются:

— работа с квазиоптической несущей;

— возможность интеграции модели в сложные микроволновые схемы в разделе «*Schematic*» в САПР *AWR Microwave Office*, что позволяет осуществлять многофункциональное нелинейное моделирование характеристик;

— обработка результатов при моделировании данной схемы занимает относительно мало машинного времени, что позволяет при относительной экономии машинных ресурсов с высокой точностью осуществлять моделирование сложных радиотехнических схем.

3. Результаты исследования характеристик разработанной эквивалентной модели электрооптического фазовращателя

На рис. 4 показаны зависимости модуля (а) и аргумента (б) коэффициента передачи фазовращателя по радиосигналу от управляющих напряжений.

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

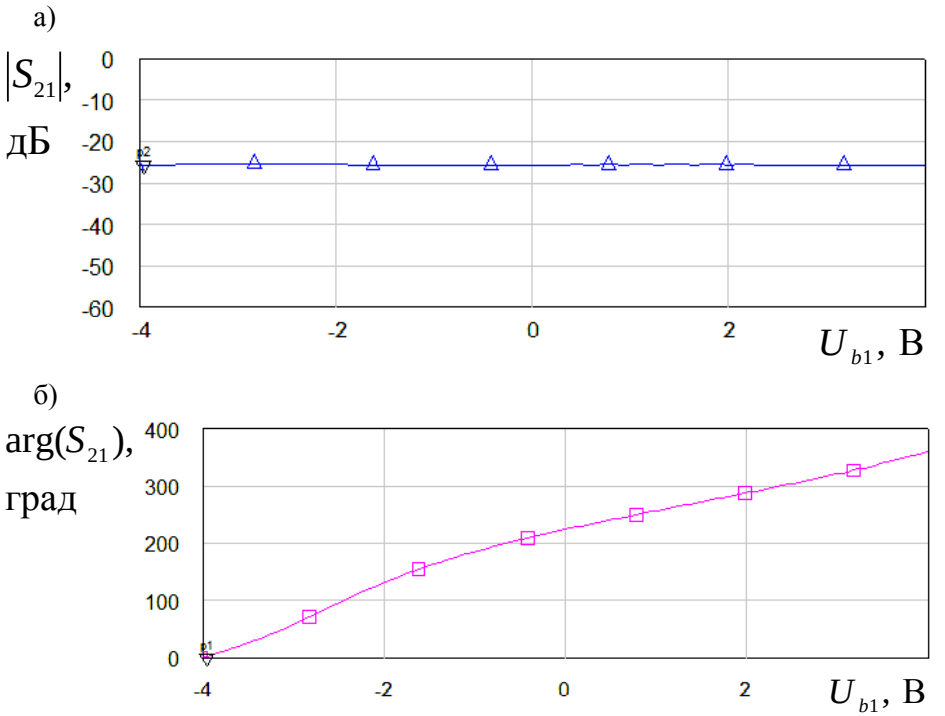


Рис. 4. Зависимость модуля (а) и аргумента (б) коэффициента передачи фазовращателя по радиосигналу от управляющих напряжений

Fig. 4. Dependence of the module (a) and argument (б) of the phase shifter gain for a radio signal from the control voltages

При моделировании использовались модели ММЦ с $U_{\pi} = 4$ В. При управлении ФВ напряжения U_{b1}, U_{b2} связаны соотношением $U_{b2} = U_{b1} + 2{,}8$ В, $U_{b3} = 2{,}84$ В.

Видно, что разработанная модель ФВ обеспечивает фазовый сдвиг радиосигнала в пределах от 0° до 360° при изменении значений управляющих напряжений U_{b1} и U_{b2} в пределах $2U_{\pi}$. Вносимые фазовращателем потери не превышают 25 дБ во всем диапазоне перестройки.

Установлено, что характеристика фазовращателя, показанная на рис. 4, б, не зависит от радиочастоты.

Частотные характеристики разработанного ФВ полностью определяются соответствующими характеристиками ММЦ, используемых в его схеме.

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

4. Заключение

Разработана многопараметрическая эквивалентная электрическая модель электрооптического широкополосного фазовращателя в САПР *AWR Microwave Office* в разделе «*Schematic*».

Главными функциональными особенностями разработанной эквивалентной модели фазовращателя является то, что она работает с квазиоптической несущей, позволяет осуществлять сквозное нелинейное моделирования электрических и квазиоптических характеристик. Данная модель может использоваться как часть комплексных радиооптических систем, реализованных в *AWR Microwave Office* на уровне элементов и топологий.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант офим № 14-29-08141.

Список литературы

[1] Erwin H. W. Chan. Photonic RF Phase Shifter Based on Optical Carrier and RF Modulation Sidebands Amplitude and Phase Control/ Erwin H. W. Chan, WeiWei Zhang, Robert A. Minasian // Journal Of Lightwave Technology. — 2012. — Vol. 30. — № 21. — pp. 3672—3678.

[2] Weilin Liu. An Ultra-Wideband Microwave Photonic Phase Shifter With a Full 360° Phase Tunable Range /Weilin Liu, Wangzhe Li, Jianping Yao // IEEE Photonics Technology Letters. — 2013. — Vol. 25. — № 12. — pp. 1107—1110.

[3] Belkin M. E. Multiscale Computer Aided Design of Microwave-Band P-I-N Photodetectors / M. E. Belkin // Photodetectors. — Publisher: InTech, 2012. — pp. 231—250.

References

[1] Erwin H. W. Chan. Photonic RF Phase Shifter Based on Optical Carrier and RF Modulation Sidebands Amplitude and Phase Control/ Erwin H. W. Chan, WeiWei Zhang, Robert A. Minasian // Journal Of Lightwave Technology. — 2012. — Vol. 30. — № 21. — pp. 3672 — 3678.

[2] Weilin Liu. An Ultra-Wideband Microwave Photonic Phase Shifter With a Full 360° Phase Tunable Range /Weilin Liu, Wangzhe Li, Jianping Yao // IEEE Photonics Technology Letters. — 2013. — Vol. 25. — № 12. — pp. 1107 — 1110.

[3] Belkin M. E. Multiscale Computer Aided Design of Microwave-Band P-I-N Photodetectors / M. E. Belkin // Photodetectors. — Publisher: InTech, 2012. — pp. 231 — 250.

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. 14-29-08141.

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

Safety provision of vehicle driving in the conditions of harlequin grounds

Boris T. Budai
Ural Federal University,
19, Mira str., Yekaterinburg, Russia, 620002
buda080316@gmail.com

Abstract: *When driving a vehicle at night time, in the conditions of harlequin grounds, etc. the timely detection of obstacle is critical. It is shown that traditionally used methods of obstacle detection are inadequately expensive or can not provide the sustainable obstacle detection especially in the conditions of harlequin grounds surrounding a vehicle. The method of obstacle detection was developed providing the timely detection of obstacles even in the conditions of harlequin grounds. The model was created confirming the efficiency of the developed method.*

Keywords: *obstacles, detection methods, vehicles, harlequin grounds.*

Обеспечение безопасности вождения транспортного средства в условиях пестрых фонов

Будаи Б.Т.
Уральский федеральный университет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
buda080316@gmail.com

Аннотация: *при вождении транспортного средства в темное время суток, в условиях сложных пестрых фонов и пр. актуально своевременное обнаружение препятствий. Показано, что традиционно применяемые методы обнаружения препятствий либо неадекватно дороги, либо не обеспечивают устойчивое обнаружение препятствий, особенно в условиях пестрых фонов, окружающих транспортное средство. Разработан метод обнаружения препятствий, обеспечивающий своевременное обнаружение препятствий даже в условиях пестрых фонов. Создан макет, подтверждающий эффективность разработанного метода.*

Ключевые слова: препятствия, методы обнаружения, транспортные средства, пестрые фоны.

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 все более актуален низковысотный полет летательных аппаратов (ЛА), в том числе беспилотных ЛА (БЛА) [1-3]. Также необходимо своевременное обнаружение препятствий при вождении наземных объектов (НО) в условиях пестрых фонов [2, с.191-215]. Показано, что использование изображений, полученных только в ближнем ИК-диапазоне, позволяет резко уменьшить время распознавания и повысить вероятность распознавания препятствий [3].

Другой проблемой при определении препятствий является своевременное определение дальности до препятствия [4]. Применение традиционного трехмерного лазерного локатора, использующего сканирующий лазерный дальномер, оказывается не всегда возможным.

Во-первых, стоимость такого локатора обычно превышает сотни тысяч долларов, что не всегда приемлемо, так как такая стоимость может быть сопоставима со стоимостью БЛА и НО.

Во-вторых, такие локаторы обеспечивают формирование примерно миллиона пикселей за секунду. При частоте кадров 50 Гц [1, 2], формируется поле зрения размером порядка 140 на 140 пикселей. Такая малая разрешающая способность может приводить к пропуску препятствий.

В этих случаях используют косвенное измерение дальности триангуляционным методом [1], [2, с.63-92, с.191-215], обеспечивающим примерно на два порядка больше элементов разрешения. Недостатком традиционных триангуляционных локаторов является то, что алгоритмы автосопровождения объектов оказываются лишь при некоторых фонах. Это обусловливает интерес к анализу и синтезу 1высокоэффективных алгоритмов автосопровождения и измерения дальности.

2. Анализ и синтез высокоэффективных алгоритмов своевременного обнаружения препятствий

На рис.1 показан принцип определения дальности до объекта, который может быть препятствием. Для простоты рассмотрен не двумерный, а одномерный сигнал от объекта $Об$. Приемники $Пр_1$ и $Пр_2$, расположенные спереди носителя (ЛА или НО), принимают сигнал от объекта $Об$, до которого нужно определить дальность. Оси визирования приемников $Пр_1$ и $Пр_2$ обычно устанавливаются параллельно. Сигналы от объекта $Об$ поступают в приемники под углами α и γ соответственно.

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

Основная задача такого локатора: определение препятствий по курсу движения. Тогда $\cos(\gamma)/\cos(\alpha) \approx 1$, расстояние до препятствия $L \approx (L_1 + L_2)/2$. При этом можно показать, что $L \approx \dfrac{l/2}{\sin(\beta/2)}$. Так как расстояние l обычно известно, то задача измерения дальности до объекта L сводится к измерению угла $\beta = \alpha + \gamma$.

Задачи измерения угловых координат объектов в оптико-электронных системах (ОЭС) наиболее активно стали рассматриваться с середины прошлого века [5]. Тем не менее, и зарубежные, и российские современные алгоритмы, как и полвека назад, сводятся к комбинации двух-трех основных алгоритмов: алгоритму формирования критериальной функции и поиску экстремума этой функции, а также алгоритму сегментации [7, 8]. В некоторых случаях к этому алгоритму добавляется алгоритм оконтуривания, что также будет учтено ниже.

На рис.2а сплошной линией показано текущее изображение простой модели объекта $U_m(i)$. Пунктирной линией представлена взаимная корреляционная функция

$$R(i) = \sum_j U_m(i+j) \cdot \overline{U}_э(j), \qquad (1)$$

часто используемая в качестве критериальной функции, где $\overline{U}_э(j)$ – эталонное изображение с вычтенным средним. Экстремум (максимум) функции (1) обычно принимают в качестве координаты объекта

$$\hat{i}_0 = arg(max(R(i))). \qquad (2)$$

В этом случае и оценка $\hat{i}_0$ (2) и координата i_0 совпадают $\hat{i}_0 = i_0$ (рис.2а).

Однако существует много других фоно-объектовых ситуаций, где оценка координаты (2) и значение координаты объекта существенно различаются. На рис.2б сплошной линией показано изображение объекта (например, автомашина) с координатой i_0 и фона (например, куст) с координатой $i_ф$. Пунктиром показана корреляционная функция (2). Как видно из рис.2б, в этом случае оценка координаты (2) существенно более правдоподобнее истинной координаты объекта $\hat{i}_0 \neq i_0$. В этом случае используют эвристический алгоритм, называемый алгоритмом сегментации, который должен выделять амплитудный диапазон изображения объекта, наиболее правдоподобно относящийся к объекту, на фоне пестрой помехи

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

[5, 6]. Размер этого фона примерно совпадает с размерами объекта $l_ф \approx l_o$, что соответствует признаку объекта при сегментации фона как объекта [4, 5]. Но и по этому критерию на рис.2б выделяется изображение фона, хотя текущее изображение объекта полностью совпадает с изображением эталона и существенно отличается от изображения фона. Такая ошибка называется ошибкой второго вида и приводит к ложному перезахвату [7, 8].

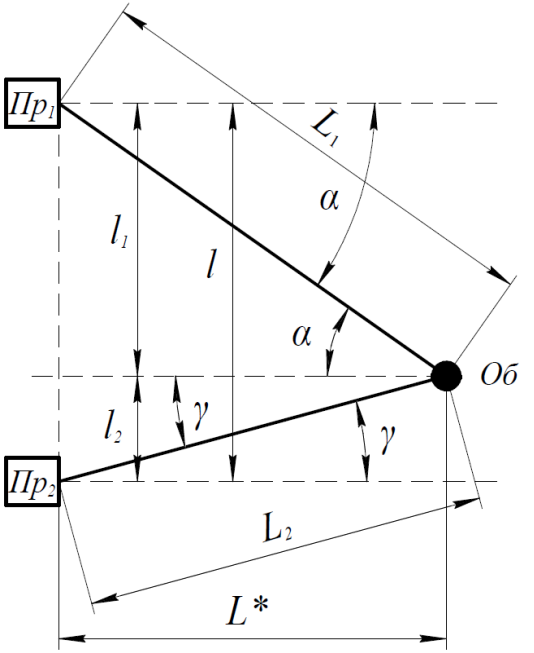


Рис.1. Триангуляционный метод измерения дальности до объекта

Fig. 1. The triangulation method of measurement of distance to the object

Иногда применяют третий алгоритм автосопровождения: оконтуривание изображения сначала путем фильтрации средних частот, а потом путем двухуровневого квантования. В некоторых случаях это приводит к выигрышу, а в некоторых — к проигрышу по вероятности отсутствия срыва автосопровождения. Это обусловлено тем, что в этом алгоритме используется примерно та же информация, что и в корреляционном алгоритме, только с подчеркнутыми средними частотами. Среднестатистически вероятность возникновения ошибки второго рода при одновременном

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

использовании алгоритмов корреляции, сегментации и оконтуривания разработчиками оценивается в (3-5) % [7].

Во-первых, это очень усредненная статистика, включающая, в первую очередь, простые ландшафты в основном с однородными амплитудными распределениями яркостей: однотонные здания, дороги и пр. Во-вторых, есть задачи, когда недопустимы и такие нечастые ошибки.

Для устранения ошибок второго вида предлагается по площади эталона $S_{эт}$ вычислять критериальную функцию (рис.2, сплошная толстая линия):

$$R(i) = R_0 - \sum_{j \in S_{эт}} f(\Delta x), \tag{3}$$

$$f(\Delta x) \approx \begin{cases} \Delta x^2, \Delta x < \Delta x_{пор}, \\ \Delta x_{пор}^2, \end{cases} \tag{4}$$

$\Delta x = U_m(i+j) - U_э(j)$, $\Delta x_{пор}$ – величина, определяемая нестабильностью изображения от кадра к кадру.

Этот алгоритм формирования критериальной функции (3) позволяет устойчиво измерять координату объекта, даже если рядом фон (рис.2б). Недостатками алгоритма является продолжение достоинств этого алгоритма. Например, изменение масштаба текущего изображения, появление смаза из-за расфокусировки и пр. приводят к тому, что критериальная функция (3) может оказаться недостаточно велика для измерения координат объекта. В УрФУ найдены алгоритмы, позволяющие значительно уменьшать влияние дестабилизирующих факторов путем автофокусировки, своевременной перезаписи эталонного изображения и другими методами цифровой обработки изображений. Создан макет, подтверждающий эффективность разработанных алгоритмов по сравнению с традиционными триангуляционным методом измерения дальности.

3. Заключение

При вождении транспортного средства в темное время суток, в условиях сложных пестрых фонов и пр. актуально своевременное обнаружение препятствий. Традиционно применяемые методы обнаружения препятствий либо неадекватно дороги, либо не обеспечивают устойчивое обнаружение препятствий, особенно в условиях пестрых фонов, окружающих транспортное средство. Разработан метод обнаружения препятствий,

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

обеспечивающий своевременное обнаружение препятствий даже в условиях пестрых фонов.

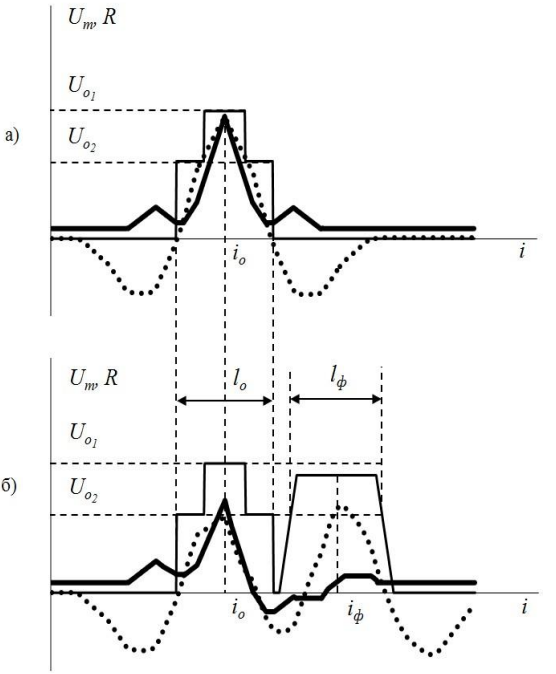


Рис.2 Анализ эффективности традиционного и предлагаемого алгоритмов измерения координат

Fig. 1. Analysis of the effectiveness of the traditional and the proposed coordinate measuring algorithms

Выигрыш достигнут благодаря повышению статистических различий между текущим и эталонным изображениями путем автофокусировки изображений, своевременной перезаписи эталонов и пр. Создан макет, подтверждающий эффективность разработанных алгоритмов по сравнению с традиционными методами измерения дальности триангуляционным методом.

Список литературы

[1] Применение стереоскопических систем для обнаружения препятствий [Электронный ресурс] // StereoFPV.com. URL: http://www.stereofpv.com/index_ru.phtml. (дата обращения: 03.03.2016).

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

[2] Техническое зрение в системах управления мобильными объектами — 2010: труды научно-технической конференции-семинара. Вып. 4 / под ред. Р.Р. Назирова. М.: КДУ, 2011. 328 с.

[3] Будаи Б.Т., Костромин Б.А., Породнов Б.А. Информационное обеспечение маловысотного полета летательных аппаратов // Проблемы спектрометрии и спектроскопии. 2016. №1.

[4] Бельский А., Жосан Н. Лазерные локационные системы для повышения безопасности полетов вертолетов // Фотоника. 2013. №5. С. 66-75.

[5] Бакут П.А., Колмогоров Г.С., Ворновицкий И.Э. Сегментация изображений: методы пороговой обработки // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 10. С. 6-24.

[6] Способ ввода в ЭВМ системы слежения информации об объекте и устройство для его осуществления (варианты) : пат. 2368952 РФ. опубл. 27.09.2009.

[7] Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Костяшкин Л. Н., Романов Ю.Н. Обработка и анализ изображений в бортовых оптико-электронных системах [Электронный ресурс] // Slideshare.com. URL: http://slidesharo.com/documents/7984/obrabotka-i-analiz-izobrazheniy-v-bortovykh-optiko-elektronnykh-sistemakh-alpatov-b-a-babayan-p-v-kostyashkin-l-n-romanov-yu-n-.ppt. (дата обращения: 15.04.2016).

[8] Баклицкий В.К., Бочкарев А.М., Мусьяков П.П. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации. М.: Радио и связь, 1986. 216 с.

References

[1] [The use of stereoscopic systems for obstacle detection] [Electronic resource] // StereoFPV.com. Available at: http://www.stereofpv.com/index_ru.phtml. (access date: 03.03.2016). (In Russian).

[2] [Technical sight in control systems of mobile objects — 2010]: works of scientific and technical conference seminar. Issue 4 / under the editorship of R. R. Nazirov. Moscow, 2011. 328 p. (In Russian).

[3] Budai B.T., Kostromin B.A., Porodnov B.A. [Information support of low-level flight of aircraft]. *Problems of spectrometry and spectroscopy*, 2016, no. 1. (In Russian).

[4] Belsky A., Zhosan N. [Laser locational systems for increase of safety of flights of helicopters]. *Photonic*s, 2013, no. 5, pp. 66-75. (In Russian).

[5] Bakut P.A., Kolmogorov G.S., Vornovitsky I.E. [Segmentation of images: methods of threshold processing]. *Foreign radio electronics*, 1987, no. 10, pp. 6-24. (In Russian).

[6] Bachilo S.A., Itenberg I.I., Markov A.L., Naumov V.V., Rybin A.V., Sivtsov S.A., Terlikov A.L., Fomenko G.A. [*Method of input in computer of the system of track of information about an object and device for his realization (variants*)]. Patent RF, no. 2368952, 2009. (In Russian).

[7] Alpatov B.A., Babayan P.V., Kostyashkin L.N., Romanov Yu.N. [Processing and the analysis of images in onboard optical-electronic systems] [Electronic resource] // StereoFPV.com. Available at: http://slidesharo.com/documents/7984/obrabotka-i-analiz-izobrazheniy-v-bortovykh-optiko-elektronnykh-sistemakh-alpatov-b-a-babayan-p-v-kostyashkin-l-n-romanov-yu-n-.ppt. (access date: 15.04.2016). (In Russian).

[8] Baklitsky V.K., Bochkaryov A.M., Musyakov P.P. [Methods of a filtration of signals in correlation and extreme systems of navigation]. Moscow, 1986. 216 p. (In Russian).

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

Numeric and experimental study of microwave photonics receiver with optical heterodyning

Victor V. Valuev[1,2], Sergey M. Kontorov[2], Victor V. Kulagin[1,2,3,4], Denis A. Prokhorov[2], Vladimir A. Cherepenin[3], Alexey N. Shulunov[1]
[1]*Joint Stock Company «RTI»*
Moscow, 127083, Russian Federation
[2]*Joint Stock Company «RTI-Radio»*
Moscow, 127083, Russian Federation
vvaluev@oaorti.ru
[3]*Kotel'nikov Institute of Radio-engineering and Electronics of RAS*
Moscow, 125009, Russian Federation
[4]*Sternberg Astronomical Institute of Lomonosov Moscow State University*
Moscow, 119992, Russian Federation
victorvkulagin@yandex.ru

Abstract: *We investigated numerically and experimentally the characteristics of microwave photonics receiver with optical heterodyning. In the receiver, a balanced two-arm scheme with a signal and a reference arms is used, which contains a CW laser, amplitude modulators, narrowband optical filters and a photodetector. Signal-to-noise characteristics of the receiver were obtained and nonlinearity of transformation was estimated with numerical simulation. A model of the microwave photonics receiver was created and its characteristics were measured. It is shown that the signal-to-noise ratio can reach 60-70 dB at a carrier frequency of tens of gigahertz and with a receiving bandwidth of several tens of megahertz.*

Keywords: *microwave photonics receiver, balanced two-arm scheme, amplitude modulators, narrowband optical filters.*

Численное и экспериментальное исследование радиофотонного приемного канала на основе оптического гетеродинирования

[1,2]Валуев В. В., [2]Конторов С. М., [1,2,3,4]Кулагин В. В., [2]Прохоров Д. А., [3]Черепенин В. А., [1]Шулунов А. Н.
[1]*ОАО «РТИ»*
г. Москва, 127083, Российская Федерация
[2]*ЗАО «РТИ-Радио»*

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

г. Москва, 127083, Российская Федерация
vvaluev@oaorti.ru
[3]*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, Российская Федерация
[4]*Государственный астрономический институт им. П. К. Штернберга МГУ им. М. В. Ломоносова*
г. Москва, 119992, Российская Федерация
victorvkulagin@yandex.ru

Аннотация: *В работе численно и экспериментально исследуются характеристики радиофотонного приемного канала с оптическим гетеродинированием. В приемном канале используется балансная двухплечевая схема с сигнальным и опорным плечами, содержащая непрерывный лазер, амплитудные модуляторы, узкополосные оптические фильтры и фотодетектор. В численном моделировании получены сигнально-шумовые характеристики приемного канала и оценены нелинейности преобразования. Создан макет радиофотонного приемного канала и измерены его характеристики. Показано, что отношение сигнал/шум может достигать 60-70 дБ при частоте несущей в десятки гигагерц и полосе приема в несколько десятков мегагерц.*

Ключевые слова: радиофотонный приемный канал, балансная двухплечевая схема, амплитудные модуляторы, узкополосные оптические фильтры.

1. Введение

Для многих практических приложений необходимо обеспечить прием сигнала с относительно небольшой полосой частот и с несущими частотами в десятки гигагерц. В частности, такие СВЧ сигналы с явно выраженной несущей широко используются в радиолокации. Применение традиционного подхода для перевода сигнала с несущей частотой 40 ГГц в цифровую форму требовало бы использования АЦП с частотами оцифровки до 80 ГГц. В настоящее время в зарубежной литературе имеются описания только нескольких экспериментов, подтверждающих принципиальную возможность построения таких систем [2], причем многие проблемы создания их коммерческой реализации пока даже не обсуждаются.

Ключевым моментом построения радиофотонного приемного канала является разработка опто-электронной (радиофотонной) схемы преобразования СВЧ сигнала на промежуточную частоту, после чего сигнал уже может быть оцифрован с достаточной степенью точности коммерческими электронными АЦП. В данной работе проведен теоретический анализ возможных схем построения таких систем. Для

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

оптимизации параметров приемного канала было проведено численное моделирование и создан макет приемного канала. Измеренные параметры макета радиофотонного приемного канала соответствуют характеристикам системы, полученным в численном моделировании, и демонстрируют возможность реализовать приемный канал с отношением сигнал/шум до 60-70 дБ, частотой несущей в десятки ГГц и полосой приема в несколько десятков МГц. Продемонстрирована слабая чувствительность выходного сигнала и отношения сигнал/шум к частотным шумам лазера, что позволяет использовать для оптического источника относительно дешевые полупроводниковые лазеры без внешних стабилизирующих резонаторов. Показана перспективность использования рабочей точки модуляторов в «темном пятне» (малое пропускание несущей оптической частоты), так как в этом случае можно отказаться от использования узкополосных оптических фильтров с сохранением шумовых характеристик приемника.

2. Балансная двухплечевая схема радиофотонного приемного канала с оптическим гетеродинированием

Радиофотонный приемный канал для преобразования сигнала СВЧ в диапазон низких частот может быть построен по балансной двухплечевой схеме (рис. 1), содержащей непрерывный лазер, амплитудные модуляторы, узкополосные оптические фильтры и фотодетектор. В результате амплитудной модуляции оптической волны входным СВЧ-сигналом $V_s(t)$ формируются боковые полосы, содержащие полезный сигнал. Оптическая несущая и, возможно, одна из боковых полос могут быть подавлены с помощью оптических полосовых фильтров**.** Фильтрация может быть осуществлена как с помощью сферических или тороидальных микрорезонаторных фильтров [3,4], так и с помощью волоконных брегговских фильтров, которые обеспечивают полосы пропускания шириной от десятков мегагерц и более. Для создания оптического опорного сигнала, используемого для гетеродинирования, часть лазерного луча модулируется по амплитуде во втором модуляторе СВЧ сигналом $V_{Rc}(t)$, близким по частоте к частоте несущей СВЧ, и также фильтруется для подавления оптической несущей и одной из боковых полос [5]. После этого оптические сигналы, содержащие принимаемый сигнал $V_s(t)$ и сигнал СВЧ несущей $V_{Rc}(t)$, смешиваются и детектируются фотоприемником, выходной сигнал которого оцифровывается медленным электронным АЦП.

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

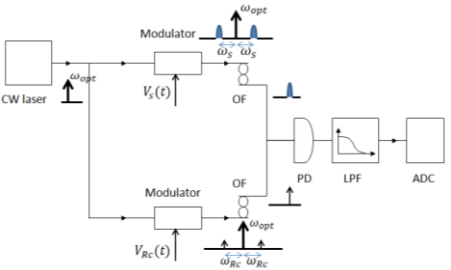


Рис. 1. Принципиальная схема приемного канала СВЧ диапазона с оптическим гетеродинированием: OF – оптические узкополосные фильтры, PD – фотодетектор, LPF – фильтр низкой частоты, ADC – электронный аналого-цифровой преобразователь, $V_s(t)$ – входной СВЧ сигнал с частотой несущей ω_s, $V_{Rc}(t)$ – опорное СВЧ колебание с частотой ω_{Rc}.

Fig. 1. Principle diagram of the microwave receiver with optical heterodyning: OF - narrow-band optical filters, PD – photodetector, LPF – low-pass filter, ADC - electronic analog-to-digital converter, $V_s(t)$ - input microwave signal with the central frequency ω_s, $V_{Rc}(t)$ - microwave reference carrier with the frequency ω_{Rc}.

В радиофотонном приемном канале может быть использовано как гомодинное (с переносом на нулевую частоту), так и гетеродинное (с переносом на промежуточную частоту), преобразование сигнала, кроме того, его характеритики зависят от положение рабочей точки модуляторов. Для определенности ниже будет рассмотрена гетеродинная схема с модуляторами, работающими в режиме подавления несущей (работа «в темном пятне»), так как в этом случае, вообще говоря, не требуется использовать узкополосные оптические фильтры в схеме.

3. Численное моделирование преобразования сигнала в радиофотонном приемном канале.

В численном моделировании учитывались основные шумы [1], определяющие чувствительность приемного канала – дробовой шум фотодетектирования, тепловые шумы цепи фотодетектора и шумы усилителя низкой частоты, флуктуации интенсивности лазера и др.. Мощность лазера делилась поровну между сигнальным и опорным плечами (рис. 1), модуляторы были одинаковыми для опорной и сигнальной волн, причем для опорной волны индекс модуляции был равен 1. Коэффициент преобразования фотодетектора был равен 1 А/Вт, эквивалентное сопротивление нагрузки фотодетектора 50 Ом, коэффициент шума усилителя после фотодетектора порядка единицы, температура 300 К. При проведении численных моделирований

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

оптическая частота соответствовала частоте 10 кГц (на графиках), частота СВЧ колебаний – частоте 100 Гц, а частота модулирующего полезного сигнала – 1 Гц (такое соответствие было выбрано из-за невозможности охватить весь спектр частот от нулевой до оптической в численных моделированиях).

Спектральная плотность выходного поля модулятора в сигнальном плече радиофотонного приемного канала, работающего в режиме подавления несущей, представлена на рис. 2(а), а модулятора в опорном плече – на рис. 2(б). Несущая (вблизи 10000 Гц) подавлена настройкой модуляторов на темное пятно (минимальное пропускание). Спектральная плотность выходного сигнала фотодетектора показана на рис. 2(в). В данном случае промежуточная частота соответствовала частоте 5 Гц в моделированиях. Линии сигнальной модуляции оказываются здесь приблизительно на 60 дб выше уровня шума. Сигнал вблизи нулевой частоты на выходе фотодетектора может быть отфильтрован цифровыми методами (предполагается, что сигнал на промежуточной частоте оцифровывается электронными АЦП).

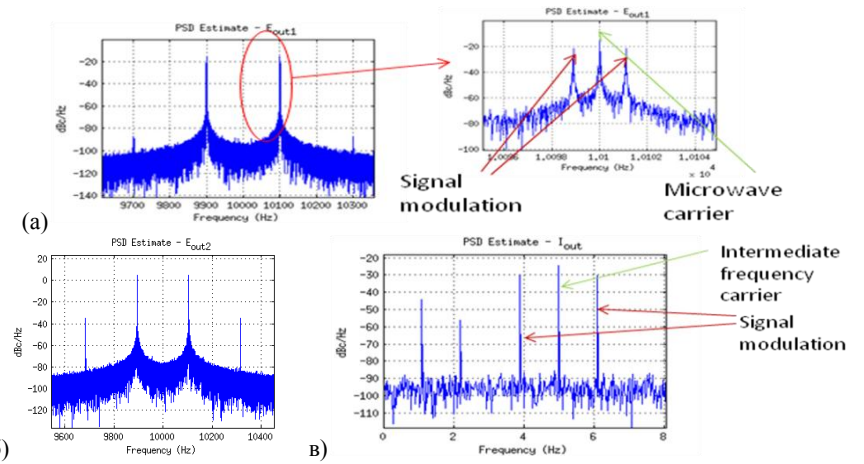


Рис. 2. Спектральные плотности выходных полей модуляторов в сигнальном плече (а) и опорном плече (б), а также на выходе приемного канала (в). Справа от рис. 2(а) показан увеличенный вид правой боковой полосы на выходе сигнального модулятора.

Fig. 2. The spectral densities of output fields of modulators in the signal (a) and reference (b) arm, and the output of the receiving channel (c). The inset in Fig. 2(a) shows an enlarged view of the right-side band at the output of the signal modulator.

Отметим низкую чувствительность балансной двухплечевой схемы приемного канала к частотным шумам лазера. На фотодетекторе выделяется разностная частота сигнального и опорного плеч, флуктуации

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

которой существенно подавлены. Это позволяет применять в схеме лазеры без внешних элементов, стабилизирующих частоту.

4. Экспериментальные характеристики канала

Внешний вид макета радиофотонного приемного канала показан на рис. 3(а), а спектральная плотность выходного сигнала на промежуточной частоте 1 ГГц в гетеродинной схеме с модуляторами, работающими в режиме подавления несущей, представлена на рис. 3(б). Несущая частота 10 ГГц промодулирована сигналом с частотой 100 кГц, при этом глубина модуляции составляла 100%. Оптические фильтры (λ=1550,59нм) использованы для повышения стабильности работы схемы. Мощность лазера составляет +16дБм, длина волны λ=1550,51нм, СВЧ мощность на входе сигнального модулятора +20дБм, СВЧ мощность на входе опорного модулятора +11,5дБм (несущая частота 9 ГГц). Из рис. 3 следует, что спектральная интенсивность сигнала почти на 60 дб больше спектральной интенсивности шума. Более тщательный подбор режимов работы модуляторов позволит еще на несколько децибелл увеличить отношение сигнал/шум.

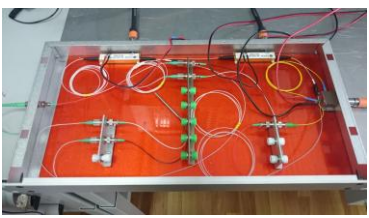
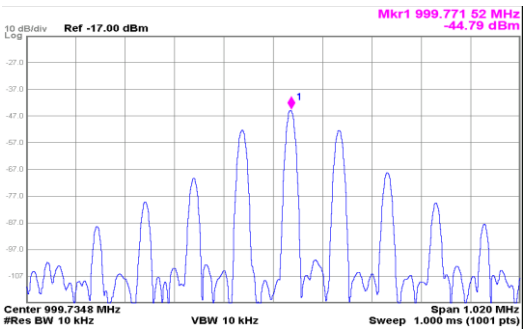
а)  б) 

Рис. 3. Макет приемного канала (а) и спектральная плотность его выходного сигнала (б) на промежуточной частоте 1ГГц .

Fig. 1. Model of the receiver (a) and radio signal spectral density (b) at the output.

5. Заключение

Радиофотонный приемный канал СВЧ диапазона с оптическим гетеродинированием может обеспечить ширину полосы до нескольких сотен МГЦ с частотой несущей в десятки ГГц при отношении сигнал/шум, равном 60-70 дб. Величина выходного сигнала и отношение сигнал/шум

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

балансной двухплечевой схемы оказываются нечувствительными к частотным шумам лазера. При этом использование режима подавления несущей оптической частоты в модуляторах приемного канала позволяет отказаться от применения узкополосных оптических фильтров в схеме.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, частично поддержанного Российским фондом фундаментальных исследований (проект № 14-29-08177). Авторы благодарны Акопяну Э. В. за помощь с численным моделированием.

Список литературы

[1] Valley G.C. Photonic analog-to-digital converters // Optics Express. 2007. V. 15. P. 1955-1982.

[2] Bhushan A.S., Kelkar P.V., Jalali B., Boyraz O., Islam M. 130-GSa/s photonic Analog-to-digital converter with time stretch preprocessor // IEEE Photonic Technol. Lett.. 2002. V. 14. P. 684-686.

[3] Matsko A.B., Ilchenko V.S. Optical resonators with Whispering-Gallery Modes- Part-I: Basics // IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron. 2006. V. 12. No. 1. P. 3-14.

[4] Ilchenko V.S., Matsko A.B. Optical resonators with Whispering-Gallery Modes- Part-II: Applications // IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron. 2006. V. 12. No. 1. P. 15-32.

[5] Ridgway R.W., Dohrman C.L., Conway J.A. Microwave Photonics Programs at DARPA // J. of Lightwave Technol. 2014. V. 32. P. 3428–3439.

References

[1] Valley G.C. Photonic analog-to-digital converters. *Optics Express*, 2007, vol. 15, pp. 1955 - 1982.

[2] Bhushan A.S., Kelkar P.V., Jalali B., Boyraz O., Islam M. 130-GSa/s photonic Analog-to-digital converter with time stretch preprocessor. *IEEE Photonic Technol. Lett*., 2002, vol. 14, pp. 684 - 686.

[3] Matsko A.B., Ilchenko V.S. Optical resonators with Whispering-Gallery Modes- Part-I: Basics. *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron*., 2006, vol. 12, No. 1, pp. 3 - 14.

[4] Ilchenko V.S., Matsko A.B. Optical resonators with Whispering-Gallery Modes- Part-II: Applications. *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron*., 2006, vol. 12, No. 1, pp. 15 - 32.

[5] Ridgway R.W., Dohrman C.L., Conway J.A. Microwave Photonics Programs at DARPA. *J. of Lightwave Technol*., 2014, vol. 32, pp. 3428 – 3439.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, partly supported by the Russian Foundation for Basic Research (project No. 14-29-08177). The authors are grateful to E. V. Akopyan for help with numeric simulations.

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

Развитие радиофотонных систем мониторинга каналообразующих структур оптических сетей связи

Макаров И.А., Морозов О.Г., Колесников В.Ю., Сарварова Л.М.
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, Российская Федерация
OGMorozov@kai.ru

Аннотация: *В работе рассмотрены принципы радиофотонного полигармонического зондирования широкополосных (чирпированных) волоконных решеток Брэгга, фильтров перестраиваемых мультиплексоров ввода-вывода, полосовых фильтров, как оптических структур, использующихся, преимущественно, в качестве каналообразующих элементов в волоконно-оптических системах передачи со спектральным уплотнением информации. Цель зондирования – определение положения центральной длины волны указанных структур, ширины полосы пропускания, крутизны склонов и их соответствия параметрам ITU и настройкам линии передачи со спектральным уплотнением информации.*

Ключевые слова: реконфигурируемый оптический мультиплексор ввода-вывода, тонкопленочный фильтр, чирпированная волоконная решетка Брэгга, мониторинг широкополосных избирательных оптических структур, центральная длина волны, полоса пропускания, крутизна склона, двухчастотный зондирующий сигнал.

1. Введение

Перестраиваемые оптические мультиплексоры ввода-вывода на основе частотно-селективных переключателей ROADM-WSS (*от англ.* – Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexor based on Wavelength Selective Switch) одновременно выполняют четыре функции, которые ранее требовали применения четырех отдельных элементов: демультиплексирование, выравнивание уровней мощности, коммутацию, мультиплексирование. Такими устройствами обеспечивается поддержка сетки частот 50 и 100 ГГц в полосах 191,6-196,3 ТГц (оптическая С-полоса) и 186,9-191,3 ТГц (оптическая L-полоса) с числом каналов от 45 до 90. С целью обеспечения качества обслуживания в обязательном порядке осуществляется функция канального мониторинга в волоконно-оптической системе передачи со спектральным разделением (ВОСП-СР), в основе которого непрерывный оптический

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

спектральный мониторинг ширины центральной длины волны, полосы пропускания и крутизны склонов [1].

Тонкопленочные фильтры (ТФ) являются как элементами ROADM-WSS, так и специально используемыми структурами для создания фильтров, фиксированных оптических мультиплексоров ввода-вывода и т.д. Кроме того следует отметить их применение в широком классе приложений оптоэлектронных систем и биофотоники [2]. При этом ширина спектра ТФ составляет от долей ангстрем до единиц и десятков нанометров.

Для увеличения протяженности ретрансляционного участка ВОСП-СР со скоростью 10 Гбит/с и более устанавливаются компенсаторы хроматической дисперсии. Компенсатор хроматической дисперсии на основе линейной чирпированной волоконной решетки Брэгга (ЛЧВРБ) – пассивное оптическое устройство, состоящее из ЛЧВРБ и оптического циркулятора. ЛЧВРБ [3] за счет внутренней дифракционной структуры создает условно отрицательную хроматическую дисперсию входящих сигналов в диапазоне длин волн 1525-1600 нм.

Как правило, тип устройств, используемых на ВОСП-СР для ввода-вывода каналов и компенсации хроматической дисперсии одинаков, они имеют близкие характеристики, что незначительно сказывается на общей полосе частот. Влияние же сдвига центральной частоты очень ощутимо, что определяет необходимость ее мониторинга. Причины сдвига частоты – несовершенность оптических узлов, неточность настройки, внешние и внутренние напряжения в конструкции. Дополнительной причиной является изменение внешних климатических условий в шкафах, где расположены ROADM-WSS, ТФ, ЛЧВРБ. Указанные выше причины могут привести и к значительному изменению полосы пропускания ROADM-WSS, ТФ, ЛЧВРБ, а также изменению крутизны склонов их спектральных характеристик, что определяет необходимость и их мониторинга [4].

2. Определение центральной частоты и крутизны склонов

Рассмотри вариант реализации мониторинга параметров широкополосной структуры на примере ТФ (рис. 1). На рис. 1 изображена зависимость коэффициента пропускания широкополосного ТФ, выраженного в дБ, от длины волны (нм) для случаев с различной крутизной склонов: низкой (low cavity count), средней (medium cavity count) и высокой (high cavity count). Кроме этого показано частотное расположение двухчастотного зондирующего сигнала для определения центральной длины волны (частоты), полосы пропускания и крутизны склонов:

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

f_i – средняя частота двухчастотного зондирующего сигнала, m_i и φ_i – коэффициент амплитудной модуляции и фаза огибающей биений двух частотных компонент зондирующего сигнала.

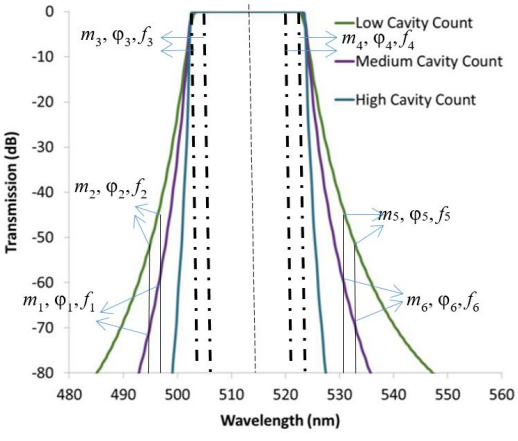


Рис. 1. К пояснению процесса мониторинга ТФ

Вариант *i*=1,2 и *i*=5,6 используется для мониторинга крутизны переднего и заднего склонов соответственно, вариант *i*=1,6 или *i*=2,5 для определения центральной частоты ТФ. В случае расположения средних частот в последнем варианте на уровне 3 дБ от максимальной величины пропускания, полученные данные мониторинга могут быть использованы для определения полосы пропускания ТФ. Особо выделены характерные точки для определения границ «плоской» вершины ТФ при *i*=3,4.

Определение центральной частоты ТФ f_C для варианта *i*=1,6 осуществляется по алгоритму:

$$m_1 = m_6;\ \varphi_1 = \varphi_6; \mathrm{sign}(\varphi_1) = -\mathrm{sign}(\varphi_6);\ f_C = (f_1 + f_6)/2. \qquad (1)$$

При расположении f_1 и f_6 на уровне 3 дБ от максимальной величины пропускания может быть определена полоса пропускания ТФ:

$$m_1 = m_6;\ \varphi_1 = \varphi_6; \mathrm{sign}(\varphi_1) = -\mathrm{sign}(\varphi_6);\ f_C = f_6 - f_1. \qquad (2)$$

Определение крутизны склонов представим на примере переднего склона при анализе двухчастотного зондирующего излучения на средних частотах f_1 и f_2:

$$m_1 \neq m_2;\ \varphi_1 \neq \varphi_2\ ;\ \mathrm{sign}(\varphi_1) = \mathrm{sign}(\varphi_2); f_1 = f_2. \qquad (3)$$

Из анализа (3) видно, что крутизну склона можно определить либо по значению коэффициента амплитудной модуляции либо по значению фазы на частоте огибающей биений составляющих зондирующего сигнала.

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

3. Определение протяженности плоской вершины

Определение наличия плоской вершины ТФ и ее ширины f_{FH} представим на примере анализа двухчастотного зондирующего излучения на средних частотах f_3 и f_4:

$$m_3 = m_4 = 1;\ \varphi_3 = \varphi_4 = \varphi_0;\ f_{FH} = f_4 - f_3 + f_D, \quad (4)$$

где φ_0 – фаза огибающей биений между двумя компонентами зондирующего излучения до взаимодействия с ТФ, f_D – разностная частота между составляющими двухчастотного зондирующего излучения (рис. 1). Момент появления плоской вершины определяется по равенству коэффициентов модуляции $m_3 = m_4 = 1$. На участках до и после плоской вершины $\varphi_3 = \varphi_4 \neq \varphi_0; \mathrm{sign}(\varphi_3) = -\mathrm{sign}(\varphi_4)$.

4. Характеристики мониторинга

Скорость опроса предлагаемой системы зондирования определяется скоростью сканирования структуры (обычно несколько килогерц) при использовании для управления длиной волны лазерного излучения электронного векторного анализатора с разрешением в единицы Гц в зонах контроля f_i. Напомним, что для мониторинга в рассматриваемом случае выбран формат «in-line» и следует особым образом формировать зондирующий сигнал с учетом особенностей формирования спектра информационного сигнала. Более точный мониторинг осуществляется в период времени, определяемый для технического обслуживания ВОСП-СР.

5. Заключение

Предложен новый метод мониторинга спектральных характеристик широкополосных оптических структур типа ROADM-WSS, ТФ, ЛЧВРБ. Предлагается встроенная система «in-line» мониторинга с использованием формирователя двухчастотного излучения (например, на базе модулятора Маха-Цендера) из несущего излучения канала, а также структурированных алгоритмов поиска центральной частоты и ширины полосы пропускания для контроля их соответствия параметрам ITU и настройкам ВОСП-СР.

Показано, что использование двухчастотных методов зондирования позволяет решить задачу комплексированного мониторинга их спектральных характеристик с использованием недорогой элементной базы при анализе огибающей биений компонент зондирующего излучения по фазе или амплитуде [5-11].

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

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ в КНИТУ-КАИ по теме «Радиофотоника» №3.1962.2014/К.

Список литературы

[1] Heismann F. System Requirements for WSS Filter Shape in Cascaded ROADM Networks // OFC/NFOEC Proc. 2010. P. 1-3.

[2] Next-Generation Thin-Film Optical Filters for Life Sciences // Alluxa Engineering Staff, November, 2015. URL: www.alluxa.com.

[3] Васильев С.А. и др. Волоконные решетки показателя преломления и их применения // Квантовая электроника. 2005. Т. 35. № 12. С. 1085-1113.

[4] Морозов О.Г., Ильин Г.И. Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 1 (20). С. 6-42.

[5] Куприянов В.Г., Морозов О.Г. и др. Маломодовое зондирование датчиков на основе волоконных решеток Брэгга // Научно-технический вестник Поволжья. 2013. № 4. С. 200-204.

[6] Морозов О.Г., Айбатов Д.Л. и др. Синтез двухчастотного излучения и его применение в волоконно-оптических системах распределенных и мультиплексированных измерений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 3. С. 84-91.

[7] Куприянов В.Г., Степущенко О.А. и др. Волоконно-оптические технологии в распределенных системах экологического мониторинга // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2011. Т. 13. № 4-4. С. 1087-1091.

[8] Морозов О.Г., Нуреев И.И. и др. Вопросы применения концепции программно-определяемых сетей для систем внутрискважинной волоконно-оптической телеметрии // Нелинейный мир. 2014. Т. 12. № 10. С. 83-90.

[9] Севастьянов А.А., Морозов О.Г. и др. Формирование многочастотного излучения в двухпортовом модуляторе Маха-Цендера // Научно-технический вестник Поволжья. 2013. № 4. С. 232-236.

[10] Морозов О.Г. Амплитудно-фазовое преобразование частоты в системах временной и частотной рефлектометрии волоконно-оптических информационных и измерительных сетей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2004. Т. 7. № 1. С. 63.

[11] Морозов О.Г., Айбатов Д.Л., Просвирин В.П., Смирнов А.С. Амплитудно-фазовые методы формирования зондирующих излучений для систем анализа волоконно-оптических структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10. № 3. С. 119-124.

[12] Морозов О.Г., Айбатов Д.Л. и др. Преобразование спектра оптического излучения в двухканальном модуляторе Маха-Цендера и ROF-фильтр на его основе // Нелинейный мир. 2010. Т. 8. № 5. С. 302-309.

[13] Талипов А.А., Морозов О.Г. и др. Метод формирования двухчастотного излучения для синтеза солитонов и применения спектрально-эффективной модуляции RZ и CSRZ форматов в оптических сетях доступа // Вестник Поволжского государственного технического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. № 2. С. 3-12.

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

Метод вариации разностной частоты для опроса резонансных датчиков сенсорных систем радио- и оптического диапазонов

Гаврилов П.В., Морозов О.Г., Колесников В.Ю., Сарварова Л.М.
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, Российская Федерация
OGMorozov@kai.ru

Аннотация: *Предложен метод для измерения параметров резонансных датчиков, которые характеризуются одновременным изменением резонансной частоты, амплитуды и добротности в зависимости от изменения величины внешних воздействий. Работа метода основана на двухчастотном зондировании с вариацией разностной частоты резонансного датчика и измерении коэффициента модуляции и амплитуды огибающей биений измерительной пары после отражения от или прохождения через датчик с дальнейшим вычислением его резонансных характеристик. Как в радио-, так и в оптическом диапазоне выигрыш по отношению сигнал/шум измерений может составить до 1-2 порядков.*

Ключевые слова: резонансный датчик, радиодиапазон, комплексная диэлектрическая проницаемость, оптический диапазон, контур усиления Мандельштама-Бриллюэна, резонансная частота, резонансная амплитуда, добротность, двухчастотное зондирование, вариация разностной частоты.

1. Введение

Контроль за изменением комплексной проводимости обрабатываемого материала может быть использован для мониторинга параметров технологического процесса и качества получаемых продуктов. В течение технологического процесса, заключающегося в изменении свойств, например, термореактивных полимеров (отверждение), происходит изменение и его комплексной проводимости на СВЧ-частотах.

В качестве примера изменения комплексной проводимости термореактивного полимера в течение технологического процесса СВЧ-обработки можно привести данные табл. 1 [1]. В ней приведены АЧХ резонансного датчика, нагруженного на полиуретан, на различных стадиях технологического процесса. Рефлектометрический сигнал от датчика имеет вид узкого

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

резонансного пика отражения с полушириной около 100 МГц на различных частотах в диапазоне от 1,5 до 2,5 ГГц, соответствующих различным стадиям обработки.

Табл. 1. Параметры резонансного датчика на разных стадиях обработки

Стадия	Центральная частота, ГГц	Уровень сигнала, dB
Начальная	1,7	– 23
1-ая промежуточная	1,8	– 20
2-ая промежуточная	1,83	– 18
3-ая промежуточная	1,93	– 17
Конечная	2,2	– 11

Таким образом, общую задачу измерений можно сформулировать как задачу одновременного измерения резонансной частоты, амплитуды и добротности датчика в зависимости от изменения величины внешних воздействий.

Принципы измерительного преобразования в распределенных волоконно-оптических датчиках также основаны на зависимости центральной частоты, максимальной амплитуды и полной ширины на полувысоте контура усиления Мандельштама-Бриллюэна (КУМБ), сформированного в силу проявления эффекта вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна (ВРМБ) в одномодовом оптическом волокне, от температуры и от величины деформаций [2].

Нахождение максимальной центральной частоты, амплитуды и добротности КУМБ с помощью методов модуляционных преобразований необходимо для устранения мультипликативности отклика волокна на температуру и растяжение. Под добротностью КУМБ будем понимать отношение его центральной частоты к ширине контура на полувысоте. При увеличении температуры коэффициент усиления увеличивается, ширина линии уменьшается, а их произведение не изменяется и не зависит от температуры; при увеличении растяжения коэффициент усиления уменьшается, а ширина линии остается практически постоянной.

В данной работе предложен метод для измерения параметров резонансных датчиков, которые характеризуются одновременным изменением указанных параметров при изменении внешних воздействий. В отличие от существующих дорогих классических вариантов (спектральные, векторные анализаторы) и сложных сканирующих одночастотных систем, метод основан на практичных реализациях двухчастотного зондирования и модуляционных преобразований.

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

2. Определение резонансной (центральной) частоты

Рассмотрим метод двухчастотного зондирования для определения резонансной (центральной) частоты датчика на примере решения задачи для КУМБ. Для решения указанной задачи в работе представлен метод определения центральной частоты КУМБ, основанный на использовании преимуществ однополосной модуляции для преобразования комплексного спектра КУМБ из оптической области в электрическую, двухчастотного зондирующего излучения по методу Ильина-Морозова [3] и алгоритмов определения центральной частоты по анализу параметров огибающей частоты биений их спектральных компонент [4, 5].

Оптический сигнал от лазерного диода с длиной волны $\lambda_p = 1550$ нм и шириной полосы излучения около 100 кГц разделяется по двум каналам: накачки ВРМБ и формирования однополосного двухчастотного зондирующего излучения для определения параметров КУМБ. Излучение с составляющими $f_{11} = f_0 - f_{rf} - \Delta f$ и $f_{12} = f_0 - f_{rf} + \Delta f$ зондирует контур усиления (рис. 1,*а*), при этом частота $f_0 - f_{rf}$ при настройке на центр контура усиления соответствует его центральной частоте f_{MB}, расстройка Δf – половине его ширины на полувысоте Δf_{MB}, а частота несущей f_0 – частоте накачки $f_p = c/\lambda_p$. Двухчастотное излучение, прошедшее через КУМБ принимается фотодетектором. Выходной ток на частоте биений между двумя зондирующими составляющими $2\Delta f$ пропорционален:

$$|i_{\text{out}}(t)| \propto |A_{11}||A_{12}||H_{11}(f_0 - f_{rf} - \Delta f)||H_{12}(f_0 - f_{rf} + \Delta f)| \times$$
$$\times \cos[4\pi\Delta f + \varphi_{11} - \varphi_{12} + \arg H_{11}(f_0 - f_{rf} - \Delta f) - \arg H_{12}(f_0 - f_{rf} + \Delta f)]. \quad (1)$$

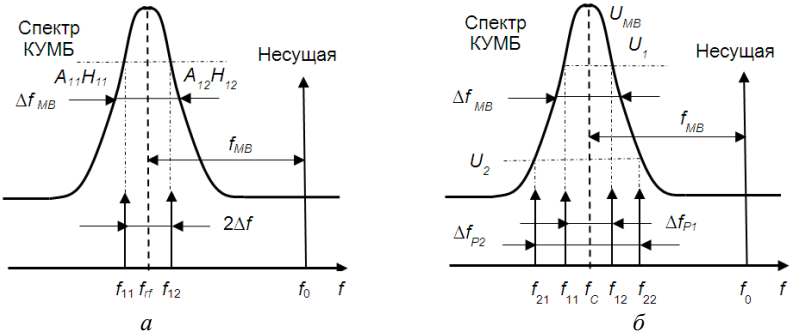


Рис. 1. К определению центральной частоты (а), максимального усиления и добротности (б) КУМБ

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

Из электрического выходного сигнала детектора можно получить образ оптической передаточной функции на частоте огибающей двух зондирующих сигналов. Оптическая передаточная функция эквивалентна последовательному соединению линейной передаточной функции волокна и КУМБ. Для поиска центральной частоты введем в алгоритм определения характеристик параметр эквивалентный коэффициенту амплитудной модуляции m огибающей частоты биений. При его равенстве единице центральная частота будет определяться как:

$$f_{MB}=(f_{11}+f_{12})/2, \qquad (2)$$

при известных частотах f_0 и f_{11}, f_{12}.

3. Определение резонансной амплитуды и добротности

Для определения максимального усиления (резонансной амплитуды) и добротности предложен метод, основанный на анализе коэффициента модуляции частоты огибающей биений между составляющими двух пар двухчастотных излучений с одинаковой средней и разными разностными частотами – способ вариации разностной частоты.

Зондирующее излучение формируют четырехчастотным (рис. 1,*б*) с четырьмя составляющими равной амплитуды соответственно на частотах f_{11}, f_{21}, f_{22}, f_{12} со средней частотой $f_C=(f_{12}+f_{11})/2=(f_{22}+f_{21})/2$ и разностными частотами $\Delta f_{P1}=f_{12}-f_{11}$ и $\Delta f_{P2}=f_{22}-f_{21}$, меньшими или одной из них равной ширине на полувысоте КУМБ, и направляют в волокно. Далее перестраивают среднюю частоту f_C зондирующего колебания, причем в ходе перестройки разностные частоты оставляют неизменными, регистрируют изменение средней частоты зондирующего колебания и параллельно измеряют коэффициенты модуляции m_1 и m_2 огибающих частот биений между составляющими зондирующего колебания соответственно f_{11}, f_{12} и f_{21}, f_{22} на выходе волокна. По достижении коэффициентом модуляции значения $m_1=m_2=1$ измеряют центральную частоту f_{MB} КУМБ, как равную значению средней частоты f_C в данный момент времени, и измеряют соответствующие ему амплитуды огибающих частот биений между составляющими зондирующего колебания U_1 для f_{11}, f_{12} и U_2 для f_{21}, f_{22}. Далее вычисляют максимальную амплитуду U_{MB} и добротность КУМБ Q_{MB}

$$U_{MB}=\sqrt{\left(\chi^2U_1^2-U_2^2\right)/\left(\chi^2-1\right)};\ \ Q_{MB}=f_{MB}\sqrt{(U_{MB}/U_i)^2-1}\Big/\Delta f_{Pi}\ , \qquad (3)$$

где $\chi=U_2\Delta f_{P2}/U_1\Delta f_{P1}$, i равно1 или 2.

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

4. Заключение

Разработанные методы были использованы для построения датчиков, предназначенных для распределенных измерений температуры в нефтяных скважинах с помощью волоконно-оптических датчиков [6, 7], а также создания мониторинговых систем с улучшенными метрологическими характеристиками в перспективных микроволновых комплексах синтеза композитных изделий, технические особенности построения которых более подробно представлены в [8—10]. В обоих диапазонах реальный выигрыш по отношению сигнал/шум измерений составил ~ 9 дБ.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ в КНИТУ-КАИ по теме «Радиофотоника» №3.1962.2014/К.

Список литературы

[1] Marin A.J.C. et al. Non invasive method for monitoring the curing process of a thermoset plastic material through the use of micro-waves // US Patent 2011/0043223. 2011. 21 p.

[2] Agrawal G.P. Nonlinear fiber optic. New York: Academic press, 2013. 632 p.

[3] Морозов О.Г. Амплитудно-фазовое преобразование частоты в системах временной и частотной рефлектометрии волоконно-оптических информационных и измерительных сетей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2004. Т. 7. № 1. С. 63-67.

[4] Морозов О.Г., Ильин Г.И. Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 1 (20). С. 6-42.

[5] Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р. Свойства сложно-периодических неоднородных систем в радиочастотных и оптических направляющих структурах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. Т. 18. № 3-1. С. 16-22.

[6] Морозов О.Г., Нуреев И.И. и др. Вопросы применения концепции программно-определяемых сетей для систем внутрискважинной волоконно-оптической телеметрии // Нелинейный мир. 2014. Т. 12. № 10. С. 83-90.

[7] Садыков И.Р., Морозов О.Г. и др. Волоконно-оптический рефрактометрический датчик // Труды МАИ. 2012. № 61. С. 18.

[8] Насыбуллин А.Р., Морозов О.Г., Севастьянов А.А. Брэгговские сенсорные свч-структуры на коаксиальном кабеле // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 3. С. 8.

[9] Анфиногентов В.И., Морозов Г.А. и др. Выбор оптимальной структуры построения СВЧ-комплекса обработки термореактивных композитных материалов // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2012. Т. 14. № 1-2. С. 525-528.

[10] Морозов О.Г., Морозов Г.А. и др. Резонансный метод мониторинга технологического процесса отверждения полимеров // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. № 1 (15). С. 67-74.

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

Estimation of necessary diameter of lens of the optical-electronic systems

Boris T. Budai
Ural Federal University, 19, Mira str., Yekaterinburg, Russia, 620002
buda080316@gmail.com

Abstract: *In the recent time the role of optic-electronic systems (OES) in the problem of defect detection is steadily increasing. To reach high resolution of OES used for these aims the objectives of large diameters are usually needed. One of the main faults of OES with large objectives is their low resistance to mechanical shocks especially when devises operate in hard, rigid (for instance dusty) environmental conditions. Large diameter of objective is based on calculations where approximate ways are used. More exact and compact analytical solution which allows reducing the lens diameter in two ore more times without aggravation of its resolution is found in this work. So, we can effectively utilize OES with objectives of four or even more times less in surface.*
Keywords: *Key words: optic-electronic system, objective diameter, impulse characteristic.*

Оценка необходимого диаметра объектива оптико-электронных систем

Будаи Б.Т.
Уральский федеральный университет им. Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
buda080316@gmail.com

Аннотация: *При оценке искажений сигнала в оптических системах в плоскости приемника изображений влияние дифракции обычно учитывается приблизительно. Это приводит к завышенным оценкам искажений, а поэтому к большим диаметрам объективов. Найдена точная оценка влияния дифракции. Применение этой оценки позволяет адекватно выбирать диаметры объективов и упрощать требования к выбору других параметров оптических систем.*

Ключевые слова: оптико-электронная система, диаметр объектива, импульсная характеристика

1. Введение

При анализе и синтезе ОЭС контроля технологических процессов возникает риск соударения объектива ОЭС с частицами среды, в которой

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

происходит контроль [1, 2]. Эти соударения могут вызывать не только появление царапин на объективе ОЭС, но и его растрескивание и даже раскалывание.

В [3] отмечалась высокая экологичность и точность измерения толщины листового проката с помощью ОЭС. Однако и в этом случае также возможно повреждение поверхности объектива при соударении с частицами, например, окалины движущегося листового проката.

Причем чем больше диаметр объектива, тем больше вероятность соударения с частицами среды, в которой происходит эксплуатация ОЭС.

Вышеназванные причины вызывают интерес к поиску путей уменьшения диаметра объектива ОЭС без уменьшения разрешающей способности изображения наблюдаемого объекта.

2. Оценка влияния диаметра объектива на дифракционные ограничения объектива

Для решения этой задачи необходимо оценить, как влияют размеры объектива на разрешающую способность изображения, формируемого в ОЭС. Известно, что тракт распространения сигнала изображения определяется турбулентностью атмосферы, дифракцией оптики, ограниченными размерами элементов приемника ОЭС, конечной полосой пропускания видеоусилителя и другими факторами. С учетом [4, с. 23, 279-298] тракт эквивалентен фильтру нижних пространственных частот с импульсной характеристикой (ИХ) $h_{тр}(\tau_x, \tau_y)$, которая обеспечивает формирование сигнала на выходе ОЭС $U_{вых}(x, y)$ путем свертки со входным сигналом $U_{вх}(x+\tau_x, y+\tau_y)$

$$U_{вых}(x,y) = \iint\limits_{G(\tau_x,\tau_y)} U_{вх}(x+\tau_x, y+\tau_y)\cdot h_{тр}(\tau_x,\tau_y)\cdot d\tau_x \cdot d\tau_y \qquad (1)$$

При формировании оценки сигнала на выходе ОЭС $U_{вых}(x, y)$ (1) возникает две проблемы: оценка ИХ тракта $h_{тр}(\tau_x, \tau_y)$ и определение области интегрирования $G(\tau_x, \tau_y)$ этой ИХ.

Для решения этих проблем можно учесть, что в соответствии с [4, с. 23, 295] ИХ $h_{тр}(\tau_x, \tau_y)$ является сверткой импульсных характеристик каждого из факторов, включая дифракцию. Поэтому для оценки ИХ $h_{тр}(\tau_x, \tau_y)$ обычно применяют следствие из центральной предельной тео-

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

ремы теории вероятностей [5, с. 565], в соответствии с которым свертка нескольких импульсных характеристик может быть представлена ИХ асимптотически гауссового вида

$$h_{тр.г}(\tau_x,\tau_y)\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma_{тр.x}}\cdot\frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma_{тр.y}}\cdot\exp\left(-\frac{\tau_x^2}{2\sigma_{тр.x}^2}\right)\cdot\exp\left(-\frac{\tau_y^2}{2\sigma_{тр.y}^2}\right), \quad (2)$$

где $\sigma_{тр.x}=\sqrt{\sum_i\sigma_{x.i}^2}$, $\sigma_{тр.y}=\sqrt{\sum_i\sigma_{y.i}^2}$; $\sigma_{x.i},\sigma_{y.i}$ – среднеквадратические отклонение (СКО) каждого из факторов.

С учетом аппроксимации (2) вычисление выражения (1) упрощается

$$U_{вых}(x,y)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}U_{вх}(x+\tau_x,y+\tau_y)\cdot h_{тр.г}(\tau_x,\tau_y)\cdot d\tau_x\cdot d\tau_y. \quad (3)$$

Кроме того, вследствие разделяющихся переменных в ИХ (2) для удобства от анализа двумерного случая (3) переходят к анализу одномерного случая, в том числе по каждому из факторов. В частности, при анализе дифракции с учетом [4, с. 281], [6, с. 108-112], [7, с. 221] сигнал на выходе объектива анализируют в виде свертки с ИХ $h_{диф}(x)$ объектива

$$U_{вых}(x)=\int_{-\infty}^{\infty}U_{вх}(x-\tau)\cdot h_{диф}(\tau)\cdot d\tau. \quad 4)$$

Объективы обычно бывают круглой или прямоугольной формы. Для круглого объектива ИХ представляется сравнительно сложным для анализа выражением, а для прямоугольного объектива ИХ $h_{диф}(x)$ описывается сравнительно простым для анализа выражением

$$h_{диф}(x)=\frac{\sin^2(w_1\cdot x)}{(w_1\cdot x)^2}. \quad (5)$$

Известно, что при определенных условиях ИХ круглого объектива может быть сведена к ИХ прямоугольного объектива [4, с. 281]. Поэтому ниже сначала оценивается СКО ИХ прямоугольного объектива, а затем СКО ИХ круглого объектива.

На рис.1 сплошной толстой линией показана ИХ $h_{диф}(\bar{x})$ (5) как функция безразмерного расстояния $\bar{x}=x/w_1$ с

$$w_1=\pi/\delta, \quad (6)$$

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

где $\delta -$ первое значение, при котором функция (5) равна нулю.

В соответствии с центральной предельной теоремой теории вероятностей, функция $h_{диф}(x)$ (5) асимптотически эквивалентна гауссовой функции

$$h_г(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma_г}\cdot\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_г^2}\right), \tag{7}$$

$$\sigma_г = \sigma_{диф}. \tag{8}$$

С учетом [5, с. 565] величина СКО $\sigma_{диф}$ ИХ $h_{диф}(x)$ в (5) представляется в виде

$$\sigma_{диф} = \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} h_{диф}(x)\cdot x^2\cdot dx}}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} h_{диф}(x)\cdot dx}}. \tag{9}$$

После подстановки выражения (5) в (9) получаем

$$\sigma_{диф} = \infty. \tag{10}$$

Известно, что бесконечным СКО (10) обладают и многие другие функции [8, с. 270], хотя свертка этих функций с другими ИХ приводит к гауссовоподобным распределениям с конечным СКО. Поэтому использование оценки СКО ИХ (5) в виде (9) для оценки СКО ИХ тракта (2) не всегда корректно, что противоречит центральной предельной теореме теории вероятностей [5, с. 565].

Для преодоления противоречия между бесконечной оценкой СКО (9) ИХ (5) и конечным СКО эквивалентной ИХ (8) практические разработчики и теоретики идут по эвристическому пути. Например, и в РФ [7, с. 117, 118], и за рубежом [6, с. 108-112] разработчики в качестве аппроксимирующей функции часто выбирают гауссову форму ИХ (7) с СКО (рис. 1, штрихпунктирная линия)

$$\sigma_{диф} = \delta, \tag{11}$$

где $\delta = \lambda_{ср}/d$, $\lambda_{ср} -$ средняя длина волны сигнала, d – диаметр объектива.

Также используют либо вычисление свертки (4) с помощью таблиц [9, с. 217, 387], либо прямоугольную форму аппроксимации (рис. 1, тонкая

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

линия). При этом зарубежные разработчики ОЭС СКО выбирают равным $\sigma_{диф} = \delta/\sqrt{3}$, а российские и еще больше [9, с. 388], [10, с. 118]

$$\sigma_{диф} = 2 \cdot \frac{\delta}{\sqrt{3}}. \qquad (12)$$

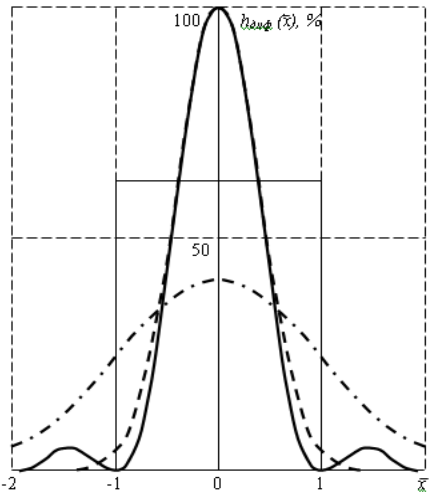


Рис. 1. Аппроксимация ИХ простыми функциями

Fig. 1. Approximation of the impulse characteristic of simple functions

Очевидно, что обе аппроксимации $h_{диф}(x)$ с СКО (11) и (12) далеки от ИХ (5). Это обстоятельство определяет актуальность поиска решений, обеспечивающих более точную оценку СКО ИХ (5).

Для нахождения более точной оценки значения СКО $\sigma_{диф}$ ИХ (5) можно учесть, что бесконечное значение СКО (10) обусловлено большой эквивалентной длительностью $\Delta x_{экв}$ ИХ (5), определяемой как

$$\Delta x_{экв} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} h_{диф}(x) \cdot |x| \cdot dx}{\int_{-\infty}^{\infty} h_{диф}(x) \cdot dx}, \qquad (13)$$

Известно, что большая длительность ИХ соответствует малой ширине спектра сигнала $\Delta w_{экв}$, так как значения этих параметров обратно пропорциональны [11, с. 115]

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

$$\Delta w_{экв} \approx \frac{2\pi}{\Delta x_{экв}}. \qquad (14)$$

Ширина спектра сигнала $\Delta w_{экв}$ определяется выражением

$$\Delta w_{экв} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_{диф}(w) \cdot |w| \cdot dw}{\int_{-\infty}^{\infty} G_{диф}(w) \cdot dw}, \qquad (15)$$

где с учетом [4, с. 280]

$$G_{диф}(w) = \begin{cases} \left(1 - w \big/ (2w_1)\right), & w < w_1, \\ 0, & w \geq w_1. \end{cases} \qquad (16)$$

В (15) и (16) $G_{диф}(w)$ — спектральная функция, определяемая преобразованием Фурье ИХ $h_{диф}(x)$ (5). Эту функцию можно представить

$$G_г(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot w_{\sigma г}} \cdot \exp\left(-\frac{w^2}{2w_{\sigma г}^2}\right), \qquad (17)$$

где $w_{\sigma г}$ определяется СКО гауссового распределения (7) соотношением

$$w_{\sigma г} = 1/\sigma_г. \qquad (18)$$

Определим СКО спектра (17)

$$w_{\sigma.диф} = \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} G_{диф}(w) \cdot w^2 \cdot dw}}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} G_{диф}(w) \cdot dw}} = w_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}. \qquad (19)$$

Как видно из выражения (19), СКО спектра (17) ИХ (4) является конечным.

Сущность предлагаемого решения заключается в применении центральной предельной теоремы теории вероятности не к ИХ (4) с бесконечным СКО (10), а к её спектру (17) с конечным СКО (19). При этом, если ИХ, являющаяся результатом свертки отдельных ИХ, должна быть асимптотически гауссовой с соответствующим СКО, то и каждой сворачиваемой ИХ можно сопоставить гауссов спектр с соответствующим СКО. Поэтому,

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

приравнивая СКО спектров (18) и (19), а также учитывая значение СКО (8), СКО ИХ (7) оказывается равным

$$\sigma_{диф} = \frac{\sqrt{3/2}}{\pi} \cdot \delta \,. \tag{20}$$

На рис.1 штриховой линией представлена ИХ (5) с гауссовой аппроксимацией (7) ИХ, обусловленной прямоугольным объективом с СКО (20). В основной области определения ИХ (5) и (7)

$$-\pi \cdot \sigma_{диф} \le x \le \pi \cdot \sigma_{диф} \tag{21}$$

оказывается высокая степень совпадения ИХ (5) и ее аппроксимации (7).

Для круглой формы объектива с учетом [4, с. 281] эффективна аппроксимация ИХ, аналогичная (5)

$$h_{диф}(x) \approx \frac{\sin^2\left(w_1^* \cdot x\right)}{\left(w_1^* \cdot x\right)^2}, \tag{22}$$

где $w_1^* = \pi \cdot d^* / \lambda_{ср}$, $d^* \approx d / 1{,}2$.

Сравнивая выражения ИХ для прямоугольного объектива (5), (6), (11) и круглого объектива (21), (22), можно отметить, что дифракция от круглого объектива эквивалентна дифракции от прямоугольного объектива при увеличении СКО дифракции примерно в 1,2 раза. С учетом этого, выражение (20) СКО ИХ круглого объектива можно представить соотношением

$$\sigma_{диф}^* \approx 1{,}2 \cdot \frac{\sqrt{3/2}}{\pi} \cdot \delta \,. \tag{23}$$

Таким образом, получена асимптотически точная оценка влияния диаметра объектива на дифракцию, приводящую к наиболее значимым искажениям оптического сигнала.

3. Заключение

Таким образом, показано, что одни из основных искажений в ОЭС обусловлены дифракцией. Для оценки дифракции некоторые разработчики ОЭС неправильно выбирают форму аппроксимирующей функции в виде прямоугольной, и тем более ошибаются в оценке влияния диаметра объектива на величину дифракции. Но даже выбирая рациональную гауссову аппроксимацию ИХ, и российские, и зарубежные разработчики более чем в 2 раза ошибаются в оценке СКО ИХ. Это приводит к снижению эффек-

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

тивности ОЭС: например, к неоправданному снижению ударопрочности ОЭС и пр. Применение полученных результатов позволяет уменьшить диаметр объектива в 2 и более раз, что обеспечивает увеличение эффективности ОЭС.

Список литературы

[1] Будаи Б.Т., Породнов Б.Т., Мякутина И.В., Касаткин Н.В. Поиск дефектов в оптико-электронных системах // Дефектоскопия. 2012. №7. С. 45-56.

[2] Будаи Б.Т., Породнов Б.Т., Мякутина И.В., Касаткин Н.В. Анализ возможности устранения дефектов ОЭС путем выбора параметров конструкции ОЭС // Дефектоскопия. 2013. №1. С. 56-64.

[3] Будаи Б.Т., Породнов Б.Т., Мякутина И.В., Товкач Е.Ф. Разработка высокоточного экологически чистого метода определения толщины листового проката // Дефектоскопия. 2012. №8. С. 45-56.

[4] Якушенков Ю.Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. М.: Логос, 1999. 480 с.

[5] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников. СПб.: Лань, 2003. 832 с.

[6] Ллойд Дж. Тепловидение: пер. с англ. / под ред. А.И. Горячева. М.: МИР, 1979. 416 с.

[7] Матвеев А.Н. Оптика. М.: Высшая школа, 1985. 351 с.

[8] Кендалл М., Стюард А. Теория распределений. М.: Физматлит, 1966. Т. 1. 588 с.

[9] Мирошников М.М. Теоретические основы оптикоэлектронных приборов. Л.: Машиностроение, 1977. 600 с.

[10] Хадсон Р. Инфракрасные системы. М.: Мир, 1972. 535 с.

[11] Харкевич А.А. Основы радиотехники. М.: Связьиздат, 1962. 560 с.

[12] Budai B.T., Porodnov B.T., Myakutina I.V., Kasatkin N.V. The Detection of flaws in optoelectronic systems // Russian Journal of Nondestructive Testing. 2012. Vol. 48. No 7. P. 426-441.

[13] Budai B.T., Kasatkin N.V. Methods to Eliminite the Overheating of High Current Electrooptical Systems // Journal of Engineering Physics and Thermophysics. 2015. Vol. 88. Issue 1. P. 178-185.

[14] Будаи Б.Т. Поиск путей повышения износостойкости приводов высокоточных оптико-электронных систем // Трение и износ. 2016. №1. С. 45-54.

[15] Будаи Б.Т., Мякутина И.В., Касаткин Н.В. Уменьшение искажений в оптических измерительных системах // Измерительная техника. 2015. №6. С. 37-41.

References

[1] Budai B.T., Porodnov B. T., Myakutina I.V., Kasatkin N. V. [Search of defects in optical-electronic systems]. *Defectoscopy*, 2012. no. 7. Pp. 45-56. (In Russian).

[2] Budai B.T., Porodnov B. T., Myakutina I. V., Kasatkin N. V. [The analysis of a possibility of elimination of defects of OES by the choice of parameters of a design of OES]. *Defectoscopy*, 2013. no. 1. pp. 56-64. (In Russian).

[3] Budai B.T., Porodnov B. T., Myakutina I. V., E.F's Tovkach. [Development of a high-precision environmentally friendly method of determination of thickness of sheet hire]. Defectoscopy, 2012. no. 8. pp. 45-56. (In Russian).

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

[4] Yakushenkov Yu.G. [Theory and calculation of optical-electronic devices]. Moscow, 1999. 480 p. (In Russian).

[5] Korn G., Korn T. [The reference book on mathematics for scientists]. SPb.: Lan', 2003. 832 p. (In Russian).

[6] Lloyd Dzh. [Thermovision]: the lane with English / under the editorship of A.I. Goryachev. Moscow, 1979. 416 p. (In Russian).

[7] Matveev A.N. [Optics]. Moscow, 1985. 351 p. (In Russian).

[8] Kendall M., Steward A. [Theory of distributions]. Moscow, 1966. vol. 1. 588 p. (In Russian).

[9] Miroshnikov M. M. [Theoretical bases of optoelectronic devices]. Leningrad, 1977. 600 p. (In Russian).

[10] Hudson R. [Infrared systems]. Moscow, 1972. 535 p. (In Russian).

[11] Harkevich A.A. [Radio engineering bases]. Moscow, 1962. 560 p. (In Russian).

[12] Budai B.T., Porodnov B.T., Myakutina I.V., Kasatkin N.V. The Detection of flaws in optoelectronic systems. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, 2012. vol. 48. no 7. pp. 426-441. (In Russian).

[13] Budai B.T., Kasatkin N.V. Methods to Eliminite the Overheating of High Current Electrooptical Systems. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2015. vol. 88. Issue 1. pp. 178-185. (In Russian).

[14] Budai B.T. [Search of ways of increase of wear resistance of drives of high-precision optical-electronic systems]. *Friction and wear*, 2016. no. 1. pp. 45-54. (In Russian).

[15] Budai B.T., Myakutina I.V., Kasatkin N.V. [Reduction of distortions in optical measuring systems]. *Measuring equipment*, 2015. no. 6. pp. 37-41. (In Russian).

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

Формирование барьера Шоттки СВЧ фотодиодов на основе InAlAs/InGaAs/InP гетероструктур

[1]Аксенов М.С., [1]Валишева Н.А., [1]Левцова Т.А., [1]Чистохин И.Б., [2]Просвирин И.П., [1]Кожухов А.С., [1]Дмитриев Д.В., [1]Торопов А.И., [1]Гилинский А.М., [1]Журавлев К.С.

[1] *Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН*
г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация
aksenov@isp.nsc.ru
[2] *Институт катализа им. Г.К. Борескова СО РАН*
г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация
prosvirin@catalysis.ru

Аннотация: *Работа посвящена разработке технологии изготовления СВЧ фотодиодов на основе барьера Шоттки на InAlAs/InGaAs/InP МЛЭ гетероструктурах. Исследованы морфологические особенности, химический состав поверхности InAlAs в структурах различного дизайна и статические электрофизические характеристики Au/Ti/InAlAs барьеров Шоттки. Показано, что в тестовых Au/Ti/InAlAs/InP диодных структурах коэффициент идеальности (n)составляет значения 1.05-1.12, при высоте барьера(φ) 0.69-0.7 эВ. В приборных структурах Au/Ti/InAlAs/InGaAs/InP n=1.26 при φ=0.66 эВ.*

Ключевые слова: барьер Шоттки, фотодиод, InAlAs, поверхность

1. Введение

Для аналоговых волоконно-оптических линий и систем радиофотоники необходимы мощные высокоскоростные фотодиоды, работающие на длине волны 1.55 мкм в широком динамическим диапазоне. Перспективной реализацией такого фотодетектора является меза-фотодиод на основе InAlAs/InGaAs/InP с барьером Шоттки.

На первом этапе создания технологии изготовления фотодиодов были определены оптимальные условия роста многослойных МЛЭ гетероструктур (ГС) InAlAs/InGaAs/InP и изучены их характеристики [1, 2]. В данной работе методами атомно-силовой микроскопии (АСМ), растровой электронной микроскопии (РЭМ) и рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии (РФЭС) исследована морфология и химический состав поверхности InAlAs гетероструктур различного дизайна. Из вольт-амперных ха-

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

рактеристик (ВАХ) различных ГС с Au/Ti/InAlAs барьером Шоттки определены электрофизические параметры.

2. Технология формирования барьера Шоттки

В работе использовалось 3 дизайна ГС: ГС-1 (рис. 1а), ГС-2 (структура ГС-1 без верхнего слоя 30 нм InGaAs), ГС-3 (рис. 1б). Меза-структуры (рис. 1в) формировались травлением ГС в фосфорнокислотном травителе (H_3PO_4:H_2O_2:H_2O = 1:1:38).

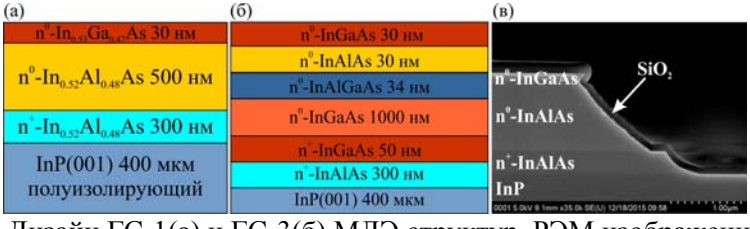


Рис.1. Дизайн ГС-1(а) и ГС-3(б) МЛЭ структур. РЭМ изображение скола меза-структуры, сформированный на ГС-1(в).

Омический контакт к n^+-InAlAs слою изготавливался напылением Ge/Au/Ni/Au (20/40/20/200 нм) с последующим вжиганием при T=385^{o}C в потоке водорода, барьерный контакт – напылением Ti/Au (20/100нм) на поверхность InAlAs после удаления защитного слоя InGaAs в смеси янтарной кислоты и перекиси водорода (5:1), а также собственного оксидного слоя сложного состава толщиной ~2 нм, состоящего из оксидов индия, алюминия и мышьяка (рис. 2) в растворе HCl:H_2O = 1:10.

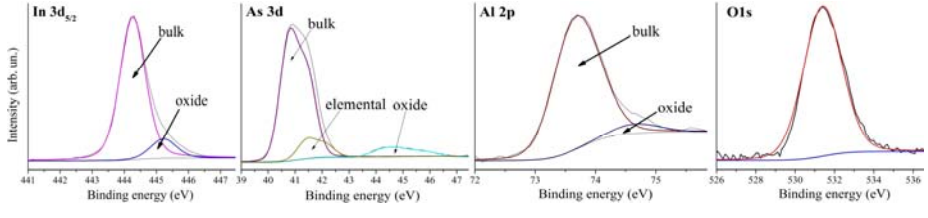


Рис 2. РФЭС спектры линий $In3d_{5/2}$, As3d, Al 2p и O1s на поверхности InAlAs с собственным окислом.

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

После формирования барьерного контакта в реакторе пониженного давления при 220°С осаждался защитный слой двуокиси кремния, в котором затем вскрывались окна к металлизации.

Изучение морфологии поверхности InAlAs показало, что после удаления защитного слоя InGaAs с поверхности структур ГС-1 (рис. 1а), у которых толщина слоя InAlAs составляет 500 нм, также как на поверхности аналогичных структур без InGaAs (ГС-2), количество дефектов в виде ямок (~5÷10x10^6 шт/$см^2$) на порядок больше, чем овальных дефектов на поверхности приборной структуры ГС-3 с тонким (30нм) слоем InAlAs после удаления InGaAs (рис. 3в).

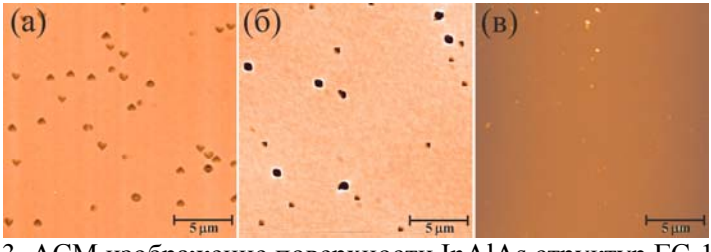


Рис 3. АСМ изображение поверхности InAlAs структур ГС-1 (а), ГС-2 (б) и ГС-3 (в).

Однако, шероховатость поверхности (rms) InAlAs в приборной структуре ГС-3 выше (1.9-2.2 нм), чем в тестовых структурах ГС-1 и ГС-2 с толстым слоем InAlAs (0.5-0.9 нм). Обработка поверхности InAlAs в водном растворе хлористоводородной кислоты практически не изменяет морфологию поверхности.

3. ВАХ Au/Ti/InAlAs барьеров Шоттки

На изготовленных тестовых диодах Шоттки различного дизайна (ГС-1, ГС-2, ГС-3) диаметром 200, 100 и 50 мкм были измерены темновые вольтамперные характеристики при комнатной температуре (рис. 4)

Видно, что ВАХ всех структур имеет диодный характер, величина обратных токов в зависимости от диаметра фотодиода составляет от 10^{-10} до 10^{-8} А.

В соответствии с теорией термоэлектронной эмиссии [3] из прямых ветвей ВАХ (рис. 4) были рассчитаны значения коэффициента идеальности и эффективной высоты барьера при нулевом напряжении. Величина

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

постоянной Ричардсона была взята из работы [4]. Для тестовых структур ГС-1 и ГС-2 с толстым слоем InAlAs достигнуты значения коэффициента идеальности 1.05-1.12 при высоте барьера 0.69-0.7 эВ.

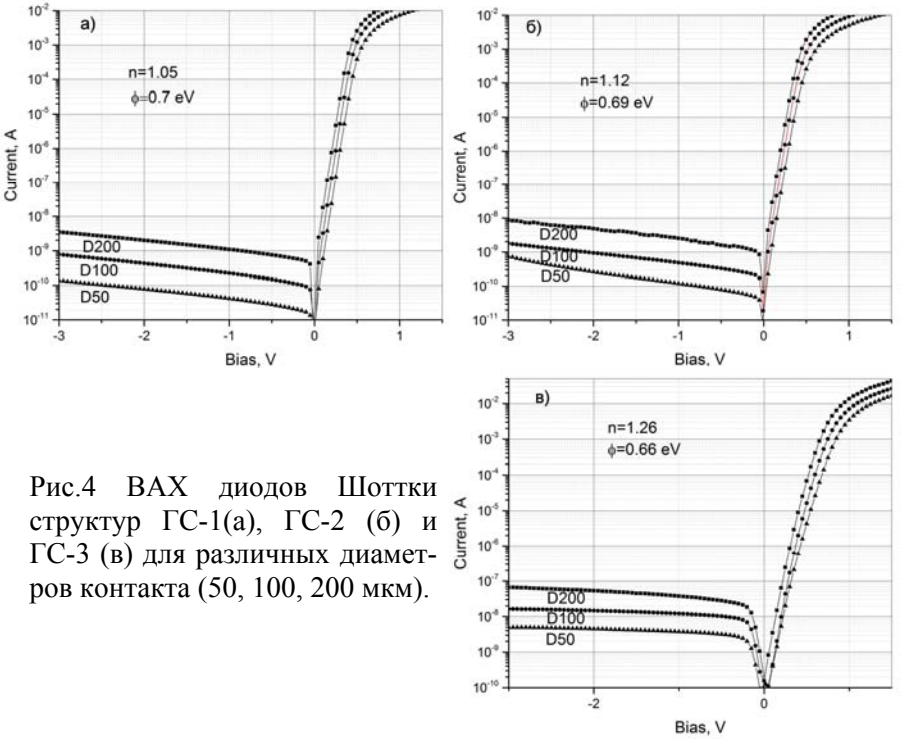


Рис.4 ВАХ диодов Шоттки структур ГС-1(а), ГС-2 (б) и ГС-3 (в) для различных диаметров контакта (50, 100, 200 мкм).

Значения коэффициента идеальности для приборной структуры ГС-3 составляет 1.26.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние способов подготовки поверхности InAlAs на различных типах гетероструктур (InAlAs/InP, InGaAs/InAlAs/InP, InGaAs/InAlAs/InGaAs/InAlAs/InP), обеспечивающих формирование барьера Шоттки Au/Ti/InAlAs с предельными параметрами. Изучены морфологические особенности, химический состав поверхности InAlAs и электрофизические характеристики Au/Ti/InAlAs барьеров

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

Шоттки. Более высокое значение показателя идеальности (n=1.26), полученное на приборной структуре, по сравнению с тестовыми структурами (n=1.05-1.12) показывает, что необходимо проведение дальнейших исследований по оптимизации технологии изготовления барьеров.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №14-29-08124.

Список литературы

[1] Дмитриев Д.В., Гилинский А.М., Чистохин И.Б., Торопов А.И., Журавлев К.С. МЛЭ гетероструктуры на основе InAlAs для приборов радиофотоники // Материалы 25-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2015). Севастополь, 6-12 сентября 2015. С. 1025-1026.

[2] Дмитриев Д.В., Гилинский А.М., Торопов А.И., Журавлев К.С. Синтез гетероструктур InGaAs согласованных с подложкой InP методом МЛЭ для высокочувствительных фотодиодов // Труды Российской конференции по актуальным проблемам полупроводниковой фотоэлектроники (с участием иностранных ученых) (Фотоника-2015). Новосибирск, 12-16 октября 2015. С. 96.

[3] Rhoderick E.H., Williams R.H. Metal-Semiconductor Contacts. 2nd ed. // Oxford: Clarendon Press. 1988. P. 252.

[4] Hamdaoui N., Ajjel R., Salem B., Gendry M. Distribution of barrier heights in metal/n-InAlAs Schottky diodes from current-voltage-temperature measurements // Materials Science in Semiconductor Processing. 2014. V. 26. P. 431-437.

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

Model of photon propagation process in photodiode with resonant cavity

Eugeny A. Ryndin, Ivan V. Pisarenko
Southern Federal University
Taganrog, 347928, Russia
rynenator@gmail.com

Abstract: *In this paper we propose the model designed for the transient analysis of photon density spatial distribution in resonant cavity of integrated semiconductor photodetector. The model can be applied for the simulation of photodiodes being illuminated by optical pulses having custom shapes and parameters. We have analyzed the results of the simulation of photon propagation and absorption processes taking place in resonators of photodiodes with different parameters during the illumination by the optical pulses of various shapes.*

Keywords: *resonant photodiode, detection of subpicosecond optical pulses, model of photon density distribution in resonator.*

Модель процесса распространения фотонов в резонансном фотодиоде

Рындин Е.А., Писаренко И.В.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347928, Россия
rynenator@gmail.com

Аннотация: *Предложена модель, описывающая изменение во времени пространственных распределений плотности фотонов в резонаторах фотодиодов для входных оптических импульсов произвольной формы. Проведен анализ результатов моделирования процессов распространения и поглощения фотонов для различных параметров резонансных фотодиодов и форм оптических импульсов.*

Ключевые слова: *резонансный фотодиод, детектирование субпикосекундных оптических импульсов, модель распределения плотности фотонов в резонаторе.*

1. Введение

Проблема межсоединений в электронной аппаратуре является одной из ключевых для всех уровней конструктивной иерархии электронных средств, в том числе и для соединительных линий в интегральных схемах (ИС). Традиционные металлические соединения в ряде случаев перестают

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

удовлетворять растущим требованиям к качеству передачи информации, быстродействию и помехозащищенности. Одним из перспективных методов решения данной проблемы в микроэлектронике является использование интегральных систем оптической коммутации и соответствующих оптоэлектронных элементов, важнейшими из которых являются интегральные инжекционные лазеры, модуляторы оптического излучения и быстродействующие фотоприемники, в качестве которых наиболее широко используются *p*-*i*-*n*-фотодиоды (ФД).

Интегральное исполнение и повышение быстродействия *p*-*i*-*n* ФД требуют уменьшения размеров *i*-области, что приводит к нежелательному снижению квантовой эффективности. Для решения данной проблемы широко используют резонансные фотодиоды. Структура одного из вариантов резонансного *p*-*i*-*n* ФД схематически представлена на рис. 1.

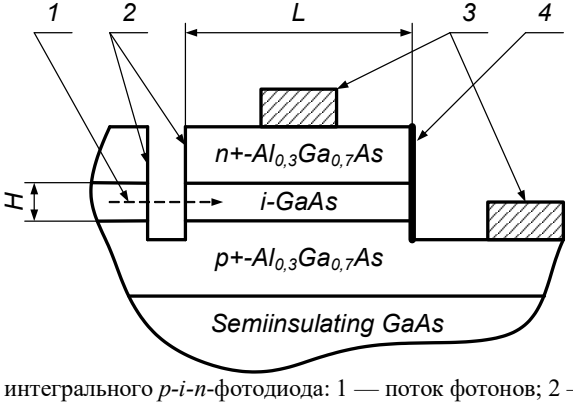


Рис. 1. Структура интегрального *p*-*i*-*n*-фотодиода: 1 — поток фотонов; 2 — полуотражающие зеркала; 3 — металлические контакты; 4 — полностью отражающее зеркало; *L* — длина резонатора; *H* — толщина *i*-слоя

Fig. 1. Structure of the integrated *p*-*i*-*n*-photodiode: 1 — photon flux; 2 — half reflecting mirrors; 3 — metal contacts; 4 — totally reflecting mirror; *L* — the length of the resonator; *H* — the thickness of *i*-layer

Использование резонатора, образованного полуотражающим и полностью отражающим зеркалами (позиции 2, 4 на рис. 1), обеспечивает повышение квантовой эффективности ФД при малых размерах *i*-области и, таким образом, позволяет повысить быстродействие фотодиода. Квантовая эффективность, согласно [1], определяется выражением:

$$\eta = \beta \frac{1 + R_2 \exp(-\alpha L)}{\left(1 - \sqrt{R_1 R_2}\exp(-\alpha L)\right)^2}\left(1 - R_1\right)\left(1 - \exp(-\alpha L)\right), \qquad (1)$$

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

где η — внешняя квантовая эффективность; β — внутренняя квантовая эффективность, определяющая среднее число электронно-дырочных пар, генерируемых одним поглощенным фотоном; R_1 — коэффициент отражения полуотражающего зеркала; R_2 — коэффициент отражения полностью отражающего зеркала; α — коэффициент поглощения материала *i*-области ФД; L — длина резонатора.

Выражение (1) широко используется для определения квантовой эффективности в современных оптоэлектронных системах [1]. Вместе с тем, многократное отражение фотонов в резонаторе определяет сложный переходной процесс их поглощения в активной области ФД, что оказывает существенное влияние на форму и параметры выходного сигнала при длительности входных оптических импульсов, сравнимой с временем жизни фотонов в резонаторе τ_{ph}.

В современных интегральных оптоэлектронных элементах с резонаторами τ_{ph} составляет единицы пикосекунд [2]. Вместе с тем, в работах [3, 4] описываются быстродействующие функционально интегрированные лазеры-модуляторы, позволяющие модулировать лазерное излучение импульсами длительностью менее пикосекунды, что приводит к необходимости разрабатывать соответствующие по быстродействию резонансные *p-i-n*-фотодиоды с учетом особенностей переходных процессов поглощения фотонов в их резонаторах.

Разработка модели, описывающей изменение во времени пространственных распределений плотности фотонов в резонаторах фотодиодов для входных оптических импульсов произвольной формы, является целью данной работы.

2. Модель плотности фотонов в резонаторе фотодиода

Процесс поглощения монохроматического света при его распространении в веществе описывается законом Бугера—Ламберта—Бера [5]:

$$I(x) = I_0 e^{-\alpha x}, \tag{2}$$

где x — толщина слоя вещества, через который прошел свет; I_0 — интенсивность входящего монохроматического пучка света с длиной волны λ; I — интенсивность выходящего пучка света; α — коэффициент поглощения света с длиной волны λ веществом.

Рассмотрим фотодиод, структура которого схематически представлена на рис. 1. Направим координатную ось x в направлении входящего лазерного луча (позиция 1 на рис. 1) с началом координат на полуотража-

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

ющем зеркале *p-i-n* структуры. Пусть на полуотражающее зеркало резонатора падает лазерный луч с изменяющейся во времени мощностью $P_{\text{in}}(t)$. Соответствующая плотность фотонов в луче $n_{\text{in}}(t)$ может быть получена из выражения:

$$n_{\text{in}}(t) = \frac{P_{\text{in}}(t)}{cE_{\text{ph}}HW}, \tag{3}$$

где c — скорость света в вакууме; E_{ph} — энергия фотона; H — толщина оптического волновода (*i*-слоя *p-i-n* ФД на рис. 1); W — ширина ФД, равная ширине оптического волновода.

Тогда, в соответствии с формулой (2), в некоторый момент времени t после прохождения полуотражающего зеркала и распространения в резонаторе ФД на некоторое расстояние x, плотность фотонов $n_{\text{ph}}(x, t)$ будет определяться выражением:

$$n_{\text{ph}}(x,t) = \frac{P_{\text{in}}\left(t - \dfrac{x}{c/n_{\text{A}}}\right)}{cE_{\text{ph}}HW}(1-R_1)\cdot e^{-\alpha x}, \tag{4}$$

где n_{A} — показатель преломления *i*-слоя ФД; $\dfrac{x}{c/n_{\text{A}}}$ — интервал времени, за который фотоны преодолеют расстояние x в резонаторе.

Описывая аналогичным образом плотность фотонов $n_{\text{ph}}(x, t)$ с учетом их m-кратного отражения в резонаторе, получим последовательность выражений, которые могут быть представлены общей формулой:

$$n_{\text{ph}}(x,t) = \frac{P_{\text{in}}\left(t - \dfrac{2L\lfloor m/2\rfloor + (-1)^{m+1}x}{c/n_{\text{A}}}\right)}{cE_{\text{ph}}HW}(1-R_1)R_1^{\left\lfloor\frac{m-1}{2}\right\rfloor}R_2^{\left\lfloor\frac{m}{2}\right\rfloor}\cdot e^{-2\left\lfloor\frac{m}{2}\right\rfloor\alpha L+(-1)^m\alpha x}, \tag{5}$$

где $m = \left\lceil \dfrac{c\cdot t}{n_{\text{A}}L} \right\rceil$ — кратность отражения фотонов в резонаторе; $\lfloor\ \rfloor, \lceil\ \rceil$ — округление до ближайшего целого в меньшую и большую сторону.

Выходной сигнал фотодиода определяется зависимостью от времени поглощенной в резонаторе мощности оптического излучения $P_{\text{ab}}(t)$, которая с учетом выражений (5) и (2) определяется следующим образом:

$$P_{\text{ab}}(t) = \frac{E_{\text{ph}}HW}{\Delta t}\left(1 - e^{-\alpha\frac{c}{n_{\text{A}}}\Delta t}\right)\cdot\int_0^L n_{\text{ph}}(x,t)\,dx, \tag{6}$$

где Δt — малый интервал времени (при численной реализации выражений (5), (6) интервал Δt выбирается равным шагу сетки по времени).

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

3. Результаты моделирования

На рис. 2 приведены полученные с использованием выражения (5) для различных моментов времени переходного процесса пространственные распределения плотности фотонов в резонаторе *p-i-n* фотодиода, параметры которого приведены в табл. 1.

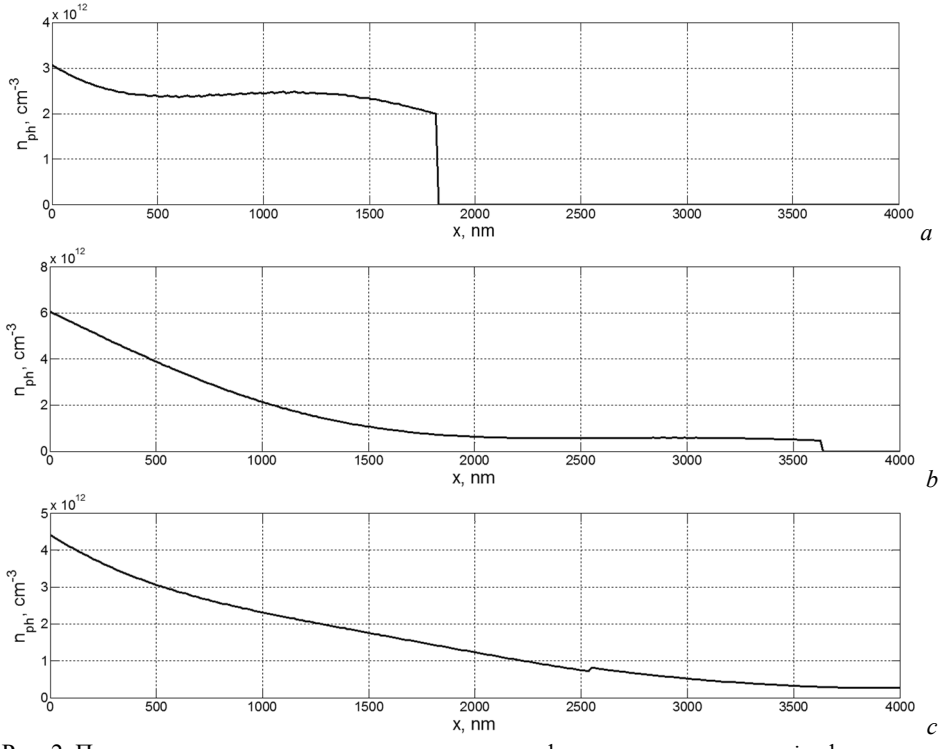


Рис. 2. Пространственные распределения плотности фотонов в резонаторе *p-i-n* фотодиода в моменты переходного процесса 0,02 пс (*a*), 0,04 пс (*b*) и 0,06 пс (*c*)

Fig. 2. Spatial distributions of the photon density in the resonant cavity of the researched *p-i-n* photodiode at the transient process instants of 0,02 ps (*a*), 0,04 ps (*b*), and 0,06 ps (*c*)

Табл. 1. Параметры гетероструктуры фотодиода

Table 1. The parameters of photodiode heterostructure

Длина резонатора L, нм The length of the resonator L, nm	Толщина i-слоя H, нм The thickness of i-layer H, nm	Ширина фотодиода W, нм The diode width W, nm	Коэффициенты отражения R_1/R_2 The reflection coefficients R_1/R_2	Показатель преломления n_A The refractive index n_A	Коэффициент поглощения α, см$^{-1}$ The absorption coefficient α, cm^{-1}
4000	200	500	0,5/0,95	3,3	8000

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

Данные пространственные распределения плотности фотонов в резонаторе ФД получены для входного оптического сигнала, представленного на рис. 3,*a*. На рис. 3,*b* приведена полученная с использованием выражения (6) зависимость от времени поглощенной мощности оптического излучения, определяющая форму выходного сигнала фотодиода.

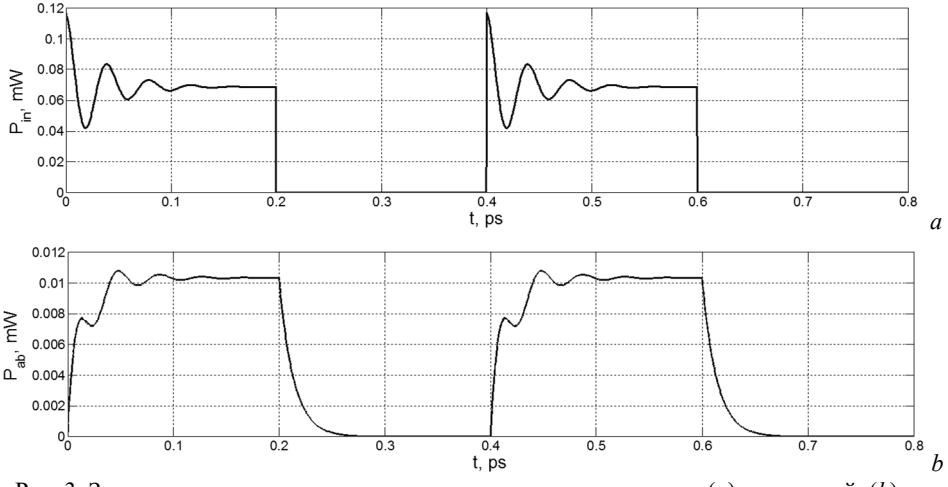


Рис. 3. Зависимости от времени мощности оптического излучения: (*a*) — входной; (*b*) — поглощенной в резонаторе фотодиода

Fig. 3. Time dependences of the optical radiation power: (*a*) — input power; (*b*) — power absorbed in the resonant cavity of the photodetector

4. Заключение

Приведенные результаты моделирования переходных процессов распространения и поглощения фотонов лазерного излучения в активной области резонансного *p-i-n* фотодиода, полученные с использованием предложенных в данной работе выражений (5) и (6), подтверждают важность и необходимость учета изменений во времени пространственных распределений плотности фотонов в быстродействующих фотодиодах ввиду сложного переходного процесса поглощения фотонов, обусловленного многократным отражением в резонаторе и оказывающего существенное влияние на форму и параметры выходного сигнала при субпикосекундной длительности входных оптических импульсов. Предложенная модель может быть интегрирована в программные модули САПР интегральных оптоэлектронных систем.

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

Источники финансирования

Результаты получены с использованием оборудования Центра коллективного пользования и Научно-образовательного центра «Нанотехнологии» Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета (г. Таганрог) при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 16-07-00018) и Министерства образования и науки Российской Федерации (проект 8.797.2014К).

Список литературы

[1] Ünlü M.S., Strite S. Resonant cavity enhanced photonic devices // J. Appl. Phys. 1995. No. 78, 607-639.

[2] Lim D.W., Cho H.U., Sung H.K., Yi J.C., Jhon Y.M. A PSPICE circuit modeling of strained AlGaInN laser diode based on the multilevel rate equations // Journal of the Optical Society of Korea. 2009. V. 13. No. 3. P. 386-391.

[3] Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Injection Laser with a Functionally Integrated Frequency Modulator Based on Spatially Shifted Quantum Wells // Technical Physics Letters. 2013. V. 39. No. 11. P. 986-989.

[4] Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of Integrated Microwave Circuits based on Complementary Coupled Quantum Regions // Russian Microelectronics. 2015. V. 44. No. 3. P. 190-196.

[5] Бугер П. Оптический трактат о градации света. М.: АН СССР, 1950. 484 с.

References

[1] Ünlü M.S., Strite S. Resonant cavity enhanced photonic devices // *J. Appl. Phys.*, 1995, no. 78, pp. 607 - 639.

[2] Lim D.W., Cho H.U., Sung H.K., Yi J.C., Jhon Y.M. A PSPICE circuit modeling of strained AlGaInN laser diode based on the multilevel rate equations // *Journal of the Optical Society of Korea*, 2009, vol. 13, no. 3, pp. 386 - 391.

[3] Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Injection Laser with a Functionally Integrated Frequency Modulator Based on Spatially Shifted Quantum Wells // *Technical Physics Letters*, 2013, vol. 39, no. 11, pp. 986 - 989.

[4] Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of Integrated Microwave Circuits based on Complementary Coupled Quantum Regions // *Russian Microelectronics*, 2015, vol. 44, no. 3, pp. 190 - 196.

[5] Buger P. *Opticheskii traktat o gradatsii sveta* [Optical tractate on gradation of light]. Moscow, AN SSSR Publ., 1950, 484 p. (In Russian).

Acknowledgements

The results have been obtained using the equipment of the Shared Equipment Center and the Research and Educational Center “Nanotechnology” of the Institute of Nanotechnology, Electronics and Electronic Equipment Engineering, Southern Federal University (Taganrog, Russia). This research is supported by the Russian Foundation for Basic Research (Grant 16-07-00018) and the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (Project 8.797.2014K).

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

The calculation of hybrid eigen waves in the gradient fiber by the matrix method

Natalya M. Moiseeva[1], Igor P. Rudenok[2], Anton M. Moiseev[1]
[1]*Volgograd State University*
Volgograd, 400062, Russian Federation
natalja2005@yandex.com
[2]*Volgograd State Technical University*
Volgograd, 400131, Russian Federation
rudenok@mail.com

Abstract: *Based on the matrix method of 4 × 4 formed computation projections of of the vectors the electric and magnetic fields in gradient optical fibers when changing the refractive index profile for the modes with various azimuthal and radial mode number. The calculation of eigenmodes for fibers with various gradient profiles when changing the mode numbers.*

Keywords: *fiber properties, optical properties, guided waves, mathematical methods in physics.*

Расчёт собственных гибридных волн в градиентном оптоволокне матричным методом

[1]Моисеева Н.М., [2]Руденок И.П., [1]Моисеев А.В.
[1]*Волгоградский государственный университет*
г. Волгоград, 400062, Российская Федерация
natalja2005@yandex.com
[2]*Волгоградский государственный технический университет*
г. Волгоград, 400131, Российская Федерация
rudenok@mail.com

Аннотация: *На основе матричного метода 4×4 выполнен расчет проекций векторов напряженностей электрического и магнитного полей в градиентных оптических волокнах при изменении профиля показателя преломления для мод с различными азимутальными и радиальными модовыми числами. Выполнен расчет собственных мод для волокон с градиентными профилями при изменении модовых чисел.*

Ключевые слова: свойства волокна, оптические свойства, волноводы, математические методы в физике.

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 распространении в оптоволокне оптического импульса его огибающая изменяется, растёт длительность сигнала. Это вызвано тем, что фазовая и групповая скорости электромагнитной волны зависят от частоты излучения. Это явление называют хроматической дисперсией [1]. Хроматическая дисперсия складывается из дисперсии материальной и волноводной. Меняя профиль показателя преломления, можно управлять локализацией векторов напряжённостей электрического и магнитного полей в волокне и влиять на волноводную дисперсию. За предыдущие три десятилетия профиль показателя преломления оптических волокон менялся множество раз. Причины и хронология его «эволюции» описаны в работе [2].

Для расчета хроматической дисперсии необходимо знать режимы распространения электромагнитных волн в градиентном волокне. Начальной задачей здесь является расчет профилей проекций векторов полей ЭМВ при различных углах распространения. Матричный метод 4×4 для системы цилиндрических однородных коаксиальных слоёв был предложен П. Юхом в 1978 г. [3] для нахождения векторов полей в брэгговских волноводах и нашел применение в расчёте отражателей, и анализе потерь в оптоволокне [4]. В пределах каждого слоя решение записывается в виде матрицы 4×4, которая учитывает изменение всех проекций векторов полей в среде в пределах одного однородного слоя.

2. Исследуемая модель

Степень изменения формы сигнала в оптическом волокне обычно описывают с помощью хроматической дисперсии D. Ее можно рассчитать по формуле:

$$D = \frac{d\tau}{d\omega} = \frac{d^2\beta}{d\omega^2}, \qquad (1)$$

если режимы распространения волн в данном волноводе известны. Для расчета собственных мод (режимов распространения) ЭМВ в оптоволокне необходимо знать проекции векторов полей $\vec{E}$ и $\vec{H}$ на оси координат в различных точках при изменении модовых чисел. Для этого мы представим градиентное волокно в виде набора однородных цилиндрических сло-

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

ев. Решение для каждого слоя имеет вид матрицы 4×4, которая была получена в работе [3] для брэгговских волноводов. Данный метод был модифицирован в последующих работах [4], где для расчета предлагалось использовать не четыре проекции, а только z-компоненты полей $\vec{E}$ и $\vec{H}$, а остальные рассчитывать, исходя из уравнений системы ОДУ 4×4. Мы рассматриваем вектор $\vec{Q}(r)=\left(E_z(r)\quad H_\varphi(r)\quad H_z(r)\quad E_\varphi(r)\right)^T$, для которого задаются начальные условия при $r=0$: $\vec{Q}(0)=\left(A\quad 0\quad B\quad 0\right)^T$. Метод 4×4 мы применяем для градиентных волокон. Оптическое волокно будем рассматривать как набор однородных диэлектрических слоев толщиной Δr_i и диэлектрической проницаемостью ε_i. Тогда в любой точке сердцевины $r_{i+1}=\sum_{l=1}^{i+1}\Delta r_l$ вектор $\vec{Q}(r)$ будет рассчитываться как произведение вектора начального условия на внутренней границе слоя на произведение матриц решения, вида (34) из работы [3], согласно формуле:

$$\vec{Q}(r_{i+1})=M^{-1}(i+1,\rho_{i+1})\,M(i,\rho_i)\,\vec{Q}(r_i). \qquad (2)$$

Параметр ρ_i для текущей точки r_i рассчитывается по формуле:

$$\rho_i=\sum_{l=1}^{i}\left(\Delta r_l\cdot\sqrt{\varepsilon_l\mu-\frac{\beta^2}{k_0^2}}\right). \qquad (3)$$

Для оптоволокна с сердцевиной, радиуса $a=50$*мкм*, и градиентным профилем, вида:

$$n^2(r)=n_1^2\left(1-2\Delta\left(\frac{r}{a}\right)^g\right) \qquad (4)$$

выполнены расчеты проекций векторов полей ЭМВ $\lambda=1{,}55$*мкм* для различных значений азимутального модового числа m и радиального модово-

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

го числа N [5] при изменении показателя степени в функции профиля (4). На рисунках 1 и 2 показаны профили проекции E_z для модовых чисел m=2, N=0, 1, 2, 3, 4 для случаев, когда g=1,0 (рис. 1) и когда g=1,5 (рис. 2).

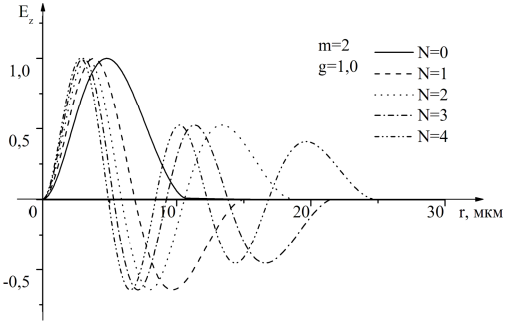


Рис. 1. Зависимость компоненты E_z для m=2 в градиентном волокне (4) для g=1,0.

Fig. 1. The dependence E_z components for m = 2 in the gradient fiber (4) g = 1,0.

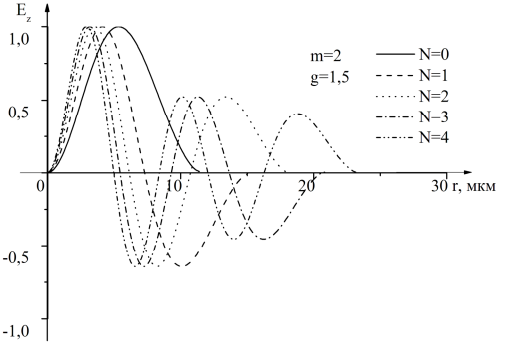


Рис. 2. Зависимость компоненты E_z для m=2 в градиентном волокне (4) для g=1,5.

Fig. 2. The dependence E_z components for m = 2 in the gradient fiber (4) g = 1,5.

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

Изменение компоненты E_z в зависимости от показателя степени g в функции профиля (4) показано на рисунке 3. Рост g ведет к увеличению радиуса поля моды.

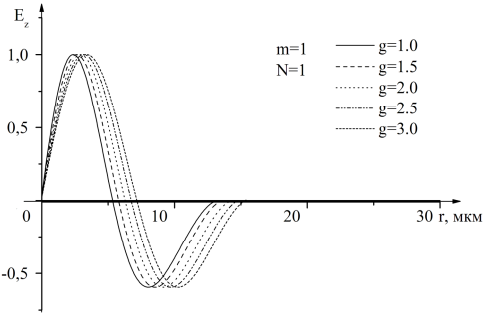


Рис. 3. Влияние функции профиля (4) на зависимость $E_z(r)$ для m=1, N=1.

Fig. 3. Influence for the profile function (4) in dependence $E_z(r)$ to m = 1, N = 1.

На рисунке 4 показаны зависимости $E_z(r)$ в волокне с g=3 для мод N=3 и m=1, 2, 3. При увеличении m растет радиус поля моды.

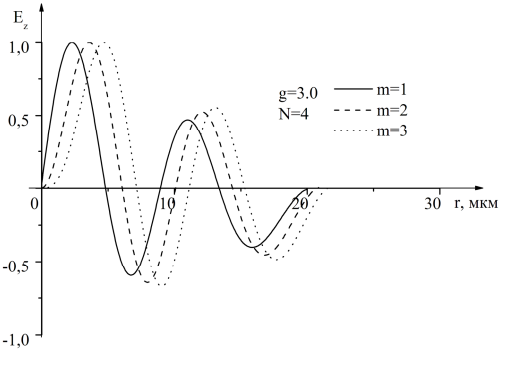


Рис. 4. Проекция $E_z(r)$ при изменении азимутального числа m.

Fig. 4. Change in $E_z(r)$ for different values of the azimuthal number m.

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

Был выполнен расчет режимов распространения. Для этого численно решалось уравнение $E_z(r_t)=0$, где r_t – точка поворота. Отражение волны происходило в точках поворота в сердцевине, где оптические свойства среды меняются непрерывно, поэтому сдвиг фазы при отражении равен нулю. На рисунке 5 представлены дисперсионные кривые для собственных мод для параболического профиля и профиля с g=1,5. Области решения дисперсионного уравнения ограничены положениями точек поворота при различных значениях угла распространения (на оси сердцевины волокна) и волнового числа k_0.

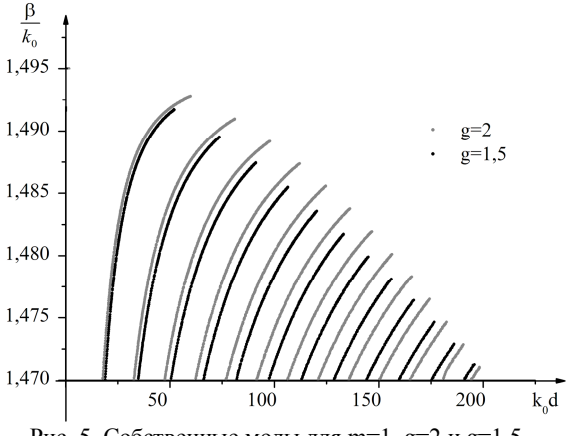


Рис. 5. Собственные моды для m=1, g=2 и g=1,5.

Fig. 5. The eigen modes for m=1, g=2 and g=1,5.

3. Заключение

Матричный метод 4×4 позволяет рассчитывать компоненты векторы полей электромагнитных волн в градиентном оптоволокне. Расчет показал, что при увеличении показателя степени в функции профиля показателя преломления, а также, при увеличении азимутального модового числа радиус поля моды растет. Выполненный расчет собственных мод показывает, что режимы распространения волн с различными радиальными модовыми числами зависят от функции профиля градиентного оптоволокна.

Список литературы

[1] Дианов Е.М., Прохоров А.М. Лазеры и волоконная оптика // УФН. 1986. Т. 148. С. 289–311.

[2] Li M.-J., Nolan D. A. Optical Transmission Fiber Design Evolution // J. Lightw. Technol. 2008. V. 26. P. 1079–1092.

[3] Yeh P., Yariv A., Marom E. Theory of Bragg fiber // J. Opt. Soc. Am. 1978. V. 68. No. 9. P. 1196-1201.

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

[4] Бирюков А.С., Богданович Д.В., Дианов Е.М. Брэгговские волоконные световоды: основные методы исследования// Фотон-Экспресс. 2005. №6, С. 72-76.

[5] Адамс М. Введение в теорию оптических волноводов. М.: Мир. 1984. 512 с.

References

[1] Dianov E.M., Prokhorov ., A.M. Lasers and fiber optics. Physics-Uspekhi, 1986. vol. 29. pp. 166 – 178.

[2] Li M.-J., Nolan D. A. Optical Transmission Fiber Design Evolution. *J. Lightw. Technol.,* 2008. vol. 26. No 9. pp. 1079 – 1092.

[3] Yeh P., Yariv A., Marom E. Theory of Bragg fiber. *J. Opt. Soc. Am.,* 1978. vol. 68. no. 9. pp. 1196 - 1201.

[4] Birjukov A.S., Bogdanovich D.V., Dianov E.M. Brjeggovskie volokonnye svetovody: osnovnye metody issledovanija. *Foton-Jekspress*, 2005. no 6. pp. 72 - 76.

[5] Adams M., *An Introduction to Optical Waveguides*. Wiley, New York. 1982. 366 p.

Подписано в печать 24.05.2016
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 19,61
Уч.-изд. л. 19,3. Зак. 4565/10. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744