



Министерство образования и науки России
Федеральное государственное бюджетное
учреждение науки
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ
им. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РАН

XIII Всероссийская научно-техническая конференция

Радиолокация и радиосвязь

25 – 27 ноября 2019 г., Москва

СБОРНИК ТРУДОВ

Организаторы конференции:

- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Научный совет РАН по распространению радиоволн
- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова (РНТОРЭС им. А.С.Попова)
- MTT-ED-AES Moscow Chapter IEEE

Информационная поддержка: **Журнал Радиоэлектроники** <http://jre.cplire.ru/>

*Любая часть материалов может быть скопирована, воспроизведена либо использована каким-либо другим образом только с письменного согласия редакции JRE (Журнал Радиоэлектроники) либо авторов публикаций. При использовании материалов и/или результатов публикаций авторов для научной работы ссылка на материалы настоящей конференции является **ОБЯЗАТЕЛЬНОЙ**.*

© Издание JRE – ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, г. Москва, 2019 г.

МОСКВА 2019

ХIII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 25-27 ноября 2019 г. – 290 с.: ил.

XIII Всероссийская научно-техническая конференция

Радиолокация и радиосвязь

*Председатель программного комитета конференции
академик Ю.В. Гуляев*

*Председатель организационного комитета конференции
академик А.С. Бугаев*

*Заместитель председателя организационного комитета
профессор В.А. Калошин*

Программный комитет конференции:

Андреев Г.И. (ЦНИРТИ им. А.И. Берга), **Борзов А.Б.** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), **Бугаев А.С.** (МФТИ), **Верба В.С.** (ОАО «Вега»), **Калошин В.А.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Кирдяшкин В.В.** (МАИ), **Лаговьер А.И.** (РТИ Системы), **Пестряков А.В.** (МТУСИ), **Сапрыкин С.Д.** (НИИДАР), **Сигов А.С.** (МИРЭА), **Слукин Г.П.** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), **Сухарев Е.М.** (ПАО «НПО «Алмаз»), **Черепенин В.А.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН)

Организационный комитет конференции:

Вовшин Б.М. (ПАО «НПО «Алмаз»), **Дмитриев А.С.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Калябин Е.В.** (ЦНИРТИ им. А.И. Берга), **Кравченко В.Ф.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Кутуза Б.Г.** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), **Меркулов В.И.** (ОАО «Вега»), **Самсонов Г.А.** (РНТОРЭС им. Попова), **Чапурский В.В.** (МГТУ им. Н.Э. Баумана), **Шевгунов Т.Я.** (МАИ).

Тематика конференции «Радиолокация и радиосвязь»

- Фундаментальные проблемы радиолокации и радиовидения
- Современные радиолокационные системы
- Дистанционное зондирование
- Проблемы противодействия радиолокационному обнаружению
- Обработка сигналов
- Фундаментальные проблемы радиосвязи
- Современные системы радиосвязи

СОДЕРЖАНИЕ

Пороговая обработка при межобзорном накоплении радиолокационных данных <i>Белокуров В.А.</i>	8
Использование планарного смесителя на основе низкочастотного диода шоттки в радиолокаторе непрерывного излучения миллиметрового диапазона с линейной частотной модуляцией <i>Королев С.А., Шиков А.П., Шашкин В.И.</i>	12
Проблемы разработки элементов радиолокационного комплекса обнаружения малозаметных целей на базе цифровой антенной решётки <i>Погорельский И.В., Луканов А.В., Цветков В.К., Лялин К.С.</i>	17
Особенности определения коэффициента аэродинамического сопротивления летящего объекта <i>Чернова И.В.</i>	22
Отражающие характеристики кольцевых объектов <i>Виноградов М.С., Грибанов А.С., Нелин И.В.</i>	27
Стабилизация энергетического потенциала спутниковой системы связи путем адаптивного управления кластерами многолучевой гибридной зеркальной антенны <i>Мочалов В.В., Романов А.Г., Данилов И.Ю., Чони Ю.И.</i>	32
Электронная стабилизация лучей спутниковой системы связи при использовании разреженной сетки наземных маяков <i>Романов П.В., Чони Ю.И., Романов А.Г.</i>	37
Формирование высокостабильных сигналов в системах радиосвязи и радиолокации <i>Сафарьян О.А.</i>	42
Статистические характеристики хаотического радиоимпульса терагерцового диапазона при распространении в атмосферном окне прозрачности <i>Стрелков Г.М., Лепехин В.В.</i>	47
Актуальность применения синтезатора сетки частот в системах пассивной радиолокации <i>Криков Д.С.</i>	52
Улучшение характеристик направленности сверхширокополосного приёмного элемента пеленгационной решётки <i>Бобрешов А.М., Серегина Е.А., Смусева К.В., Усков Г.К.</i>	56
Исследование методов настройки микрополосковых фильтров со сквозными металлизированными отверстиями в условиях серийного производства <i>Воронцов Р.Б., Денисенко Д.В., Радченко В.В.</i>	61
Расчет наблюдательных возможностей орбитальных группировок КА и оптимизация их построения по заданному критерию <i>Никулина А.Н., Попов П.Б., Подковкин В.А.</i>	65
Широкополосные хаотические колебания в ансамбле осцилляторов и многоконтурном автогенераторе <i>Станкевич Н.В., Попова Е.С., Бурашников В.В., Селезнев Е.П.</i>	70
Метод активной диагностики ионосферных возмущений с высокоорбитального спутника <i>Мурлага А.Р., Ершов Г.В.</i>	75

Повышение разрешающей способности спутниковых радиолокационных систем дистанционного зондирования на основе нелинейной обработки сигналов <i>Габриэлян Д.Д., Демченко В.И., Султанов О.З., Федоров Д.С., Шлаферов А.Л.</i>	78
О некоторых возможностях метода электромагнитного импульсного сверхширокополосного зондирования при инженерно-геологических изысканиях в тоннелях <i>Болтинцев В.Б., Ильяхин В.Н., Чайка М.А., Безродный К.П.</i>	83
Оценка влияния помех на пилотные поднесущие OFDM-сигнала стандарта IEEE 802.11N <i>Титов К.Д., Завалишина О.Н.</i>	89
Обнаружение когерентной последовательности сверхширокополосных квазирегиональных сигналов прямоугольной формы <i>Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н.</i>	94
Принцип MIMO радиокамеры в задаче обнаружения посторонних предметов на взлетной полосе <i>Водолазов Р.В., Чапурский В.В.</i>	99
Возможности исследования атмосферных рек с помощью спутникового дистанционного зондирования <i>Савченко Е.В., Маклаков С.М.</i>	103
Применение лазерных технологий для управления формой трансформируемых антенн космического базирования <i>Страхов С.Ю., Кочин Л.Б., Сотникова Н.В.</i>	108
Оптимальная оценка высоты рельефа местности по критерию максимального правдоподобия с помощью однопроходного РСА-интерферометра скошенного обзора <i>Бадак Л.А., Костюк Е.А., Бабокин М.И.</i>	113
Ближнепольное импульсное зондирование структуры тканей тела при дыхании и сердечной деятельности <i>Бокерия Л.А., Какучая Т.Т., Максимович Е.С., Бадеев В.А., Гайкович К.П.</i>	118
Ближнепольное зондирование нелинейных подповерхностных объектов <i>Гайкович К.П., Смирнов А.И., Максимович Е.С., Бадеев В.А.</i>	123
Реконструкция акустических сигналов по неполным данным <i>Кокошкин А.В., Коротков В.А., Новичихин Е.П.</i>	128
Предложения по разработке квазиоптимального алгоритма обнаружения сигналов источников радиоизлучения в авиационных системах <i>Бирюков И.Д., Силин С.И.</i>	133
Анализ ошибки определения местоположения источника радиоизлучения пеленгационным методом в авиационной системе радиоэлектронного наблюдения <i>Бучучан П.В., Былдин А.Ю.</i>	138
Статистические характеристики распределения сигнала на выходе линейного фильтра при наличии флюктуационных модулирующих помех <i>Артюшенко В.М., Воловач В.И.</i>	143
Анализ влияния мультипликативных помех на обнаружение сигналов на фоне аддитивного шума <i>Артюшенко В.М., Воловач В.И.</i>	149
Использование алгоритма кумулятивных сумм для обнаружения сигналов со случайным моментом появления <i>Артюшенко В.М., Воловач В.И.</i>	155

Стробирование при траекторной фильтрации в связанных координатах <i>Васильев К.К., Саверкин О.В., Маттис А.В.</i>	161
Статистический анализ достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения широкополосного типа <i>Газарбекьян Г.А., Емельянов Р.В., Строщев А.А., Шаповалов М.В.</i>	166
Вычисление множителя ослабления методом интегрального уравнения <i>Ахияров В.В.</i>	172
Вычисление обратного рассеяния от земной поверхности методом параболического уравнения <i>Ахияров В.В.</i>	177
Диэлектрические линзовые антенны средств связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов <i>Захаров Е.В., Ильинский А.С., Медведев Ю.В., Перфилов О.Ю., Самохин А.Б., Скородумов А.И., Харланов Ю.Я.</i>	181
Установление тактовой синхронизации OFDM сигналов без использования циклического продолжения <i>Егоров В.В., Лобов С.А., Мингалев А.Н., Тимофеев А.Е.</i>	186
Сверхширокополосная прямохаотическая относительная передача данных <i>Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.</i>	190
Построение радиоизображений: источник и приемник радиосвета <i>Дмитриев А. С., Ицков В. В., Петросян М. М., Попов М. Г., Рыжов А. И.</i>	195
Выбор метода интерполяции для реализации сверхразрешения изображений <i>Косошкин А.В., Коротков В.А., Коротков К.В., Новичихин Е.П.</i>	200
Генерация хаоса в неавтономном осцилляторе с управляемой частотой воздействия <i>Селезнев Е.П., Станкевич Н.В., Крылосова Д.А.</i>	205
Применение относительной хаотической манипуляции и её модификаций в радиосвязи <i>Крисилов А.В., Карамов С.В.</i>	211
Таксономия методов множественного доступа <i>Харин А.В., Карамов С.В.</i>	216
Стабилизирующий множитель диаграммы направленности прямолинейной антенны <i>Костин А.В.</i>	221
Генерация хаотических колебаний в транзисторных системах с высоким энергетическим потенциалом <i>Савельев С.В., Морозова Л.А.</i>	225
Исследование возможности определения состава водных сред методом радиолюминесценции <i>Морозова Л.А., Савельев С.В.</i>	228
Результаты исследования ионосферы Земли методом наклонного зондирования <i>Литвинов С.В., Мудрик Д.С.</i>	232
О возможности декомпозиции дифракционных структур по однородным компонентам <i>Львович И.Я., Львович Я.Е., Преображенский А.П., Преображенский Ю.П., Чопоров О.Н.</i>	237
Анализ и синтез композитов и метаматериалов на основе метода МАБ и технологий глубокого обучения <i>Малый С.В., Дежурко А.М., Орлова А.С., Будай А.Г.</i>	242

Электродинамический анализ совмещенных частотно-селективных структур <i>Малый С.В., Будай А.Г., Кныш В.П., Орлова А.С.</i>	246
Оперативная оценка распространения радиоволн на трассе Земля-космос по данным спутниковых пассивных микроволновых измерений <i>Митник Л.М., Кулешов В.П., Митник М.Л., Евсеев Г.Е., Стрельцов А.М., Чернявский Г.М., Черный И.В.</i>	249
Флуктуации яркостной температуры атмосферы в резонансной области водяного пара 18 - 27.2 ГГц <i>Егоров Д.П., Кутуза Б.Г.</i>	251
Исследование вращения вектора поляризации в ионосфере <i>Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Лукин Д.С.</i>	257
Структурное определение потенциальной точности пассивной распределенной системы <i>Вавилова Ж.А., Шевгунов Т.Я., Гущина О.А., Жуков Д.М.</i>	262
Разработка прототипа анализатора циклических характеристик радиосигналов на основе аппаратной платформы Realtek RTL2832U и фреймворка Qt <i>Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н.</i>	267
Разработка имитационной модели дыхания человека и анализ её характеристик <i>Гаврилов К.Ю., Шевгунов Т.Я.</i>	272
Глобальная информационная спутниковая система <i>Моисеев Н.И., Назаров Л.Е., Пестряков А.В., Сигал А.С.</i>	277
Методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов ионосферных радиолиний связи <i>Аджемов С.С., Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Лобова Е.О.</i>	282
АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ	288

ПОРОГОВАЯ ОБРАБОТКА ПРИ МЕЖОБЗОРНОМ НАКОПЛЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ

Белокуров В.А.

Рязанский государственный радиотехнический университет

belokurov.v.a@rsreu.ru

В докладе рассмотрен алгоритм вычисления плотности распределения суммы цензурированных отсчётов, получаемых на выходе порогового устройства. Введение первичного порога и накопления отсчётов, превысивших первичный порог обнаружения, позволяет существенно сократить вычислительные затраты при реализации межобзорного алгоритма накопления. Функции плотности распределения вероятностей вычисляются аналитически для гипотез отсутствия (гипотеза H_0) и наличия (H_1) полезного сигнала на основе использования аппарата характеристических функций. Достоверность результатов подтверждается на основе применения критерия согласия «Хи-квадрат»

Введение

Повышение эффективности обнаружения малоразмерных целей является одной из актуальных проблем современной радиолокации [1]. Перспективным подходом повышения дальности действия систем обнаружения является использование межобзорного (межкадрового) накопления сигналов.

Модель сигнала на входе вторичного порогового устройства

На вход системы обработки поступает комплексный сигнал вида:

$$s_{l,j}(k) = \begin{cases} A_{l,j} e^{i\varphi_0} + \dot{n}_{l,j}, & \text{если цель находится в } l,j \text{ элементе разрешения,} \\ \dot{n}_{l,j}, & \text{если цели нет в } l,j \text{ элементе разрешения} \end{cases}, \quad (1)$$

где $A_{l,j}$ – амплитуда сигнала на выходе блока БПФ, распределённая в соответствии с законом Релея; φ_0 – случайная начальная фаза, распределённая в соответствии с равномерным законом в диапазоне $[0...2\pi]$; $\dot{n}_{l,j}$ – комплексный отсчёт шума, действительная и мнимая часть которого распределены в соответствии с нормальным законом распределения; $l=0...N_x-1$; $j=0...N_y-1$; N_x, N_y – размеры области обзора.

Оптимальная обработка сигнала со случайной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой имеет вид [2]:

$$z_{l,j}(k) = \begin{cases} |s_{l,j}(k)|^2, & |s_{l,j}(k)|^2 \geq th_1 \\ 0, & |s_{l,j}(k)|^2 < th_1 \end{cases}, \quad (2)$$

где th_1 – первичный порог обнаружения.

В работе [3] рассмотрен алгоритм межобзорного накопления отсчётов превысивших порог обнаружения в соответствии с правилом:

$$l = \max_{(x,y)} \left(\sum_{k=0}^{L-1} (z_{x_k,y_k}(k) - c) \Big|_{z_{x_k,y_k}(k) \geq th_1} \right) \geq th_2, \quad (2)$$

где x_k, y_k – координаты возможной трассы на k -м обзоре; c – константа, зависящая от первичного порога обнаружения; c – константа, зависящая от порога обнаружения th_1 .

В работе [3] отсутствует анализ законов распределения статистики l при гипотезах H_0 и H_1 , знание которых необходимо для вычисления порогов обнаружения th_1 и th_2 в соответствии и тем, или иным критерием.

Вычисление закона распределения на входе вторичного порогового устройства

Плотности распределения отсчётов на входе системы обработки отсчётов $|s_{l,j}(k)|^2$ при гипотезах H_0 и H_1 имеют экспоненциальный вид:

$$p_{\xi}(z|H_0) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} e^{-\frac{z}{\sigma_{\text{ш}}^2}}, & \text{если } z \geq 0, \\ 0, & \text{если } z < 0 \end{cases}, p_{\xi}(z|H_1) = \begin{cases} \frac{z}{\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}, & \text{если } z \geq 0, \\ 0, & \text{если } z < 0 \end{cases}, \quad (3)$$

где $\sigma_c^2, \sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсии сигнала и шума

В случае гипотезы H_0 распределения отсчётов на входе накопителя имеет вид:

$$p_{\zeta}(z|H_0) = (1-F) + \begin{cases} p_{\xi}(z-c|H_0), & \text{если } z_{x_k, y_k}(k) \geq th_1 \\ 0, & \text{если } z_{x_k, y_k}(k) < th_1 \end{cases}, \quad (4)$$

$$p_{\zeta}(z|H_1) = (1-D) + \begin{cases} p_{\xi}(z-c|H_1), & \text{если } z_{x_k, y_k}(k) \geq th_1 \\ 0, & \text{если } z_{x_k, y_k}(k) < th_1 \end{cases},$$

где D, F – вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги для одного входного отсчёта при первичном пороге th_1 .

Известно [4], при вычитании константы из случайной величины характеристическая функция разности имеет вид:

$$\varphi_{\xi-c}(t) = e^{-ict} \varphi_{\xi}(t). \quad (5)$$

Характеристическая функция константы имеет вид:

$$\varphi_{1-F}(t) = 1-F. \quad (6)$$

Характеристическая функция отсчётов на выходе первичного порогового устройства имеет вид:

$$\varphi_{\zeta|H_0}(t) = 1-F + \frac{e^{-ict}}{1-\sigma_{\text{ш}}^2 it} e^{-\frac{1-\sigma_{\text{ш}}^2 it}{\sigma_{\text{ш}}^2} th}, \quad \varphi_{\zeta|H_1}(t) = 1-D + \frac{e^{-ict}}{1-(\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2) it} \exp\left(-\frac{1-(\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2) it}{\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2} th\right). \quad (7)$$

С учётом того, что характеристическая функция суммы случайных величин является произведением характеристических функций, характеристическая функция случайной величины на входе вторичного порогового устройства имеет вид:

$$p_{\zeta}(l|H_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{\zeta|H_0}(t) L(t) e^{-itl} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(1-F + \frac{e^{-ict}}{1-\sigma_{\text{ш}}^2 it} e^{-\frac{1-\sigma_{\text{ш}}^2 it}{\sigma_{\text{ш}}^2} th}\right) L e^{-itl} dt \quad (8)$$

Разложив выражение (8) в скобках в соответствии с выражением:

$$(a+b)^L = \sum_{k=0}^L \binom{L}{k} a^{L-k} b^k,$$

получим:

$$p_{\zeta}(l|H_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=0}^{L-1} \binom{L}{k} (1-F)^{L-k} \left(\frac{e^{-ict}}{1-\sigma_{\text{ш}}^2 it} e^{-\frac{1-\sigma_{\text{ш}}^2 it}{\sigma_{\text{ш}}^2} th} \right)^k \right) e^{-itl} dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^L \left\{ \binom{L}{k} (1-F)^{L-k} e^{-\frac{th_1 k}{\sigma_{\text{ш}}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{i((th_1-c)k-l)t}}{(1-\sigma_{\text{ш}}^2 it)^k} dt \right\}. \quad (9)$$

Воспользуемся табличным интегралом:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-ipx}}{(b-ix)^k} dx = \begin{cases} \frac{2\pi p^{k-1} e^{-bp}}{\Gamma(k)}, & p > 0 \\ 0, & p < 0 \end{cases}$$

и преобразуем выражение (9) к виду:

$$p_{\zeta}(l|H_0) = \begin{cases} (1-F)^L, l=0 \\ \sum_{k=1}^L \binom{L}{k} (1-F)^{L-k} (\sigma_{\text{ш}}^2)^k e^{-\frac{th_1 k}{\sigma_{\text{ш}}^2}} \begin{cases} \frac{(th_1-c)k-l}{\sigma_{\text{ш}}^2}, & ((th_1-c)k-l) > 0 \\ 0, & ((th_1-c)k-l) < 0. \end{cases} \end{cases} \quad (10)$$

Проводя подобные вычисления для гипотезы H_1 , получим следующие выражения:

$$p_{\zeta}(l|H_1) = \begin{cases} (1-D)^L, l=0 \\ \sum_{k=1}^L \binom{L}{k} (1-D)^{L-k} (\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)^k e^{-\frac{th_1 k}{\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}} \begin{cases} \frac{(th_1-c)k-l}{\sigma_c^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}, & ((th_1-c)k-l) > 0 \\ 0, & ((th_1-c)k-l) < 0. \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

Анализ результатов

С целью проверки полученных результатов проанализируем эмпирическую функцию распределения отсчётов на входе вторичного порогового устройства полученную путём численного моделирования и теоретическую, полученную путём интегрирования выражения (10). Результаты показаны на рис. 1 и 2.

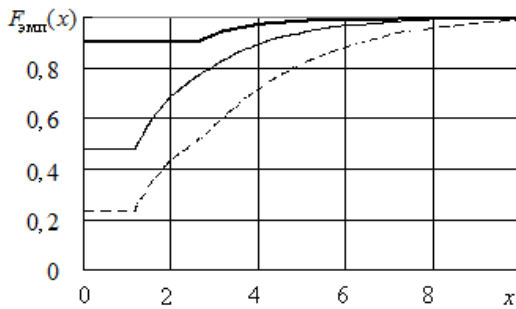


Рис. 1. Эмпирическая функция распределения отсчётов на входе вторичного порогового устройства

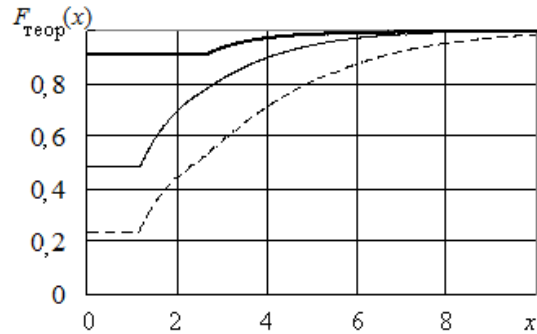


Рис. 2. Теоретическая функция распределения, полученная путём интегрирования плотности распределения вероятностей (10)

На рис. 1,2 жирная сплошная линия соответствует случаю: число накоплений $L=5$, первичный порог $th_1=4$; тонкая сплошная линия соответствует случаю: числа накоплений $L=5$, первичный порог $th_1=2$; пунктирная линия: числа накоплений $L=10$, первичный порог $th_1=2$. Дисперсия шума во всех случаях равна 1. Число опытов $N=5000$.

С целью проверки гипотез о соответствии закона распределения отсчётов на входе вторичного порогового устройства теоретическому воспользуемся критерием согласия «Chi-квадрат». Для применения критерия зададимся уровнем значимости $\alpha=0,05$.

Пороговое значение статистики критерия «Chi-квадрат» для заданного уровня значимости $\alpha=0,05$ равно $\chi_{\alpha}^2 = 19,65$. Значения статистик критерия для случаев, соответствующих рис. 1,2 соответственно равны:

$$1) \chi_{\alpha}^2 = 5,02 (L=5, th_1=4); 2) \chi_{\alpha}^2 = 11,7 (L=5, th_1=2); 3) \chi_{\alpha}^2 = 7,47 (L=5, th_1=2).$$

Для рассматриваемых случаев $\chi_{\alpha}^2 < \chi_{\alpha,кр}^2$, поэтому нет оснований для отклонения гипотезы принадлежности отсчётов на входе вторичного порогового устройства закону распределения описываемому плотностью распределения вероятностей (10).

Выводы

Таким образом, в работе получены аналитические выражения для плотностей распределения вероятностей для гипотез H_0 и H_1 статистик, представляющих собой результаты накопления отсчётов, превысивших первичный порог обнаружения. На основе использования критерия согласия «Хи-квадрат» показано, отсчёты на входе вторичного порогового устройства описываются законом распределения, плотность распределения которого выведена в данной работе.

Работа выполнена в рамках Государственного задания №8.8445.2017/БЧ Минобрнауки на 2017-2019 гг. высшим учебным заведениям и научным организациями в сфере научной деятельности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bar-Shalom Y., Li X.R. Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory, Algorithms and Software. John Wiley & Sons. 2001. P. 580.
2. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Фёдорова.– М.: МГТУ им. Баумана, 2011. 848 с.
3. Grossi E., Lops M. Track-Before-Detect for multiframe detection with censored observations // IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, JULY 2014, PP. 2032-2045.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3-х книгах. М.: Сов. радио, 1976.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛАНАРНОГО СМЕСИТЕЛЯ НА ОСНОВЕ НИЗКОБАРЬЕРНОГО ДИОДА ШОТТКИ В РАДИОЛОКАТОРЕ НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Королев С.А., Шиков А.П., Шашкин В.И.

Институт физики микроструктур РАН

pesh@ipmras.ru

Исследуются характеристики планарного смесителя на основе диода Шоттки с пониженной высотой барьера, предназначенного для радиолокатора непрерывного излучения диапазона 94 ГГц с линейной частотной модуляцией. Собран экспериментальный макет радиолокатора. Изучена зависимость чувствительности смесителя от мощности опорного сигнала. В режиме малой мощности опорного сигнала 13 – 250 мкВт коэффициент преобразования мощности принимаемого сигнала в ток разностной частоты составляет 2 – 19 нА/мкВт^{1/2}, что позволяет принимать сигналы мощностью ~ 3 – 70 нВт. Способность работы в режиме малой мощности опорного сигнала важна при создании матричных смесительных приёмников, а также портативных радиолокаторов. Работа радиолокатора продемонстрирована в экспериментах по измерению дальности до ~ 10 м.

Введение

В настоящее время во многих странах мира ведутся интенсивные исследования по созданию портативных радиолокаторов сантиметрового (см) и миллиметрового (мм) диапазона [1,2]. Данные устройства находят всё большее применение в различных сферах деятельности человека, таких как биология и медицина, военные приложения, автомобильный транспорт, искусственный интеллект, системы контроля и безопасности, спасательные операции и др.

Трудность продвижения в коротковолновую область мм диапазона связана с недостаточным развитием полупроводниковой элементной базы. Актуальны задачи увеличения мощности передатчика и повышения чувствительности приёмника. При этом последнее представляется более привлекательным, так как не приводит к возрастанию энергопотребления.

В портативных устройствах наиболее привлекательны радиолокаторы непрерывного излучения (НИ), имеющие более простую архитектуру по сравнению с импульсными радиолокаторами. Следствием более простой архитектуры являются упрощенная интеграция, уменьшение энергопотребления и снижение стоимости устройства. Для определения расстояния до объекта используется линейная частотная модуляция (ЛЧМ) НИ [1,2].

Задача существенно усложняется при создании многоканального радиолокатора. Возникает проблема подвода опорного сигнала к большому числу смесителей. При этом с увеличением числа каналов мощность опорного сигнала, приходящаяся на один канал приёмника, уменьшается. В этой связи, важным свойством приёмника становится возможность работы при малой мощности опорного сигнала с сохранением уровня чувствительности.

В работе [3] были проведены исследования планарного смесителя на основе диода Шоттки с пониженной высотой барьера на частотах вблизи 94 ГГц и показано, что минимальные потери преобразования 16 – 12.5 дБ обеспечиваются при достаточно низких уровнях мощности опорного сигнала 10 – 40 мкВт. Полученный результат указывает на перспективность проведения дальнейших исследований смесителей данного типа в конкретных радиолокационных системах мм диапазона.

В данной работе исследуются характеристики планарного смесителя на основе диода Шоттки с пониженной высотой барьера в системе радиолокатора НИ диапазона 94 ГГц с ЛЧМ. Целью работы является установление предельных возможностей смесителя при работе в режиме малой мощности опорного сигнала.

Смеситель

Схематическое изображение и фотография планарного смесителя приведены на рис. 1. Основным элементом смесителя является диод Шоттки с пониженной высотой барьера, смонтированный в узкополосную щелевую антенну [4]. Размер антенны близок к длине волны рабочего излучения и составляет ~ 3 мм. Опорный и отражённый от объекта сигналы подводятся к смесителю через антенну.

Сигнал разностной частоты выводится с помощью двух проводов, присоединённых к лепесткам антенны.

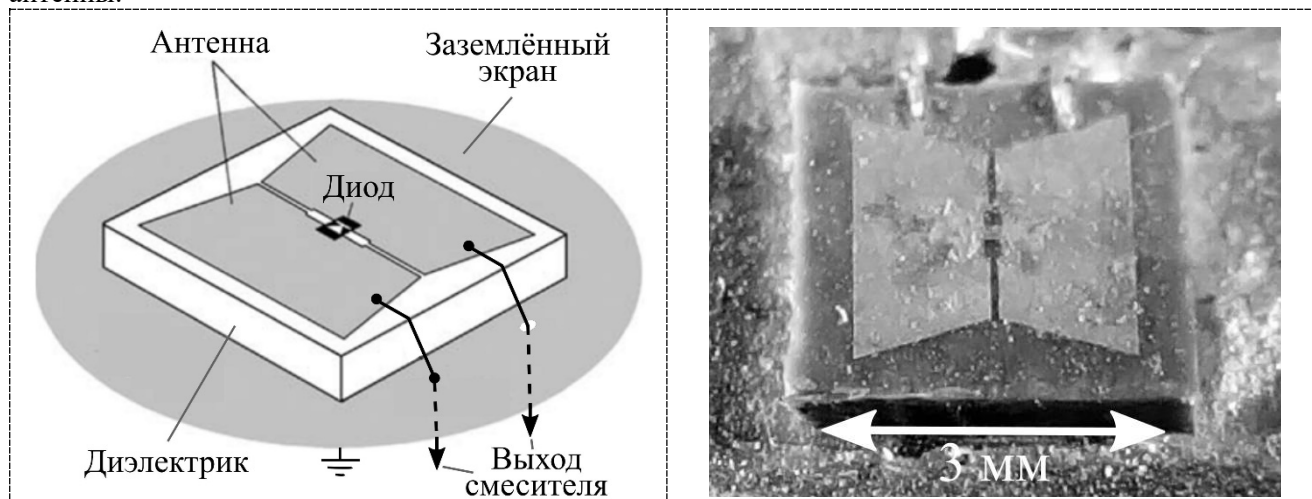


Рис. 1. Схематическое изображение (слева) и фотография (справа) планарного смесителя.

Экспериментальный макет радиолокатора

Для исследования характеристик смесителя был собран экспериментальный макет радиолокатора НИ с ЛЧМ, схема которого представлена на рис. 2. В качестве источника излучения используется генератор на диоде Ганна (1) мощностью $P_g = 8.1$ мВт с центральной частотой генерации 94.1 ГГц. С помощью генератора сигналов специальной формы (2) осуществляется линейная модуляция частоты генератора (1) в диапазоне 150 МГц с периодом модулирующего сигнала $T_m = 5$ мс ($f_m = 1/T_m = 200$ Гц). По металлическому волноводу (3) излучение поступает на направленный ответвитель (4), в котором мощность сигнала примерно поровну разделяется на два канала. Сигнал прямого канала засвечивает сцену, сигнал бокового канала засвечивает непосредственно смеситель (7). Излучение из волновода в воздушную среду осуществляется с помощью конических рупоров (6) и (10). Коэффициент направленного действия в направлении максимального излучения рупора для засветки сцены (10) равен $D_{0d} = 26.3$ дБ, рупора для засветки смесителя (6) — $D_{0s} = 20.7$ дБ. Диаметр апертуры рупора (10) равен $d_d = 22$ мм, рупора (6) — $d_s = 11$ мм. Между направленным ответвителем и рупорами размещены аттенюаторы (5). Смеситель расположен на расстоянии $r = 1$ см от апертуры рупора (6), смещённого в сторону, чтобы не перекрывать принимаемый сигнал. Засветка сцены и приём отражённого от объекта (12) излучения осуществляется через собирающую диэлектрическую линзу (11) диаметром 34 см. Смеситель располагается вблизи фокуса линзы на расстоянии ~ 95 см от неё. В качестве объекта (12) использовался уголкового отражателя с размером ребра 10 см.

На выходе смесителя (7) измеряется ток $i(t)$, который преобразуется трансимпедансным усилителем (8) в напряжение $u(t) = Z_{amp} \cdot i(t)$, где $Z_{amp} = 2.1$ МОм в диапазоне частот разностного сигнала 200 – 2000 Гц. Сигнал $u(t)$ поступает на спектроанализатор (9), который синхронизирован с генератором модулирующего сигнала (2). Спектроанализатор оцифровывает и записывает реализации $u(t)$ в течение каждого периода модулирующего сигнала $0 \leq t < T_m$.

Мощность опорного сигнала, падающая на антенну смесителя, P_{LO} вычисляется по формуле

$$P_{LO} = \frac{S_a}{S_s} \gamma_s \alpha_s P_g, \quad (1)$$

где $\alpha_s = 0.27$ — коэффициент потерь в подводящем тракте, γ_s — коэффициент ослабления аттенюатором, $S_a = 11$ мм² — площадь захвата антенны, $S_s = \pi d_s^2 / 4 = 95$ мм² — площадь апертуры рупора опорного сигнала. В формуле (1) предполагается, что диаметр луча рупора на расстоянии r , на котором расположен смеситель, равен диаметру апертуры рупора d_s , что можно приближённо считать верным при $r/d_s \ll 1$. При $\gamma_s = 1$ мощность опорного сигнала составляет $P_{LO} = 253$ мкВт.

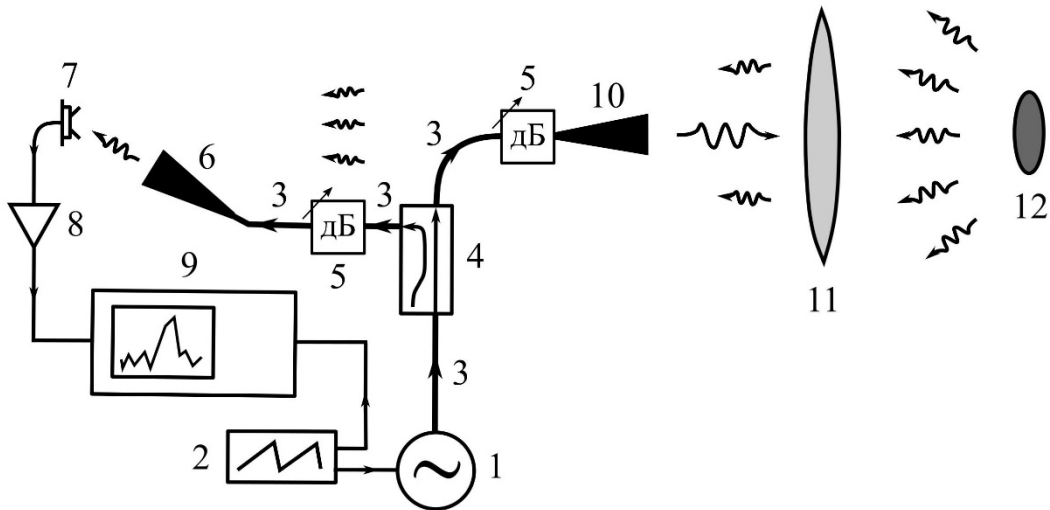


Рис. 2. Схема экспериментального макета радиолокатора. 1 — генератор на диоде Ганна, 2 — генератор сигналов специальной формы, 3 — металлический волновод, 4 — направленный ответвитель, 5 — аттенюатор, 6 — рупор опорного сигнала, 7 — смеситель, 8 — трансимпедансный усилитель, 9 — спектроанализатор, 10 — рупор засветки, 11 — диэлектрическая линза, 12 — отражатель.

Мощность отражённого сигнала, падающая на антенну, P_{RF} определялась прямыми измерениями. Для этого уголкового отражатель устанавливался на расстоянии $R = 3$ м от линзы, и проводилось измерение плотности мощности σ_{RF} в месте, где располагается смеситель, при отсутствии ослабления аттенюатором в прямом канале $\gamma_d = 1$. Измеренное значение составило $\sigma_{RF} = 0.83$ мкВт/см². Умножая эту величину на площадь захвата антенны, можно найти:

$$P_{RF} = S_a \gamma_d \sigma_{RF}, \quad (2)$$

что при $\gamma_d = 1$ даёт значение $P_{RF} = 90$ нВт.

Чувствительность смесителя

С помощью описанного экспериментального макета радиолокатора была исследована чувствительность смесителя. Амплитуда тока разностной частоты на выходе смесителя I_b связана с мощностью принимаемого сигнала P_{RF} выражением

$$I_b = \Sigma \sqrt{P_{RF}}. \quad (3)$$

Параметр Σ характеризует чувствительность смесителя, а именно его способность преобразовывать мощность принимаемого высокочастотного сигнала в измеряемую характеристику (в данном случае — ток) низкочастотного сигнала. Параметр Σ зависит от мощности опорного сигнала P_{LO} . В согласии с общепринятой терминологией будем называть Σ коэффициентом преобразования смесителя, подразумевая при этом преобразование мощности принимаемого сигнала в ток.

Были измерены зависимости $I_b(P_{RF}^{1/2})$ при различных P_{LO} (рис. 3, слева). Уголкового отражатель располагался на расстоянии $R = 3$ м от линзы. Из графика видно, что для всех P_{LO} амплитуда тока разностной частоты I_b зависит линейно от $P_{RF}^{1/2}$ в соответствии с формулой (3), то есть смеситель работает в линейном режиме по принимаемому сигналу. Данный эксперимент показывает, что исследуемый смеситель позволяет различать полезный сигнал при уровне мощности опорного сигнала $P_{LO} = 13$ мкВт, что на два порядка ниже стандартной величины. При этом минимальная различимая мощность при данном значении P_{LO} составляет $P_{RF}^{\min} \sim 70$ нВт. В другом предельном случае, когда $P_{LO} = 253$ мкВт, минимальная различимая мощность достигает значения $P_{RF}^{\min} \sim 3$ нВт.

Экспериментальная зависимость $I_b(P_{RF}^{1/2})$ для каждого P_{LO} была аппроксимирована функцией (3), и таким образом была найдена зависимость Σ от P_{LO} (рис. 3, справа). Данная зависимость хорошо аппроксимируется функцией

$$\Sigma = \Sigma_2 \sqrt{P_{LO}} + \Sigma_4 \sqrt{P_{LO}^3}, \quad (4)$$

где $\Sigma_2 = 0.67$ нА/мкВт, $\Sigma_4 = 1.9 \cdot 10^{-3}$ нА/мкВт² — коэффициенты преобразования полной падающей на антенну мощности (опорного и отражённого сигналов) в ток на выходе смесителя, соответственно, на квадратичной нелинейности и на нелинейности четвёртой степени. Коэффициенты Σ_2 и Σ_4 зависят только от внутренних параметров смесителя. Первое и второе слагаемые в правой части формулы (4) сравниваются при $P_{LO}^* = 349$ мкВт. Таким образом, в рассматриваемом диапазоне мощностей опорного сигнала $P_{LO} \leq 250$ мкВт определяющим является смещение на квадратичной нелинейности. С этим связано, в частности, то, что функция $\Sigma(P_{LO})$ не достигает максимума, который, по-видимому, находится при бóльших значениях P_{LO} .

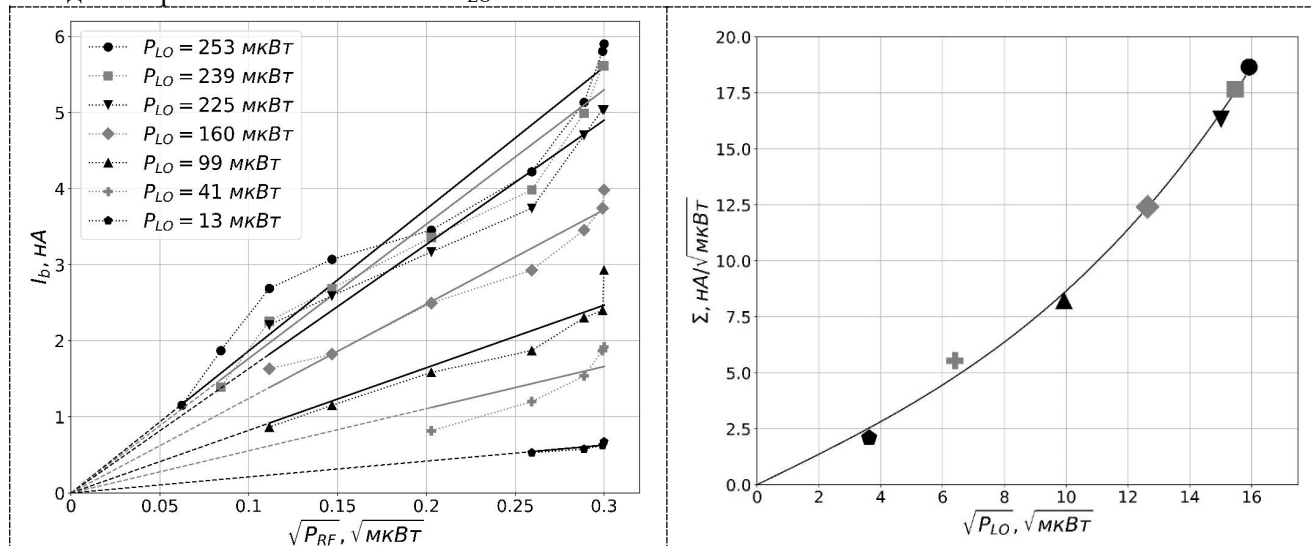


Рис. 3. Зависимости $I_b(P_{RF}^{1/2})$ при различных P_{LO} (слева) и $\Sigma(P_{LO})$ (справа). Точки — эксперимент, линии — аппроксимация формулой (3) (для левого графика) и формулой (4) (для правого графика).

Демонстрационные измерения

С целью демонстрации работы смесителя в системе радиолокатора НИ с ЛЧМ проводился эксперимент по измерению расстояния до уголкового отражателя, расположенного на разных расстояниях R_{real} в пределах помещения. Мощность опорного сигнала составляла $P_{LO} = 4$ мкВт, принимаемого сигнала $P_{RF} \sim 200$ нВт.

Эксперименту предшествовала калибровка радиолокатора, в ходе которой устанавливалась связь между разностной частотой f_b и расстоянием до объекта R :

$$R = R_0 + k \cdot f_b. \quad (5)$$

Суть калибровки состоит в определении неизвестных коэффициентов R_0 и k в соотношении (5). Для определения этих величин проводится два измерения f_{b1} и f_{b2} , когда отражатель располагается, соответственно, на расстояниях $R_1 = 1$ м и $R_2 = 8$ м. Полученные значения калибровочных параметров: $R_0 = -0.57$ м, $k = 4.961$ м/кГц. Начало отсчёта расстояния соответствует положению диэлектрической линзы. Заметим, что при измерении расстояния в пределах 100 м значение разностной частоты f_b лежит в диапазоне звуковых частот < 20 кГц.

Таблица 1. Результаты измерения расстояния до отражателя.

R_{real} , м	1	2	3	4	5	6	7	8
f_b , кГц	0.31	0.51	0.73	0.91	1.13	1.33	1.53	1.73
R , м	0.97	1.96	3.05	3.94	5.03	6.03	7.02	8.01

В табл. 1 представлены результаты измерения расстояния R в диапазоне 1 – 8 м. Время накопления сигнала составляло 3 с. Нижняя граница диапазона $R \sim 1$ м определяется условием $f_b > f_m$, то есть разностная частота должна быть больше частоты модуляции. Измерения при $R \geq 9$ м ограничены размером помещения. Результаты измерения R с хорошей точностью совпадают с действительными

значениями расстояния R_{real} , среднеквадратическое отклонение составляет менее 4 см во всём диапазоне измерений.

Заключение

Работа посвящена исследованию характеристик планарного смесителя на основе диода Шоттки с пониженной высотой барьера в системе радиолокатора НИ диапазона 94 ГГц с ЛЧМ. Собран экспериментальный макет радиолокатора. В качестве источника миллиметрового излучения использован генератор на основе диода Ганна мощностью 8.1 мВт с возможностью частотной модуляции напряжением.

Чувствительность смесителя характеризуется коэффициентом Σ преобразования мощности принимаемого сигнала P_{RF} в ток разностной частоты I_b . В исследуемом диапазоне мощности опорного сигнала $P_{\text{LO}} \leq 250$ мкВт смещение происходит на квадратичной нелинейности и на нелинейности четвёртой степени диода, что определяет форму зависимости $\Sigma = \Sigma_2 P_{\text{LO}}^{1/2} + \Sigma_4 P_{\text{LO}}^{3/2}$. В режиме малой мощности опорного сигнала $P_{\text{LO}} = 13 - 250$ мкВт значения Σ лежат в диапазоне 2 – 19 нА/мкВт^{1/2}, что позволяет принимать сигналы мощностью $P_{\text{RF}} \sim 3 - 70$ нВт. Эксперимент по измерению дальности в режиме малой мощности опорного сигнала демонстрирует хорошую точность определения расстояния до объекта в пределах ~ 10 м.

Свойство смесителя работать в условиях малой мощности опорного сигнала является важным фактором при создании многоканального приёмника, в котором мощность источника делится между большим количеством элементов, а также при разработке портативных устройств с низким энергопотреблением. Результаты данной работы свидетельствуют о перспективности использования планарного смесителя на основе низкобарьерного диода для решения указанных задач, а также о необходимости проведения дальнейших исследований в этом направлении.

Исследования проведены в рамках выполнения государственного задания ИФМ РАН, тема № 0035-2019-0024, и при финансовой поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-1595.2019.5.

ЛИТЕРАТУРА

1. Peng Z., Li C. Portable microwave radar systems for short-range localization and life tracking: a review // *Sensors*, vol. 19, pp. 1136(1-19), March 2019.
2. Muñoz-Ferreras J.-M., Peng Z. et al. Isolate the clutter: pure and hybrid linear-frequency-modulated continuous-wave (LFMCW) radars for indoor applications // *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 40-54, May 2015.
3. Закамов В.Р., Шашкин В.И. Исследования диодов с пониженной высотой барьера в планарном смесителе миллиметрового диапазона длин волн // *Радиотехника и электроника*, том 56, № 8, с. 1009-1013, Август 2011.
4. Shashkin V.I., Drjagin Yu. A. et al. Millimeter-wave detectors based on antenna-coupled low-barrier Schottky diodes // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 28, no. 11, pp. 945-952, November 2007.

ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ЦЕЛЕЙ НА БАЗЕ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Погорельский И.В., Луканов А.В., Цветков В.К., Лялин К.С.

Национальный Исследовательский Университет «МИЭТ»

valerabelev@mail.ru, sandro.lukanov@mail.ru, tsvetkov_vk@mail.ru, kslyalin@gmail.com

В связи с развитием летательных аппаратов и средств радиоэлектронной борьбы, вопрос появления отечественной радиолокационного комплекса (РЛК) на базе ЦАР является крайне важным. На данный момент её разработкой ведётся коллективом института МПСУ НИУ МИЭТ. При её разработке были реализованы различные нестандартные технологические решения, например, такие как использование круговой концентрической антенной решётки. В данной работе рассматриваются как общая структура предлагаемого (разрабатываемого?) РЛК, так и конкретные его блоки: модулятор АФАР, блок формирования опорных сигналов (БФОС), блок деления сигнала гетеродина (БДСГ).

Введение

Цифровые антенные решётки (ЦАР) являются следующим шагом в развитии радиолокационных средств. Они представляют собой антенную решётку, форма диаграммы направленности которой определяется цифровыми управляющими командами – весовыми коэффициентами в каждом канале. Подобная настройка позволяет эффективнее бороться с помехами и значительно повышает вероятность обнаружения целей с малыми эффективными площадями рассеивания (ЭПР), например, как у современных летательных аппаратов, в особенности беспилотных.

В связи с развитием летательных аппаратов и средств радиоэлектронной борьбы, вопрос появления отечественной радиолокационного комплекса (РЛК) на базе ЦАР является крайне актуальным. На данный момент разработка подобного РЛК ведётся коллективом института МПСУ Национального Исследовательского Университета МИЭТ. В ходе разработки были реализованы были реализованы такие технические решения, как использование круговой концентрической антенной решётки. В данной работе рассматриваются как общая структура разрабатываемого РЛК, так и конкретные его блоки: модулятор АФАР, блок формирования опорных сигналов (БФОС), блок деления сигнала гетеродина (БДСГ).

Целью данной работы является архитектура разрабатываемого РЛК и требования к характеристикам его отдельных элементов. Для достижения поставленной цели были выполнены следующие задачи: проведён системный расчёт РЛК, моделирование элементов, макетирование блоков, разработка и моделирование антенного полотна.

Описание РЛК

Использование классической антенной решетки в случае широкого сектора обзора и при формировании узкого сканирующего луча сопряжено с определёнными проблемами. Применение антенной решётки с межэлементным расстоянием, равным половине длины волны в области высоких частот, становится затруднительным поскольку межэлементное расстояние становится сопоставимым или меньше размера канала. Однако формирование узкого сканирующего луча требует большого количества излучателей, что приводит увеличению габаритов антенного полотна. Таким образом, при фиксированных габаритах не всегда возможно реализовать антенную решётку с требуемыми параметрами. Решением проблемы в данном РЛК является круговое концентрическое расположение излучателей на антенной решётке, изображённое на рисунке 1а.

Тем не менее АФАР как с классическим, так и с концентрическим кольцевым расположением элементов формирует один луч, которым осуществляется сканирование в заданном секторе. Так как сканирующий луч значительно меньше облучаемого сектора, то обзор в облучаемом секторе производится последовательно, что влияет на время обработки радиолокационной информации. Использование приёмной ЦАР позволяет сформировать несколько сканирующих лучей, полностью покрывающих облучаемый сектор, как это показано на рисунке 1б. Это позволяет перейти от последовательного обзора пространства к параллельному, что обеспечивает большую скорость обработки информации.

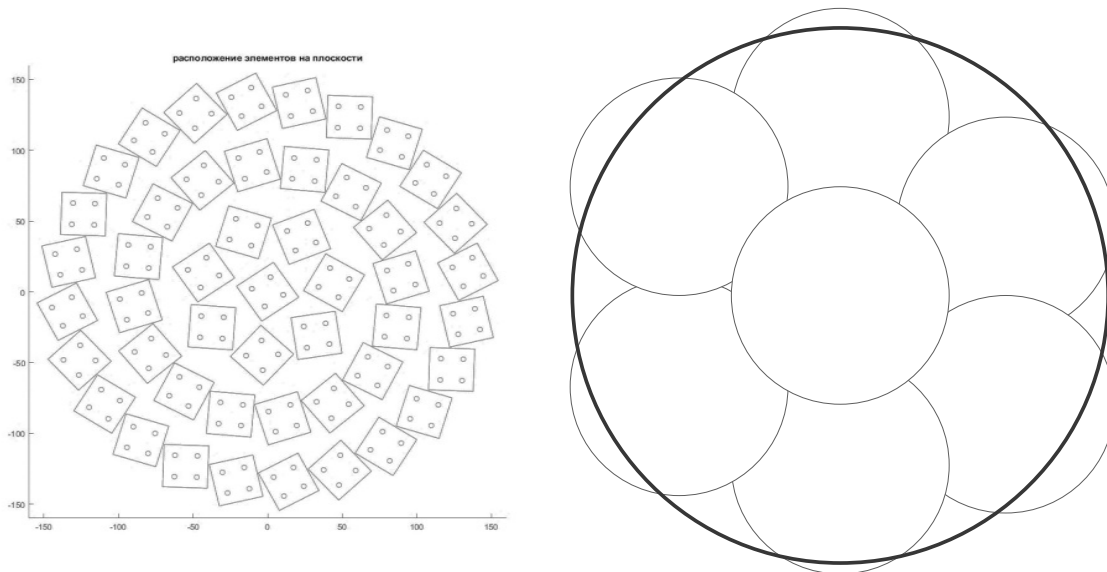


Рис. 1. Круговое концентрическое расположение элементов антенной решётки (а – слева) и покрытие облучаемого сектора (большая окружность) сканирующими лучами (малые окружности) (б – справа)

Оптимальной структурой РЛК, обеспечивающей необходимые характеристики для обнаружения малозаметных целей является гибридная структура. В таком случае передающая часть представлена в виде АФАР, формирующей относительно широкий луч, а приёмная в виде ЦАР, реализующей несколько узких лучей. При такой конфигурации для исключения взаимного влияния передающей и приёмной части возможна реализация разнесённого РЛК с опциональным экранированием передающей АФАР, как это показано на рисунке 3а.

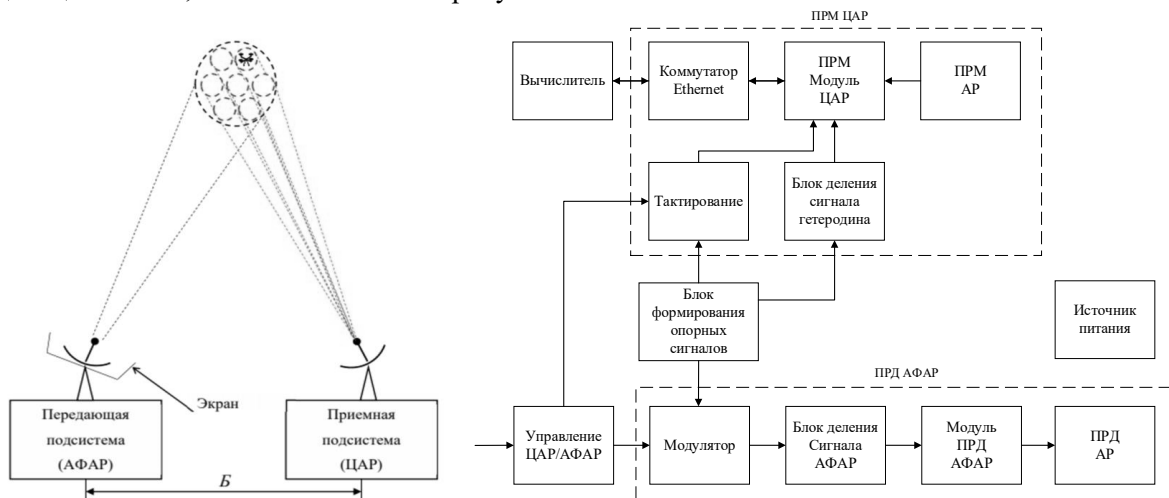


Рис. 2. Схема РЛК, объясняющая принцип работы (слева). Структурная схема предлагаемой архитектуры (справа)

Для данного РЛК разработана следующая структурная схема, изображённая на рисунке 2б.

Принятый ранее описанной антенной решёткой сигнал поступает в один из 40 приёмных модулей ЦАР на каждом из которых расположено 4 приемных канала, усиливающих, фильтрующих и демодулирующих сигнал. Сигнал с каждого приемного канала оцифровывается, передается в блок цифровой обработки сигналов приемного модуля и по Ethernet-кабелю передается в маршрутизатор, объединяющий информацию с 40 приемных модулей, таким образом оптимизируется процесс передачи большого потока данных. Демодуляция принятого сигнала обеспечивается единым синфазным сигналом, поступающим с блока формирования опорных сигналов через БДСГ.

Передающая АФАР представляет собой 64-элементную эквидистантную передающую антенную решетку, в каждом канале которой производится усиление и задается требуемое смещение фаз для формирования диаграммы направленности.

На данный момент изготовлены следующие блоки: блок формирования опорного сигнала, блок деления сигнала гетеродина и блок модулятора для передающей АФАР. Перейдём к их рассмотрению.

Блок формирования опорных сигналов предназначен для генерирования сигналов двух типов: прямоугольного сигнала, применяемого при тактировании работы приёмного модуля ЦАР, а также опорного высокочастотного сигнала, применяемого как в передающей АФАР, так и в приёмной ЦАР. Внешний вид блока показан на рисунке 3:

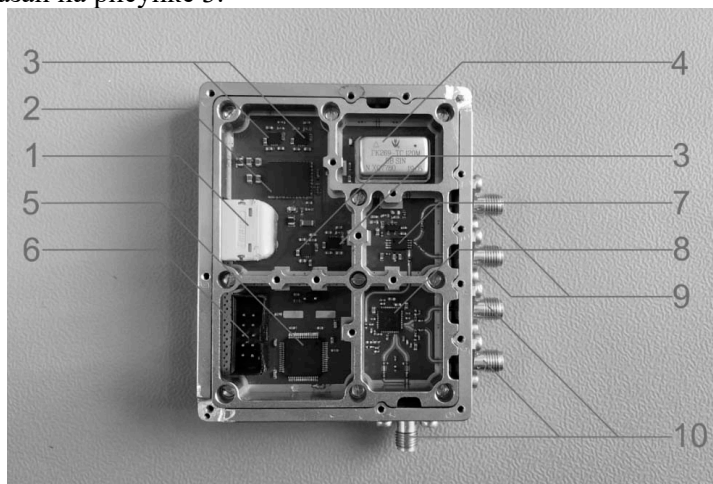


Рис. 3. Внешний вид блока в корпусе без крышки. Цифрами обозначены:

- 1 – разъем питания XT-60; 2 – импульсный стабилизатор питания TPS84250;
- 3 – линейные стабилизаторы ADM7151; 4 – термостабильный кварцевый генератор ГК-269;
- 5 – контроллер STM32F103RDT; 6 – разъем IDC-10M; 7 – дистрибьютор тактирующего сигнала CDCLVC1104PW; 8 – синтезатор частот LMX2594; 9 – выходной SMA-разъем тактирующего сигнала; 10 – выходной SMA-разъем высокочастотного сигнала;

При подаче питания на выходе кварцевого генератора появляется синусоидальный сигнал, который подаётся на дистрибьютор тактирующего сигнала. Два выхода дистрибьютора соединены с разъёмами, и их выходной сигнал передаётся на блок тактирования ЦАР. Третий выход дистрибьютора соединён со входом опорного сигнала синтезатора частот и, благодаря высокой стабильности кварцевого генератора, является эталонным при формировании высокочастотного сигнала. Параллельно с описанным процессом включается контроллер, вызывает из памяти программу и отправляет её по SPI-интерфейсу на синтезатор частот. После получения эталонного сигнала и управляющей программы, на выходах синтезатора появляется требуемый высокочастотный сигнал.

Для корректного тактирования, необходимо чтобы на выходе БФОС значение суммарного джиттера не превышало 420 фс. Также предъявляются требования к уровню фазовых шумов выходного высокочастотного сигнала, связанные с ограничением чувствительности используемого в ЦАР приёмника. Уровень фазовых шумов не должен превышать уровень минус 100 дВс.

После включения блока и отладки управляющего программного обеспечения были проведены измерения параметров выходных сигналов. Было обнаружено, что среднее значение джиттера тактирующего сигнала равно 120 фс, а уровень фазовых шумов не превышает -105 дВс.

В состав РЛК входит 160 приемных каналов. В каждом канале частота с помощью опорного сигнала переносится на низкую частоту для дальнейшей обработки. Вместо того, чтобы устанавливать гетеродин в каждый приемный канал, было принято решение сделать схему активного деления сигнала гетеродина, которая будет распределять и усиливать сигнал, полученный от БФОС на 40 приемных модулей, в каждом из которых по 4 приемных канала. Такое решение обосновано необходимостью обеспечения синфазного сигнала в приемных каналах ЦАР. БДСГ поделен на два модуля (БДСГ 1-16 и БДСГ 4-16), соединяющихся коаксиальными кабелями. Внешний вид блока показан на рисунке 4:

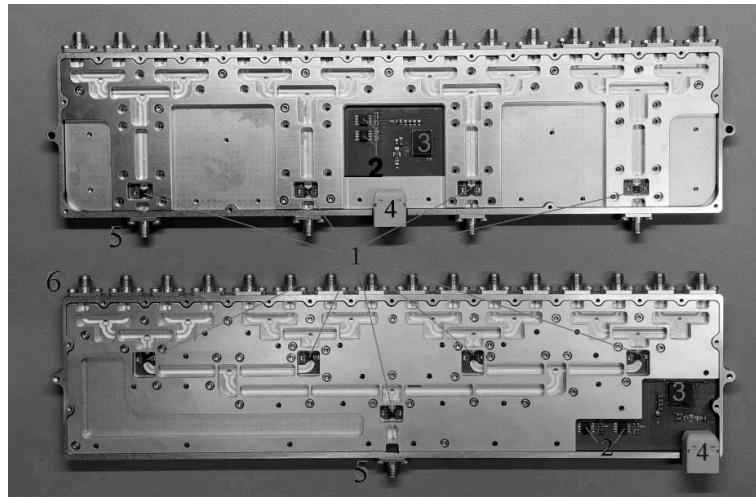


Рис. 4. Внешний вид модулей блока в корпусе без крышки. БДСГ 1-16 снизу, БДСГ 4-16 сверху. Цифрами обозначены: 1 – усилители мощности TSS-183A+; 2 – линейные стабилизаторы напряжения MIC-39102; 3 – импульсные стабилизаторы питания TPS84250; 4 – разъемы питания XT-60; 5 – входные SMA-разъемы; 6 – выходные SMA-разъемы;

На входной разъем БДСГ 1-16 подается сигнал с БФОС мощностью минус 3 дБм. Сигнал усиливается и распределяется на 16 выходных разъемов. Сигнал передается на 3 модуля БДСГ 4-16 по коаксиальным кабелям, где вновь усиливается и распределяется на 48 выходных каналов. От модулей БДСГ 4-16 сигнал поступает к 40 приемным модулям ЦАР с мощностью +7 дБм. К обоим модулям представляются требования по КСВН по выходу (не более 2) и по коэффициенту передачи (+8 дБ для БДСГ 1-16 и +4 дБ для БДСГ 4-16).

Модуль БДСГ 1-16 был включен и отлажен. КСВН по входу и выходу не превышает 2, а коэффициент передачи в полосе рабочих частот больше +8 дБ. БДСГ 4-16 также включен и отлажен. КСВН по входу и выходу не превышает значения 1,5, а коэффициент передачи больше +3,95 дБ.

Блок модулятора предназначен для переноса в область высоких частот полезного сигнала. На входы этого блока поступает высокочастотный сигнал от БФОС и информационный от блока управления ЦАР/АФАР. Внешний вид блока показан на рисунке 5.

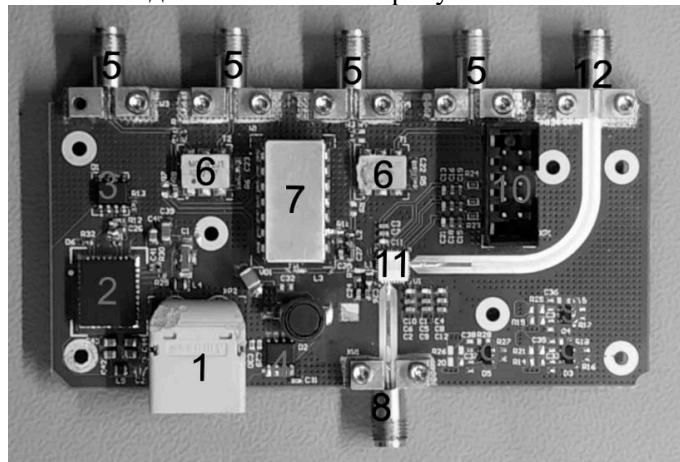


Рис. 5. Внешний вид блока без корпуса. Цифрами обозначены: 1 – разъем питания XT-60; 2 – импульсный стабилизатор питания TPS84250; 3 – линейный стабилизаторы MIC39102; 4 – инвертер напряжения MAX764; 5 – входной SMA-разъем модулирующего сигнала; 6 – трансформатор ADT2-1T+; 7 – гибридный ответвитель JSPQ-65W+; 8 – входной SMA-разъем высокочастотного опорного сигнала; 9 – линейный стабилизатор отрицательного напряжения MIC5271; 10 – разъем IDC-10M; 11 – смеситель частот RFUV1003; 12 – выходной SMA-разъем модулированного сигнала

На вход со стороны БФОС допускается подача опорного сигнала мощностью в диапазоне от минус 3 дБм до 5 дБм. Особенностью исполнения данного блока является возможность обработки различных типов сигнала. Применение смесителя частот RFUV1003 подразумевает использование квадратурного низкочастотного информационного сигнала. Для обеспечения и работоспособности микросхемы, и универсальности блока была разработана входная схема для приведения входных сигналов к квадратурному представлению, позволяющая реализовать шесть различных способов подачи информационного сигнала.

Дальность и эффективность РЛК зависит не только от свойств системы и энергетических характеристик сигнала, но и от свойств формы и спектра радиосигнала. В частности, выдвигаются требования к величине динамического диапазона, свободного от гармонических составляющих сигнала, подверженного нелинейным искажениям. Для данного РЛК требуется динамический диапазон не менее 50 дБ.

В ходе настройки блока был определен набор управляющих напряжений, который обеспечивает максимальное, среди прочих, динамического диапазона минус 40 дБ. После этого, используя подстройку постоянным смещением на квадратурных входах микросхемы, удалось достичь значения динамического диапазона в 51 дБ

Заключение

Сотрудниками Института МПСУ НИУ «МИЭТ» ведется разработка гибридного радиолокационного комплекса обнаружения малых целей на базе ЦАР. В рамках разработки предложена архитектура комплекса, проведен системный расчет, определены требования к отдельным узлам РЛК. В ходе прототипирования РЛК были разработаны блоки формирования опорных сигналов, блоки деления сигнала гетеродина, блок модулятора, которые по своим характеристикам отвечают требованиям комплекса. В рамках разработки РЛК сотрудниками Института МПСУ в настоящий момент также ведутся работы по проектированию и включению приемных модулей ЦАР, передающих модулей АФАР, в дальнейшем планируется сопряжение модулей в рамках приемной ЦАР, сопряжение ЦАР и АФАР с другими блоками комплекса, а также полигонные испытания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Liberti J.C., Rappaport T.S. Smart antennas for wireless communications. - Prentice Hall PTR, NJ, USA
2. I. A. Kuzmin, D. V. Prikhodko, I. V. Efremov, V. V. Chistukhin, A. I. Maksimovskaya, "Ring Concentric Modular Antenna Array", 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus), Moscow, 2019, pp. 2018-2019.
3. Пат. 2680665 Российская Федерация, СПК Н01Q 21/06. Кольцевая концентрическая модульная антенная решетка / Лялин К.С., Мелёшин Ю.М., Кузьмин И.А.; заявитель и патентообладатель НИУ МИЭТ. – № 2018120479; заявл. 04.06.18; опубл. 25.02.19, Бюл. № 6.
4. Konstantin S. Lyalin , Dmitry V. Prikhodko and Vladislav V. Kurganov, "Approach to Use Pseudo-noise Sequences in Inner Calibration System of Active Phased Antenna Arrays," in Proceedings of the 2016 IEEE north west russia section young researchers in electrical and electronic engineering conference, EIconRusNW 2016; 2016. 425 p
5. Lyalin, K. S., Prikhodko, D. V., Kurganov, V. V., Khasanov, M. S., & Chistukhin, V. V., "Approach to use pseudo-noise calibration method for wideband calibration of antenna arrays," in Proceedings of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference, EIconRus 2017, 1257-1260.
6. N. P. Waweru, D. B. O. Konditi, P. K. Langat "Performance analysis of MUSIC? Root-MUSIC and ESPRIT DOA Estimation Algorithm", World Academy of Science? Engineering and Technology International Journal of Electronics and Communication Engineering, Vol:8, No:1, 2014, pp. 209-216.

ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЛЕТАЮЩЕГО ОБЪЕКТА

Чернова И.В.

МТУСИ

specialist20051@yandex.ru

Целью исследования является изучение особенностей определения коэффициента аэродинамического сопротивления летящего объекта. Задачи исследования: выявить особенности оценки коэффициента аэродинамического сопротивления в фильтре Калмана; дать описание метода, который можно использовать для решения семейства задач, в которых требуется определить данный коэффициент.

Рассмотрим поточную подвижную (скоростную) систему координат [1].

Рассмотрим евклидово пространство \mathbb{R}^3 с декартовой системой координат $Oe_xe_ye_z$ (т.е. задана точка отсчёта O , ортонормированный базис положительной ориентации e_x, e_y, e_z и скалярное произведение в этом базисе). Пусть траектория объекта – это годограф радиус-вектора r выбранной системы координат. Таким образом, график отображения $r: [0, T] \rightarrow \mathbb{R}^3$ – это траектория объекта, которую будем считать простой гладкой кривой и обозначать символом \mathcal{G}_r . Здесь и далее $[0, T]$ – отрезок времени наблюдения за объектом в атмосфере (высота примерно до 150 км.).

Пусть теперь $t \in [0, T]$ – произвольный, но фиксированный момент времени и пусть

$O_t \in \mathcal{G}_r$ – точка кривой с радиус-вектором $r(t)$. Рассмотрим далее касательный вектор (т.е. вектор скорости) $v(t)$ в этой точке и проекцию $r(t)$ на $v(t)$, которую мы обозначим символом $\text{Pr}_{v(t)} r(t)$. Через точку O_t , по направлению $v(t)$ проведём ось \mathcal{L}_t . Эту ось отождествим с вещественной осью \mathbb{R} , нуль которой совпадает с точкой O_t , а направление совпадает с направлением $v(t)$ (вещественные числа возрастают в направлении вектора скорости). В момент времени t мы теперь имеем на \mathcal{L}_t одномерную систему координат. Определим теперь поточную координату $L(t) = \pm |\text{Pr}_{v(t)} r(t)|$, где знак «+» берётся, если эта проекция сонаправлена вектору скорости и знак «-» в противном случае. Используя скалярное произведение, можно выписать формулу:

$$L(t) = \frac{(r(t), v(t))}{|v(t)|}. \quad (\text{I.1})$$

Второй поточной координатой считается производная $L(t)$ по времени t . Ниже приводится формула для неё.

$$\dot{L}(t) = |v(t)| + \frac{(r(t), a(t))}{|v(t)|} - \frac{(r(t), v(t)) (v(t), a(t))}{|v(t)|^3}. \quad (\text{I.2})$$

Здесь $a(t)$ – вектор ускорения объекта. Этот вектор состоит из суммы 4-х векторов, один из которых – аэродинамическое ускорение, зависит от коэффициента аэродинамического сопротивления γ :

$$a_{aer} = -\frac{\gamma}{2} \rho(r) |v| v. \quad (\text{I.3})$$

Здесь и далее у величин, зависящих от времени t этот символ будет опускаться для краткости. Функция $\rho = \rho(r)$ – это плотность воздуха в точке с радиус-вектором r . Интересный эффект получается, если построить фильтр Калмана [2] для вектора состояния $S = (L, \dot{L}, \gamma)$, то в процессе его работы параметр γ будет оценивать коэффициент аэродинамического сопротивления из формулы (I.3). Интересно отметить, что γ является «ненаблюдаемым» параметром, тогда как величины левых частей формул (I.1) и (I.2) могут быть получены из фильтра статистической оценки фазовых координат.

Рассмотрим особенности структуры фильтра, операций оценивания и прогноза.

Договоримся, что фильтр оценки вектора состояния ППСК будем называть поточным.

Прежде всего, определим вектор состояния поточного фильтра (ПФ). Это вектор

$$S_k = (L_k \quad \dot{L}_k \quad \gamma_k)^T, \quad (\text{II.1})$$

где индекс k означает, что соответствующая величина рассматривается в момент времени $t = \tau k$, $k \in \{0, 1, \dots, N\}$, а τ – период дискретизации времени (фильтр работает в модели дискретного времени). Знак T означает транспонирование (в II.1 он преобразует строку в столбец).

Компоненты L_k, \dot{L}_k вектора состояния (II.1) являются «наблюдаемыми» в том смысле, что их можно получить по формулам (I.1) и (I.2) из фильтра оценивания фазовых координат. Поэтому матрица проектирования (измерения) имеет вид:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (\text{II.2})$$

Она проектирует 3-х мерное пространство на его 2-х мерное подпространство. Ковариационная матрица вектора состояния имеет 3-ий порядок и обозначается через P_k , её оценка \hat{P}_k , а прогноз – $\bar{P}_{k|k-1}$ или $\bar{P}_{k+1|k}$ (в 1-ом случае с предыдущего шага на текущий, а во 2-ом – с текущего на следующий). Такая же символика как крышка и черта сверху имеет место для вектора состояния. Вектор «псевдоизмерений» $\bar{M}_k = (\bar{L}_k \quad \dot{\bar{L}}_k)^T$ получается вычислением его компонент по формулам (I.1) и (I.2), в которых часть величин справа являются измерениями, а часть оценками, полученными в фильтре оценивания фазовых координат. Непосредственно компоненты \bar{M}_k не измеряются, и это оправдывает его название в кавычках.

Ковариационная матрица R_k вектора \bar{M}_k может быть получена из ковариационной матрицы $\bar{C}_{k|k-1}$ прогноза фазового вектора $\bar{\xi}_{k|k-1} = (\bar{r}_{k|k-1} \quad \bar{v}_{k|k-1})^T$ по следующей формуле

$$R_k = J_s \cdot \bar{C}_{k|k-1} \cdot J_s^T, \quad (\text{II.3})$$

где J_s – матрица Якоби вектор-функции s , определяемой парой формул (I.1) и (I.2) и вычисленной в точке $\bar{\xi}_{k|k-1}$ в момент времени $t = \tau \cdot k$. Черта сверху и индекс символа здесь, как обычно, означает прогноз с $k - 1$ -го момента на k -ый. Матрицы Якоби имеют размерность 2×6 , а $R_k - 2 \times 2$. Наконец, мы имеем возможность вычислить весовой коэффициент поточного фильтра:

$$K_k = \bar{P}_{k|k-1} \cdot H^T \cdot (H \cdot \bar{P}_{k|k-1} \cdot H^T + R_k)^{-1}. \quad (\text{II.4})$$

Размерность весового коэффициента 3×2 . Далее следуют формулы оценки (коррекции) вектора состояния и его ковариационной матрицы.

$$\hat{S}_k = \bar{S}_{k|k-1} + K_k \cdot (\bar{M}_k - H \cdot \bar{S}_{k|k-1}), \quad (\text{II.5})$$

$$\hat{P}_k = (I - K_k \cdot H) \cdot \bar{P}_{k|k-1}. \quad (\text{II.6})$$

Здесь I – единичная матрица 3-го порядка. Далее следует отметить особенности этапа прогнозирования (экстраполяции) вектора состояния и его ковариационной матрицы. Относительно двух компонент вектора состояния L_k и \dot{L}_k всё достаточно просто – их прогнозы получаются по формулам (I.1) и (I.2), в которых фазовые координат оценены и экстраполированы на текущий момент времени, т.е. символически, $r \equiv \bar{r}_{k+1|k}$, $v \equiv \bar{v}_{k+1|k}$, $a \equiv a(\bar{r}_{k+1|k}, \bar{r}_{k+1|k}, \bar{\gamma}_k)$. Экстраполяция фазовых координат осуществляется численным интегрированием задачи Коши:

$$\dot{r} = v, \quad \dot{v} = a(r, v, \gamma), \quad r(\tau k) = \hat{r}_k, \quad v(\tau k) = \hat{v}_k, \quad (\tau k \leq t \leq \tau(k+1)) \quad (\text{II.7})$$

на промежуток времени τ . Функция a известна, а параметр γ невозможно прогнозировать и потому его прогноз принимается равным его оценке.

Самый трудный вопрос, не решённый окончательно, - это как прогнозировать ковариационную матрицу вектора состояния поточного фильтра. Его трудность состоит в том, что, во-первых, переход от фазовых координат к поточным – это операция проектирования 6-ти мерного пространства на 2-мурное, а любое проектирование является необратимой операцией, и во-вторых, по этой причине невозможно поставить начальные условия Коши для поточных координат, если бы мы хотели их прогнозировать через фазовые координаты в соответствии с (II.7). Автор предлагает следующее решение этой проблемы. Сначала формулы (I.1) и (I.2) дифференцируются по переменной t (время), чтобы получить формально систему дифференциальных уравнений относительно поточных координат. Далее применяется метод похожий на линеаризацию правой части системы дифференциальных уравнений, т.е. когда матрицу Якоби вектор-функции правой части используют для прогноза ковариационной матрицы. В данном случае соответствующая матрица Якоби имеет размерность 2×6 , а ковариационная матрица имеет 3-ий порядок. По идее автора нужно брать производные по направлению вектора r и вектора v правых частей этой «псевдодифференциальной» системы уравнений. Более точно опишем процесс построения динамической матрицы (так называют матрицу, с помощью которой прогнозируют ковариационную матрицу). После дифференцирования формул (I.1) и (I.2) обозначим правые части этой «псевдодифференциальной» системы уравнений через $u(r, v, \gamma)$ и $v(r, v, \gamma)$, $\xi = (r \quad v)^T$ – фазовый вектор, так что эта система будет выглядеть так:

$$\frac{dL}{dt} = u(r, v, \gamma), \quad \frac{dL}{dt} = v(r, v, \gamma). \quad (\text{II.8})$$

Теперь выпишем динамическую матрицу:

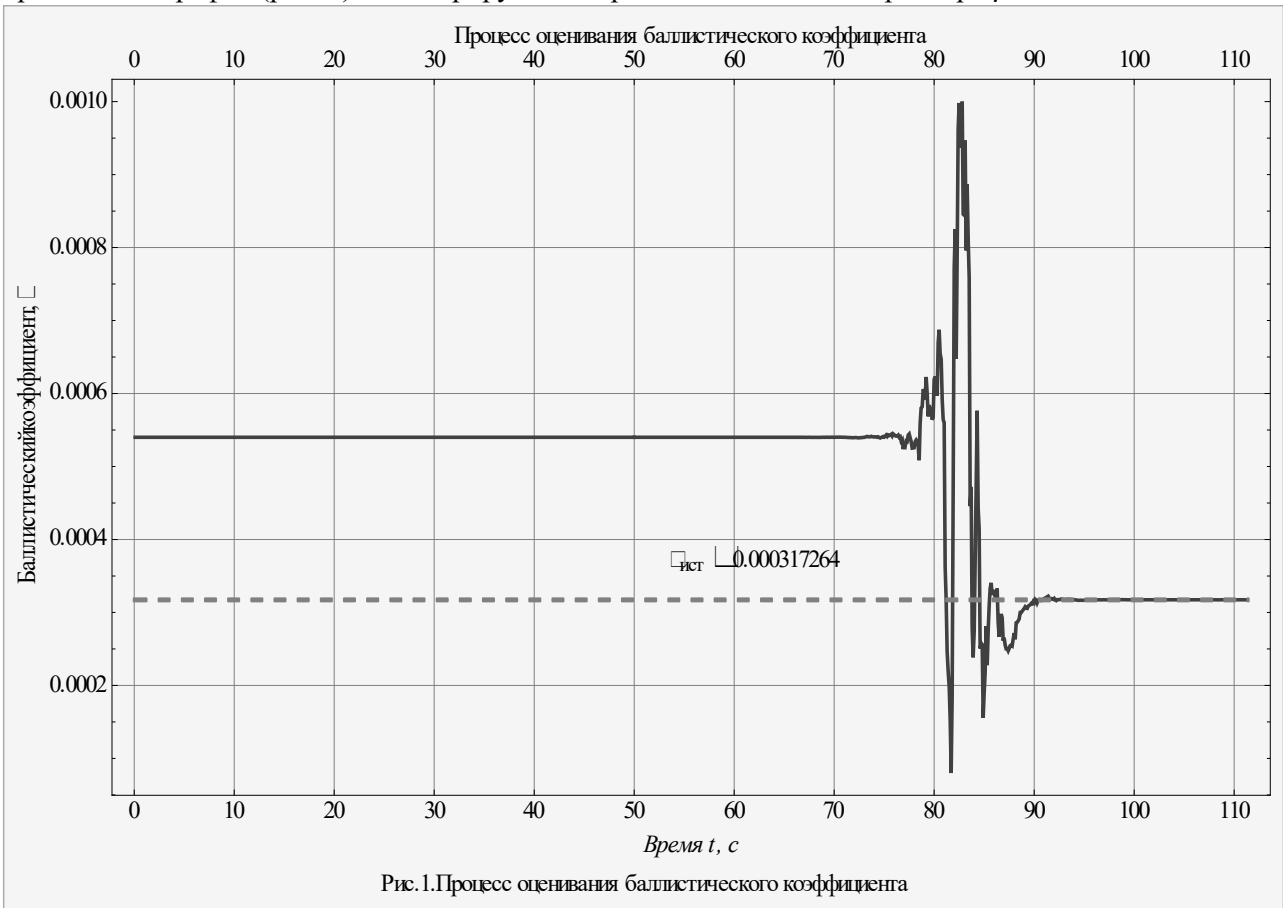
$$D = \begin{pmatrix} \frac{\partial u}{\partial r} & \frac{\partial u}{\partial v} & \frac{\partial u}{\partial \gamma} \\ \frac{\partial v}{\partial r} & \frac{\partial v}{\partial v} & \frac{\partial v}{\partial \gamma} \\ 0 & 0 & \sigma_\gamma^2 \end{pmatrix}. \quad (\text{II.9})$$

Производные по направлению векторов r и v фигурируют в блоке 2-х первых строк и 2-х первых столбцов. Напомним, что, например, производная функции u по направлению вектора r – это скалярная величина, вычисляемая по формуле:

$\frac{\partial u}{\partial r} = (\text{grad}_r u, r^0)$, т.е. скалярное произведение вектора градиента u по координатам вектора r и вектора r нормированного на 1. Далее, производные по γ – это обычные частные производные. Наконец, σ_γ^2 – это оценка дисперсии величины, γ оцениваемая в ПФ. Все производные в D вычислены в точке $\xi = \hat{\xi}_k$ и при $\gamma = \hat{\gamma}_k$ (т.е. в состоянии оценки вектора фазовых координат и параметра γ на текущий момент времени $t = \tau k$). Вводя нижний индекс k у символа D (для информации о моменте дискретного времени), запишем формулу прогноза ковариационной матрицы ПФ:

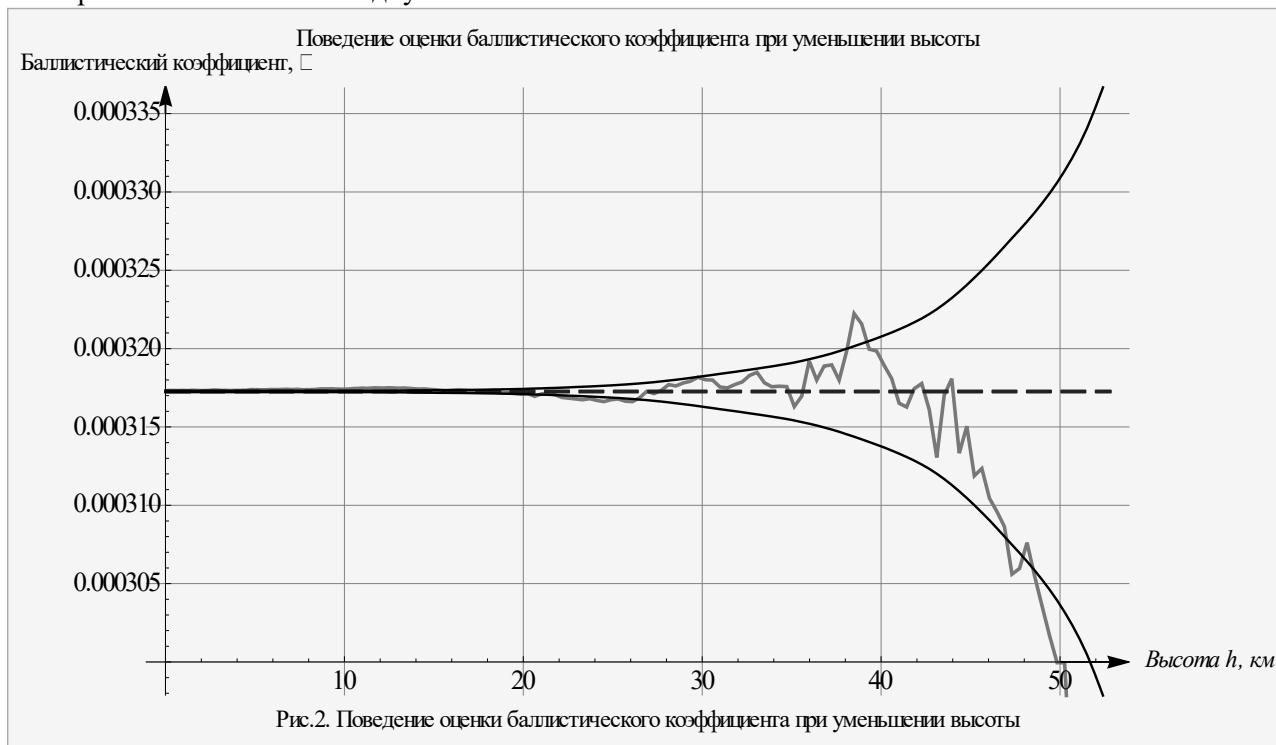
$$\bar{P}_{k+1|k} = \hat{P}_k + \tau \cdot (D_k \cdot \hat{P}_k + \hat{P}_k \cdot D_k^T) + \tau^2 \cdot D_k \cdot \hat{P}_k \cdot D_k^T + Q_k. \quad (\text{II.10})$$

Здесь Q_k – ковариационная матрица шумового воздействия. Она может быть получена из фильтра статистической обработки фазовых координат. Представим результаты численных экспериментов. ПФ совместно с фильтром оценивания фазовых координат получил программную реализацию и протестирован на различных видах фазовых кривых летящих объектов. Ниже представлен график (рис. 1) иллюстрирующий процесс оценивания параметра γ .



Параметр γ сначала инициализируется некоторым значением и затем при входе объекта в более плотные слои атмосферы γ испытывает довольно сильные осцилляции и затем стабилизируется, визуально совпадая с пунктирной линией истинного значения.

На следующем графике (рис. 2) представлена зависимость оценки параметра γ от высоты начиная с конца переходного процесса и до конца сопровождения. На одном рисунке представлено кроме упомянутой зависимости ещё пунктирная линия истинного значения, а также гладкие кривые статистической оценки среднеквадратического отклонения (СКО). СКО настолько мало что визуально все 4-ре линии сливаются в одну.



На следующем графике (рис. 3) показано как ведёт себя относительная погрешность оценки γ .



Относительно проведённого исследования и построения ПФ можно сделать следующие выводы.

1. Задача определения неизвестного параметра γ входящего в уравнения движения, летящего в атмосфере, решена с точностью, представленной на графике выше.

2. Оценки фазовых координат являются вполне удовлетворительными, т.е. точность оценки параметра γ достаточна для оценивания фазовых координат, знание которых и нужно в первую очередь.

3. Несмотря на довольно сильные осцилляции оценки γ в переходном процессе интересно отметить, что они не сказались на оценивании фазовых координат, видимо, потому, что эти осцилляции происходили на достаточно большой высоте (свыше 60 км). Вывод состоит в том, что стабилизация оценивания γ и переход этого процесса в стационарный режим (визуальное слияние с линией истинного значения) происходит во время и согласованно с оцениванием фазовых координат.

4. Оценки γ , полученные на высоте менее 50 км, уже можно передавать другим алгоритмам или программным модулям, нуждающимся в этом параметре.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 20058-80 Динамика летательных аппаратов в атмосфере. Термины, определения и обозначения. – М., 1980.
2. Синицын И. Н. Фильтры Калмана и Пугачева. – М., 2006.

ОТРАЖАЮЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОЛЬЦЕВЫХ ОБЪЕКТОВ

Виноградов М.С., Грибанов А.С., Нелин И.В.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

Vinmax98@gmail.com

Введение

Обнаружение объекта зависит, как правило, от энергетических показателей средств обнаружения и эффективной площади рассеяния (ЭПР) самого объекта. При этом распознавание объекта определяется структурой отражателя. Рассмотрим основные принципы радиолокационного распознавания объектов. Радиолокационное распознавание представляется как получение радиолокационных характеристик различных объектов, выбор информативных и устойчивых признаков и принятие решения о принадлежности этих объектов к тому или иному классу (типу).

При активной радиолокации определение радиолокационных характеристик объектов основано на отражении радиоволн от объектов (на вторичном излучении объектов).

Радиолокационными характеристиками объектов при активной радиолокации являются: эффективная площадь рассеяния (ЭПР), спектральные и временные характеристики отраженных от объекта сигналов, содержащие информацию о форме объекта, размерах, а также поляризационные характеристики сигналов, отраженных от объектов.

Методы распознавания

Широко используемый в литературе подход предполагает классификацию методов распознавания в зависимости от вида используемой радиолокационной информации. К сигнальным признакам распознавания относятся:

- интенсивность принимаемых сигналов на одной или разных частотах, т.е. величина эффективной отражающей площади (ЭОП) объектов;
 - флюктуация ЭОП, а также спектр флюктуаций ЭОП;
 - импульсная характеристика объекта, а также ее передаточная характеристика, полученная путем Фурье – преобразования импульсной характеристики
- собственные резонансы цели;
- поляризационные характеристики отраженных одночастотных и многочастотных сигналов и др.
- Правильное распознавание аналогично по сути вероятности правильного обнаружения.

Рассмотрим методику выбора порога при распознавании и оценки вероятности правильного распознавания.

Основными из методов распознавания, основанных на применении многочастотных сигналов являются следующие.

1. Метод распознавания объектов путем описания их формы структурным методом.
2. Метод, использующий для распознавания собственные резонансы объектов при облучении их сигналами с несколькими частотами.
3. Методы, использующие импульсную характеристику и передаточную функцию распознавания объекта.
4. Метод, использующий зависимость интенсивности отраженных сигналов, а также собственные резонансы.

Первый метод применяют в тех случаях, когда имеется двумерное изображение самой формы объекта.

Второй метод базируется на анализе фазо-частотной характеристики (ФЧХ) распознаваемого объекта. При этом половина длины волны РЛС выбирается соизмеримой с длиной объекта. В этом случае наблюдается резонансное отражение ЭМВ. Разность фаз между падающей плоской волной и отраженной волной является той мерой, по которой определяется тип распознаваемого объекта.

Физическая суть третьего метода заключается в следующем. При облучении объекта сигналами с достаточно широким спектром он эквивалентен линейному электрическому фильтру с постоянными параметрами. Резонансные частоты фильтра определяются формой объекта и его геометрическими размерами, но не зависят от ракурса. Резонансные частоты проявляются в отклике фильтра, т.е. в

отраженном сигнале от распознаваемого объекта. При этом зондирующие сигналы РЛС, должны иметь такие несущие частоты, которые соответствуют резонансной области и перекрывают ее.

Четвертый метод базируется на физическом эффекте вторичного излучения объектов, поскольку интенсивность отражения от каждого токопроводящего объекта зависит от его формы и размеров, а также от длины волны РЛС. Если размер объекта составляет половину длины волны РЛС, то ЭПР максимальна. При изменении длины волны ЭПР носит колебательный характер, по которому и решается задача распознавания.

Метод распознавания по «корреляционному» признаку. Метод основан на отличиях коэффициента корреляции амплитуд сигналов при многочастотном зондирующем сигнале.

Корреляционный признак ρ позволяет распознавать кольцевые объекты, однако для получения вероятности правильного распознавания не менее 0,8 потребуется более 12 независимых обращений к объекту.

Возможность распознавание значительно упростится, если объект имеет поверхности, резонирующие на строго определенных частотах.

Цель работы

Для калибровки устройствам радиолокационных систем методом относительных измерений ЭПР объектов с большим диапазоном значений ЭПР применяются различные отражатели. Суть метода относительных измерений заключается в сравнении мощности отраженных от исследуемых объектов сигналов с мощностью сигналов, отраженных от эталонных объектов с известными значениями ЭПР. В качестве эталонов обычно используют отражатели простой формы: металлические сферы, цилиндры, пластины и т.д., значения ЭПР которых могут быть рассчитаны достаточно точно [1].

Метод радиолокационного распознавания базируется на фундаментальном физическом эффекте вторичного излучения объектов [2]. Известно, что интенсивность отражения от каждого токопроводящего объекта зависит от его формы и размеров, а также от длины волны излучателя.

На очень низких частотах большинство объектов не отражает падающие электромагнитные волны, а лишь преломляет их. При повышении частоты до значения, при котором размеры отражающего объекта приближаются к $\lambda/2$ излучателя, интенсивность отражений, характеризующая ЭПР цели, резко увеличивается.

Если размер объекта составляет $\lambda/2$, то ЭПР максимальна. При этом на концах вибратора токи равны нулю. Если линейный вибратор длиной $\lambda/2$ свернуть в замкнутое кольцо, получим рамку. Распределение электрического тока в электрически малой рамке можно считать равномерным, поэтому она будет излучать равномерно по всем азимутальным направлениям, но только с горизонтальной поляризацией, как элементарный вертикальный магнитный вибратор. При не равномерном распределении тока диаграмма не будет такой симметричной. Когда длина периметра рамки кратна целому числу полуволн, в такой антенне возможны резонансы. Получается кольцевой вибратор [3].

Резонансная частота кратна характерному размеру среза кольцевого вибратора: $\lambda=2\pi D$.

Определим резонансные частоты для кольца определенного диаметра, результаты сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Результаты расчетов

Диаметр, мм	λ , см	f , ГГц	Δf , МГц
10.0	6.28	4.78	120
7.5	4.71	6.37	159
5.0	3.14	9.55	239

Рабочая полоса частот вибратора [4]

$$2\Delta f/f = 4-6\% \quad (1)$$

При дальнейшем возрастании частоты ЭПР объекта будет изменяться и носить колебательный характер. Когда длина волны становится значительно меньше линейных размеров объекта, эффективная поверхность рассеяния практически неизменна. Она определяется площадью первой зоны Френеля. Зависимости ЭПР любого проводящего объекта от длины волны могут быть определены экспериментально [5,6].

Резонансное отражение возникает в исключительных случаях, когда размеры облучаемой поверхности или ее отдельных элементов соизмеримы с длиной излучаемых волн РЛС. При этом возникают явления, подобные резонансу, и интенсивность отражения резко возрастает. Резонансное

отражение происходит, например, при облучении под некоторым углом железнодорожных путей, линий электропередачи, от самолетов, кораблей и других объектов, находящихся на земле.

При этом некоторые структуры являются своеобразными фильтрами частот, начиная с некоторой, называемой критической. Широко известным элементом сверхвысокочастотных фильтров является волновод, представляющий собой полый проводник, в котором может распространяться электромагнитная энергия на частотах, превышающих некоторую критическую частоту f_c . В волноводе возможно распространение бесконечного числа волн типа ТЕ (поперечно-электрические волны) или типа ТМ (поперечно-магнитные волны). Волны типа ТЕ имеют составляющую магнитного поля и не имеют составляющей электрического поля в направлении распространения. Волны типа ТМ имеют составляющую электрического поля и не имеют составляющей магнитного поля в направлении, распространения. Коэффициент распространения волновода определяется однозначно. Волновое сопротивление волновода можно рассматривать как отношение напряженности поперечного электрического поля к напряженности поперечного магнитного поля, умноженное на некоторую постоянную. Значение постоянной зависит от вида определения волнового сопротивления (т. е. могут использоваться либо напряжение и ток, либо напряжение и мощность, либо ток и мощность). Поэтому волновое сопротивление волновода не будет однозначной величиной, как для передающей линии с волной типа ТЕМ. Однако эта неоднозначность оказывается несущественной при расчете волноводных фильтров, так как можно всегда пронормировать все элементы эквивалентной схемы относительно волнового сопротивления волновода. Основной волной для круглого волновода с диаметром D будет волна ТЕ₁₁ критическая длина волны которой равна $1,706D$ [7]. Что представлено на рис. 1

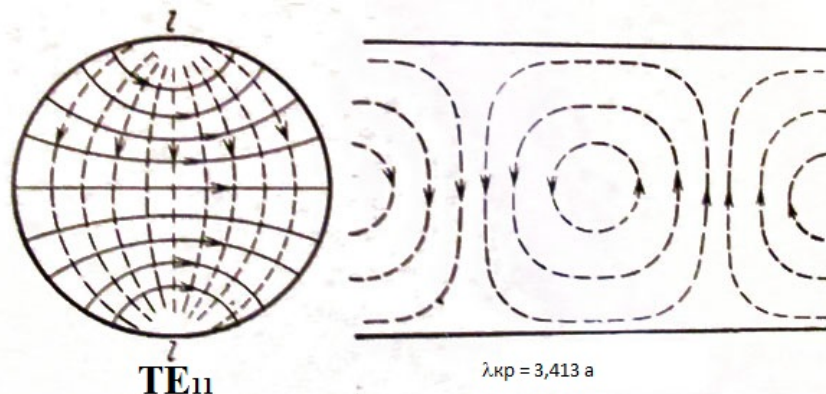


Рис 1. Вид волны ТЕ₁₁ для круглого волновода

Переизлучение энергии падающей волны происходит вследствие вынужденных колебаний свободных или связанных зарядов в отражателе, создающих токи проводимости или токи смещения. Можно говорить о том, что всякое тело, способное переизлучать электромагнитную энергию, обладает собственной частотой колебаний электрических зарядов подобно тому, как это имеет место в электрическом колебательном контуре или механической колебательной системе. Если частота колебаний первичной волны совпадает с этой собственной частотой колебаний отражателя, то имеет место явление резонансного отражения. При резонансном отражении появляется также ярко выраженная направленность вторичного излучения. Для металлических отражателей, у которых отражение происходит за счёт наведённых токов проводимости, явление резонанса возникает всякий раз, если имеется компонента вектора электрического поля, параллельная отражателю, размер которого кратен $\lambda/2$, т. е.

$$\ell_{\text{ц}} = \frac{n\lambda}{2}, \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (2)$$

В отличие от обычного отражения, при котором сигнал растёт монотонно с размером цели ℓ , при резонансном отражении мощность отражённого сигнала резко возрастает при выполнении условия (1) и быстро падает при небольших отступлениях от соотношения (1) в любую сторону. С ростом n величина резонансного пика уменьшается.

На рис. 2 и 3 представлены зависимости мощности отражённого сигнала от отношения ℓ / λ для двух случаев: при изменении λ и при изменении ℓ . Во втором случае вследствие растущих размеров отражателя естественным образом растёт нерезонансная компонента отражённого сигнала.

Ширина пика определяется поперечными размерами отражателя: чем тоньше отражатель, тем острее резонанс.

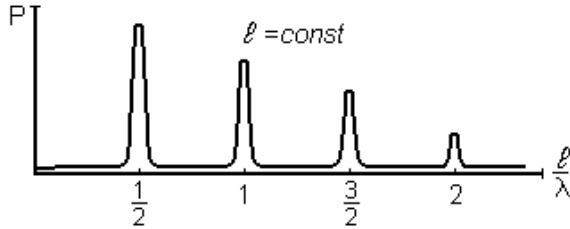


Рис.2 Зависимости мощности отражённого сигнала от отношения ℓ / λ при изменении λ .

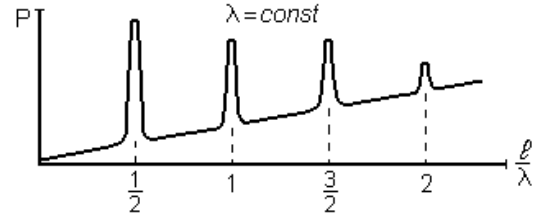


Рис.3 зависимости мощности отражённого сигнала от отношения ℓ / λ при изменении ℓ .

Интенсивность отражения зависит также от его типа и размера объекта, угла облучения и вида поляризации.

При отражении радиоволн от распознаваемых объектов поляризации падающих и отраженных волн различаются. При облучении объекта сложной формы сигналом с линейной поляризацией принимаются два отраженных сигнала. Один из них имеет поляризацию, совпадающую с поляризацией зондирующего сигнала (т. е. коллинеарную поляризацию), а поляризация второго отраженного сигнала ортогональна поляризации зондирующего сигнала. Поэтому отраженная от объекта сложной формы волна имеет эллиптическую поляризацию независимо от поляризации падающей волны.

Для получения информации о форме цели целесообразно, чтобы в РЛС была предусмотрена возможность для приема сигналов отдельно с двумя разными поляризациями (например, с вертикальной и горизонтальной) одновременно. Количественной характеристикой зависимости ЭПР объекта от поляризации облучающей волны служит поляризационная матрица, которую иногда называют матрицей рассеяния. На анализе поляризационных структур сигналов, отражаемых объектами строится метод распознавания объектов [8].

Рассмотрим одну из собственных поляризаций [9]. Вторая собственная поляризация однозначно определяется по первой. Пусть α — угол эллиптичности, а β — угол ориентации эллипса выбранной собственной поляризации. Угол α равен половине угла между диагоналями прямоугольника, в который вписан эллипс поляризации, а β — угол между большой осью эллипса поляризации и осью абсцисс выбранной прямоугольной системы координат. Также пусть диагонализированная матрица рассеяния имеет вид:

$$S_D = \begin{pmatrix} S_1 & 0 \\ 0 & S_2 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

$S_{1,2}$ — это комплексные коэффициенты отражения для собственных поляризаций.

Величины $S_{1,2}$, α и β параметризуют матрицу рассеяния. В то же время существует связь между этими параметрами и некоторыми геометрическими характеристиками цели. Поэтому такая параметризация поляризационной матрицы рассеяния очень удобна при анализе влияния геометрии объекта на его поляриметрические отражающие свойства.

Угол β определяется взаимной ориентацией объекта и базиса, в котором записана поляризационная матрица рассеяния. Этот угол меняется при вращении объекта вокруг направления наблюдения. Параметры $S_{1,2}$ и α при таком вращении не меняются. Таким образом, из поляризационной матрицы рассеяния выделяется информация, которая инвариантна по отношению к вращению цели вокруг направления наблюдения.

Угол α связан с симметричностью объекта. Если у объекта есть плоскость симметрии, и волновой вектор падающей волны лежит в этой плоскости, то для такого объекта $\alpha = 0$. Обратное не верно. Параметр α всегда равен нулю для объектов, обладающих симметрией вращения, в случае обратного рассеяния, поскольку волновой вектор падающей волны всегда будет лежать в плоскости симметрии

такого объекта. Так же a мало отличается от нуля у выпуклых объектов с гладкой поверхностью, размеры которых больше или сравнимы с длиной волны, поскольку, в определенном приближении, их отражающая область симметрична.

Сумма квадратов модулей коэффициентов отражения $S_{1,2}$ равняется сумме квадратов модулей элементов поляризационной матрицы рассеяния в любом поляризационном базисе и называется полной ЭПР объекта:

$$\sigma_{\Sigma} = |S_1|^2 + |S_2|^2. \quad (4)$$

Различие модулей коэффициентов отражения $S_{1,2}$ означает различие отражающей способности объекта для его собственных поляризаций. Мерой этого различия служит степень поляризационной анизотропии рассеивателя μ :

$$\mu = \frac{|S_1|^2 - |S_2|^2}{|S_1|^2 + |S_2|^2}. \quad (5)$$

Эта величина меняется в пределах от 0 до 1 в зависимости от отношения S_1/S_2 . Степень поляризационной анизотропии является мерой поляризационной избирательности объекта.

В частности для вибратора $\mu = 1$, а для сферического объекта или двухгранного уголкового отражателя $\mu = 0$. Параметр μ близок к нулю для любого объекта с гладкой поверхностью, размеры которого больше или сравнимы с длиной волны. И этот параметр в общем случае будет отличен от нуля при наличии отражения от изломов поверхности или острых элементов объекта.

Таким образом, для кольцевых отражателей коэффициенты отражения ортогональных поляризаций одинаковы, что может быть использовано для идентификации облучаемого объекта. Эллиптичность матрицы рассеяния будет зависеть от угла облучения кольцевой структуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. / Под редакцией М.А. Колосова. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Советское радио, 1972 г.
2. Пат. №3.478.354 (США)
3. Антенны. Марков Г.Т., Сазонов Д.М., учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов, издание 2-е, переработанное и дополненное, М., "Энергия", 1975 г., 528 с.
4. Воскресенский Д.И., Грановская Р.А., Гостюхин В.Л., Филиппов В.С. и др. Устройства СВЧ и антенны: Учебное пособие для вузов. М.: Советское радио, 1972. — 320 с.
5. Бессараб М.Л., Кравченко В.И. Успехи современной радиоэлектроники. №4, 2004.
6. ТИИЭР, №5, 1989, том 77.
7. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. М.: 1971.
8. Небабин В.Г., Сергеев В.В. Методы и техника радиолокационного распознавания. – М.: 1984. – 152 с., ил.
9. Олюнин Н.Н., Сазонов В.В. Анализ информативности поляризационных признаков в задаче радиолокационного распознавания. III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 26-30 октября 2009 г. 271-277 с.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПУТЕМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ КЛАСТЕРАМИ МНОГОЛУЧЕВОЙ ГИБРИДНОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

Мочалов В.В.^{1,2}, Романов А.Г.¹, Данилов И.Ю.¹, Чони Ю.И.²

¹ АО «Информационные спутниковые системы им. академика М.Ф. Решетнева»
mvv115@iss-reshetnev.ru, romanov@iss-reshetnev.ru, danilov@iss-reshetnev.ru

² Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ
tchoni@rambler.ru

Для поддержания на необходимом уровне энергетического потенциала спутниковой системы связи необходима стабилизация положения лучей ее крупногабаритной гибридной зеркальной антенны, профиль рефлектора которой подвержен искажениям из-за изменяющихся эксплуатационных факторов, тепловых нагрузок в частности. Обсуждаются три подхода для достижения этой цели путем адаптивного регулирования весовых коэффициентов кластеров, формирующих лучи: а) при фиксированных кластерах, б) при целесообразном смещении кластеров предопределенной конфигурации, в) при полном управлении конфигурацией кластеров. С использованием электродинамической модели, состоятельность которой подтверждена расчетами в среде Tiscra Grasp, вычислены усредненные и наихудшие значения коэффициента усиления для серии деформаций рефлектора. Показано, что в типичных ситуациях снижение усредненного коэффициента покрытия рабочей зоны может быть сведено к 0,1...0,2дБ вместо значения 1,6дБ без адаптации.

Введение

Многолучевые гибридные зеркальные антенны (МГЗА) широко применяются в спутниковых системах связи. МГЗА формируют большое число узких лучей в доли углового градуса, покрывающих зону обслуживания в пределах контура соответствующей территории и тем самым обеспечивают высокую энергетическую эффективность системы. К антенне, находящейся в составе космического аппарата на геостационарной орбите, предъявляются жесткие требования к ориентации диаграмм направленности (ДН) лучей. Поддержание ориентации лучей в условиях, когда профиль рефлектора испытывает деформации, вызываемые, главным образом, температурным воздействием от Солнца, и механическими воздействиями на этапе выведения, составляет актуальную и технически сложную проблему.

Первые МГЗА строились на базе параболического рефлектора, облучаемого антенной решеткой (АР), каждый отдельный элемент которой формировал соответствующий луч. В таком варианте единственным способом поддержания характеристик МГЗА при эксплуатационных нагрузках являлось механическое воздействие на рефлектор для поддержания стабильности его профиля и положения АР. Это обеспечивалось совершенствованием опорной конструкции антенны [1-5], снижением теплового расширения используемых материалов, а в случае двухзеркальной антенны, появлялись дополнительные возможности, связанные с компенсирующими воздействиями на контррефлектор или адаптивным управлением его формой [6, 7].

В современных спутниковых МГЗА лучи формируются группами облучателей, называемыми кластерами, и становится возможным путем регулирования амплитудно-фазового распределения на элементах кластеров осуществлять так называемую дофокусировку МГЗА для стабилизации её параметры. Суть дофокусировки состоит в адаптации вектора весовых коэффициентов (ВВК) каждого кластера к текущему состоянию рефлектора [8 – 16].

Моделирование крупногабаритной МГЗА

На рис. 1 показаны геометрия МГЗА и используемые системы координат. При типичных габаритах МГЗА лучи формируются рефлектором офсетной геометрии с фокусным расстоянием $F = 7,4\text{м}$, диаметром $D = 12\text{м}$ и клиренсом $H = 3\text{м}$. Несущая частота близка к 2ГГц. Антенное полотно имеет габариты 2м на 1м и в номинальном варианте образовано облучателями, расположенными в узлах сетки сотовой структуры со стороной шестиугольников $da = 100\text{мм}$. Число излучателей $N = 231$, их индивидуальные ДН в пределах телесного угла, занимаемого рефлектором, соответствует функции $\cos^{1/2}\psi$, где ψ – угол, отсчитываемый от нормали к антенному полотну. Центр полотна совмещен с фокусом рефлектора F , а его плоскость отклонена от оптической оси рефлектора на угол $\beta_0 = 62^\circ$.

Поверхность зеркала записывается в глобальной системе координат $\{x, y, z\}$; антенное полотно – в системе координат $\{\xi, \eta\}$ с центром в фокусе F . Для области наблюдения ДН $F(\theta, \varphi)$ используется локальная система координат $\{x', y', z'\}$, оси которой ориентированы относительно зеркала таким образом, что плоскость $x'Oy'$ является плоскостью азимутального угла φ , а угол θ отсчитывается не от полярной оси Oz' , как обычно, а от плоскости $x'Oy'$, являясь углом места.

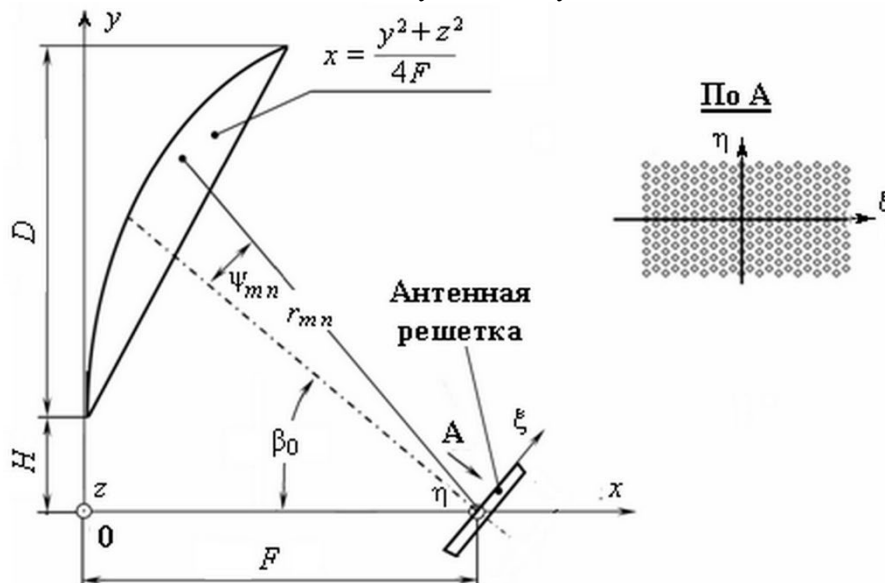


Рис. 1. Геометрия МГЗА

В основу программы, разработанной для исследования потенциально достижимых характеристик процесса дофокусировки за счет экспресс оценки характеристик МГЗА, положен высокопроизводительный алгоритм приближенного электродинамического моделирования [16], состоятельность которого подтверждена сравнительными расчетами в среде Tiera Grasp [17], суть которого состоит в «акустическом» приближении, отражаемом формулой

$$F(\theta, \varphi) = \sum_p \exp(k\Delta r_p(\theta, \varphi)) \sum_n W_n f_0(\psi_{n,p}) \exp(k\rho_{n,p}) / \rho_{n,p}, \quad (1)$$

где p и n – индексы точек рефлектора и АР соответственно; $\{W_n\}$ – комплексные амплитуды возбуждения кластера, $\Delta r_p(\theta, \varphi) = \sin\theta(x_p \cos\varphi + y_p \sin\varphi) + z_p \cos\varphi$ – разность хода лучей в точку наблюдения (θ, φ) ; ξ, η – координатные оси антенного полотна. Расстояние $\rho_{n,p}$ между точкой p рефлектора и точкой n АР, где расположен соответствующий облучатель, с учетом принятых обозначений и длины фокуса F вычисляется как

$$\rho_{n,p} = \sqrt{(\xi_n \sin\beta_0 - x_p)^2 + (\eta_n - y_p)^2 + (F + \xi_n \cos\beta_0 - z_p)^2}. \quad (2)$$

Индивидуальная амплитудная ДН облучателей $f_0(\psi) = \cos^{1/2}\psi$ соответствует формуле

$$f_0(\psi_{n,m}) = \sqrt{[(\xi_n \sin\beta_0 - x_m) \cos\beta_0 + (F + \xi_n \cos\beta_0 - z_m) \sin\beta_0] / \rho_{n,m}}. \quad (3)$$

В среде Delphi7 была разработана программа, реализующая описанный выше подход для исследования потенциальных характеристик МГЗА при адаптивном регулировании кластерами [16].

Варианты дофокусировки и их эффективность

Простой в алгоритмическом отношении и надежный способ дофокусировки состоит в когерентном приеме сигналов от наземных маяков [11] и выработке ВВК кластера по этим сигналам, которые несут в себе «отпечаток» текущего состояния рефлектора. Пусть ДН n -го облучателя после отражения от рефлектора есть $f_n(\theta, \varphi)$. Формируемый кластером луч есть взвешенная сумма этих ДН: $F(\theta, \varphi) = \sum W_n f_n(\theta, \varphi)$. Имея в виду заинтересованность в максимальном КУ луча в соответствующем направлении (θ_0, φ_0) , естественно определить ВВК $\{W_n\}$ кластера, как результат синтеза δ -функции в требуемом направлении: $\delta(\theta - \theta_0, \varphi - \varphi_0)$. В [18] показано, что сопряженный оператор V дает энергетически оптимальное решение задачи синтеза, которое для δ -функции есть $W_n = f_n^*(\theta_0, \varphi_0)$ и соответствует широко используемому принципу формирования максимума ДН. При облучении рефлектора с направления (θ_m, φ_m) m -го луча сигнал S_m на n -том элементе АР пропорционален значению

соответствующей ДН: $S_n \sim f_n(\theta_m, \varphi_m)$. Таким образом, компоненты желаемого ВВК пропорциональны комплексно сопряженным амплитудам сигналов $\mathbf{W}_{m \text{ опт}} \sim \{S_n^*(\theta_m, \varphi_m)\}$ от наземного маяка, расположенного в центре зоны m -го луча.

Эксплуатационные искажения поверхности рефлектора спутниковой МГЗА обусловлены прежде всего тепловыми воздействиями, имеют малый уровень и соответствуют плавным функциям. Поэтому их можно учесть, вводя эффективную параболическую поверхность, положение фокуса которой случайно в пределах какой-то ограниченной области вокруг номинальной точки F фокуса рефлектора. В данной работе было принято, что область перемещения фокуса есть сфера радиуса $\delta R = 72\text{мм}$. При оценке влияния деформаций рефлектора на характеристики МГЗА рассчитывались лучи для серии направлений (θ_m, φ_m) как в плоскостях симметрии, так и по периферии рабочей зоны.

Для получения минимаксных оценок снижения КУ луча, ориентированного в заданном направлении (θ_0, φ_0) , моделировались семь ситуаций смещения фокуса по трем осям относительно антенного полотна: $d\xi$, $d\eta$ и нормали dn . Жирные кривые на графиках соответствуют номинальному состоянию рефлектора ($d\xi=0$, $d\eta=0$, $dn=0$), тонкие – смещениям фокуса на $\pm\delta R$ по каждой из осей.

Сравнивались характеристики МГЗА без дофокусировки и при трех вариантах ее осуществления:

- адаптивное регулирование только ВВК $\{W_n = S_n^*(\theta_m, \varphi_m)\}$ гексагональных кластеров из семи элементов ($N=7$) при их фиксированном расположении;
- за центральный элемент гексагонального семиэлементного ($N=7$) кластера принимается тот элемент, на выходе которого наблюдается максимальный сигнал, т.е. где при текущем состоянии рефлектора имеет место максимум фокального пятна, и устанавливается ВВК $\{W_n = S_n^*(\theta_m, \varphi_m)\}$;
- в состав кластера включаются те элементы, сигналы которых превышают некий уровень (-13дБ , например) по отношению к максимальному сигналу и для сформированного кластера устанавливается ВВК $\{W_n = S_n^*(\theta_m, \varphi_m)\}$;

В качестве примера на рис. 2 приведены ДН в угломестной плоскости при формировании луча $(\theta_0 = 1,8^\circ, \varphi_0 = 0^\circ)$ в условиях упомянутых выше смещениях фокуса деформированного рефлектора при отсутствии (а) и при трех вариантах дофокусировки: регулирование только ВВК (б), регулирование ВВК при смещении (в) и адаптации состава кластеров (г).

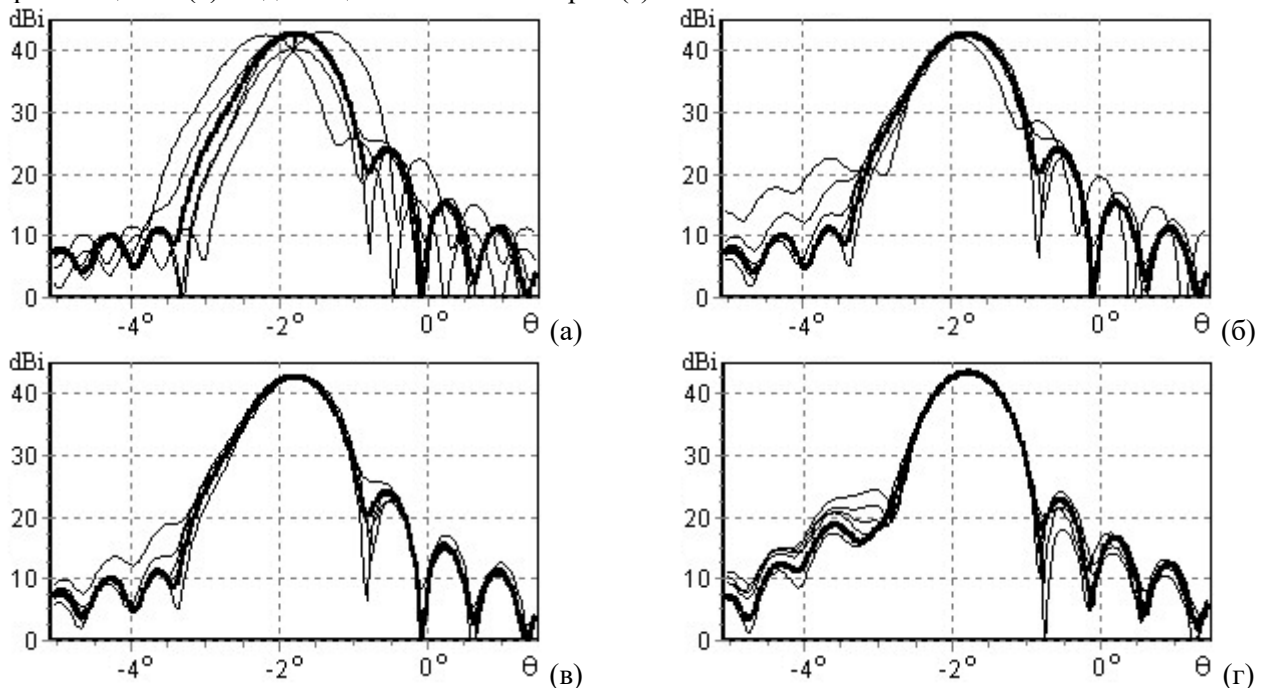


Рис. 2. ДН луча $(\theta_0 = -1,8^\circ, \varphi_0 = 0^\circ)$ при смещениях фокуса в пределах $\delta R = 72\text{мм}$:

Как следует из приведенных на рис. 2 данных, регулирование ВВК кластера в значительной мере стабилизирует формируемую ДН. Эффективность дофокусировки заметно улучшается при дополнительном управлении положением кластера, которое сводится к перемещению кластера вслед за максимумом фокальным пятном. На рис. 3 показано антенное полотно (231 элемент) сотовой структуры. Зачерненные элементы на рис. 3(а) соответствуют фиксированному семиэлементному

гексагональному кластеру, формирующему луч ($\theta_0 = -1,8^\circ, \varphi_0 = 0^\circ$). На рис. 3(б) выделены те элементы АР, которые задействованы при смещениях гексагонального кластера, благодаря чему достигаются результаты, представленные на рис. 2(в). На рис. 3(в) выделены те элементы АР, которые задействованы при оптимизации конфигурации кластера. При этом число элементов кластера зависит от конкретной ситуации. Благодаря этому достигаются результаты, представленные на рис. 2 (г).

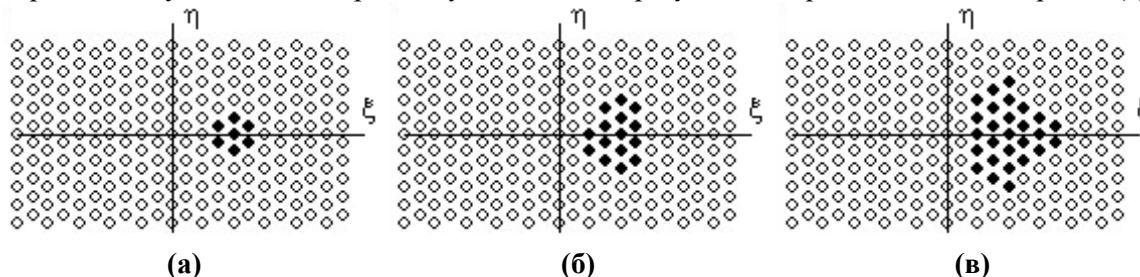


Рис. 3. Антенное полотно при формировании луча ($\theta_0 = -1,8^\circ, \varphi_0 = 0^\circ$): номинальный кластер (а); область кластеров, формирующих луч с адаптацией их положения (б) и адаптацией их состава (г).

Деформации рефлектора, проявляющиеся в смещении его фокуса относительно полотна АР, в первую очередь вызывают смещение луча, тем большее, чем дальше отклоняется фокус от его номинального положения. Естественно, нормальные к полотну смещения приводят к расширению луча и слабее проявляются в снижении КУ антенны в номинальном направлении.

Таблица 1. Сравнительные характеристики вариантов дофокусировки.

Варианты дофокусировки	Номинальное КУ, dBi	Усредненное КУ, dBi	Минимальное КУ, dBi
Номинальный ВВК	42,9	41,3	39,8
Регулирование только ВВК	42,9	42,5	41,8
Смещение кластер и ВВК	42,9	42,8	42,7
Состав кластера и ВВК	43,5	43,5	43,4

Так, сохранении номинального ВВК снижение усредненного значения КУ центре зоны обслуживания луча доходит до 1,6 дБ при смещениях точки фокуса в пределах сферы радиуса $\delta R = 72$ мм. Под средним значением КУ понимается результат усреднения значений КУ в дБ по семи выше упомянутым смещениям фокуса $\{d\xi, d\eta, dn\}$. Дофокусировка луча за счет адаптации ВВК к текущему состоянию рефлектора приводит к заметному улучшению КУ луча. При этом усредненное значение КУ снижается на 0,4 дБ. В случае же адаптации и положения кластера, и ВВК усредненное значение КУ уменьшается всего на 0,1 дБ. Адаптация конфигурации кластера не только стабилизирует, но и повышает значение КУ. Это проявляется особенно ярко на периферии рабочей зоны.

Заключение

Результаты моделирования процессов дофокусировки МГЗА выявляют следующее.

1. Адаптация весовых коэффициентов кластеров обеспечивает заметное улучшение КУ. Эффективность дофокусировки существенно возрастает при перемещении центра гексагонального кластера вслед за максимумом фокального пятна в дополнение к адаптации ВВК.

2. Дополнительный эффект достигается при отказе от фиксированной гексагональной структуры кластеров, в необходимых случаях увеличивая число его элементов и подстраивая конфигурацию под рельеф соответствующего фокального пятна.

Таким образом, даже при умеренных ($\delta R = 72$ мм) деформациях рефлектора адаптивное регулирование состава кластеров служит эффективным средством поддержания требуемой ориентации лучей МГЗА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гряник М.В., Ломан В.И. Развертываемые зеркальные антенны зонтичного типа. М.: Радио и связь. 1987. 72 с.
2. Adelman H.M., Padula S.L. "Integrated thermal structural electromagnetic design optimization of large space antenna reflectors" // NASA-TM-87713. NASA Langley Research Center. Hampton, VA. USA. June

1986. URL = <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19860019512.pdf> (дата обращения 16.09.17).
3. Шипилов С.Э., Ефремов А.А., Якубов В.П. Восстановление формы искривлений зеркальных комбинированных антенн // Известия ВУЗов. Физика. 2008. Т. 51. № 9/2. С. 103–105.
 4. Шендалев Д.О. Проектирование формообразующей структуры зонтичного рефлектора // Вестник СибГАУ. 2013. № 6(52). С. 164–173.
 5. Голдобин Н.Н. Методика оценки формы радиотражающей поверхности крупногабаритного трансформируемого рефлектора космического аппарата // Вестник СибГАУ. 2013. № 1(47). С. 106–111.
 6. Shenheng X., Rahmat-Samii Y., William A. Non iterative subreflector shaping for reflector antenna distortion compensation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, vol. 57, no. 2, pp. 364–372.
 7. Gonzalez-Valdes B., Martínez-Lorenzo J.A., Rappaport C., Pino A.G. “A new physical optics based approach to subreflector shaping for reflector antenna distortion compensation” // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, vol. 61, no. 1, pp. 467–472.
 8. Acosta R.J. Compensation of Reflector Surface Distortions Using Conjugate Field Matching // International IEEE A/P-S Symposium and National Radio Science Meeting. Philadelphia. Pennsylvania. June 1986, pp. 1–6. URL = <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19860006991.pdf> , (дата обращения 12.09.17)
 9. Roberto J., Zaman A. Adaptive feed array compensation system for reflector antenna surface distortion // NASA-TM-101458. 1989. IEEE AP-S International Symposium and URSI Radio Science Meeting. San Jose. California. June 26–30. 1989.
 10. Alan R., Roberto J., Peter T., Lee Shung-Wu. Compensation of reflector antenna surface distortion using an array feed // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1989, vol. 37, no. 8, 1989.
 11. US 4,586,051 - H01Q 19/10 Reflector distortion compensation system for multiple-beam wave satellite antennas / Saitto A., Mica G. Assignee: Agence Spatiale Europeenne, Paris. Publ. Apr. 29, 1986.
 12. Smith W.T., Stutzman W.L. A pattern synthesis technique for array feeds to improve radiation performance of large distorted reflector antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1992, vol. 40, no. 1, pp. 57–62.
 13. Чони Ю.И., Шумина А.А. Возбуждение кластера облучателей гибридной зеркальной антенны в условиях деформации рефлектора // Всероссийская научно-практическая конференция АКТО-2016. Т. 2. С. 753–759.
 14. Патент RU 2578289, H01Q 25/00. Способ формирования кластерных зон облучающей решеткой многолучевой гибридной зеркальной антенны / Ласкин Б.Н., Сомов А.М.; заявл. 29.12.2014; опубл. 28.03.2016.
 15. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С. Бортовые цифровые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи / Под ред. Л.И. Пономарева. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2016. 197 с.
 16. Романов А.Г., Данилов И.Ю., Чони Ю.И., Мочалов В.В. Дофокусировка многолучевой гибридно-зеркальной антенны в условиях эксплуатационных нагрузок // Научно-технические технологии, №12, 2017г, С. 85-90.

ЭЛЕКТРОННАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ЛУЧЕЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РАЗРЕЖЕННОЙ СЕТКИ НАЗЕМНЫХ МАЯКОВ

Романов П.В.¹, Чони Ю.И.¹, Романов А.Г.²

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ

² АО «Информационные спутниковые системы им. академика М.Ф. Решетнева»

romanov@iss-reshetnev.ru

В обеспечении энергетического потенциала спутниковой системы связи решающую роль играет крупногабаритная многолучевая гибридная зеркальная антенна (МГЗА), формирующая сотню игольчатых (в доли градуса) лучей, которые покрывают рабочую область в пределах необходимого контура. Поддержание формы рефлектора с необходимой точностью при воздействии неравномерного теплового потока и других эксплуатационных факторов осуществляется сложной механической системой активной компенсации деформаций. Адаптивное управление весовыми коэффициентами кластеров (ВКК), формирующих лучи, решает ту же задачу. Универсальный и простой в алгоритмическом плане способ осуществления подобной электронной системы компенсации состоит в фокусировке лучей на наземные маяки, расположенные в центрах соответствующих участков. Обсуждаются возможность сокращения числа наземных маяков. Фокусировка луча в определенном направлении достигается путем возбуждения кластера в соответствии с комплексно сопряженными значениями сигналов, индуцированных на элементах кластера плоской волной с этого направления. Излагается алгоритм коррекции направления луча по сигналу маяка, смещенного с этого направления вплоть до периферии соответствующей зоны. В силу того, что лучи заполняют достаточно малый телесный угол, рельефы фокальных пятен, комплексно сопряженные значения которых задают оптимальные ВКК, сильно коррелированы, и значительная часть из них может быть вычислена по окружающим пятнам с использованием алгоритма коррекции луча. Результаты численного моделирования МГЗА типичной геометрии с семиэлементными кластерами подтверждают точность восстановления ВКК промежуточных кластеров, при котором ориентация луча поддерживается в пределах 7% от его ширины.

Введение

Многолучевые гибридные зеркальные антенны (МГЗА), которые формируют необходимое число игольчатых лучей шириной менее углового градуса, покрывающих зону обслуживания в пределах контура соответствующей территории (рис. 1), играют чрезвычайно важную роль в обеспечении энергетического потенциала спутниковой системы связи.

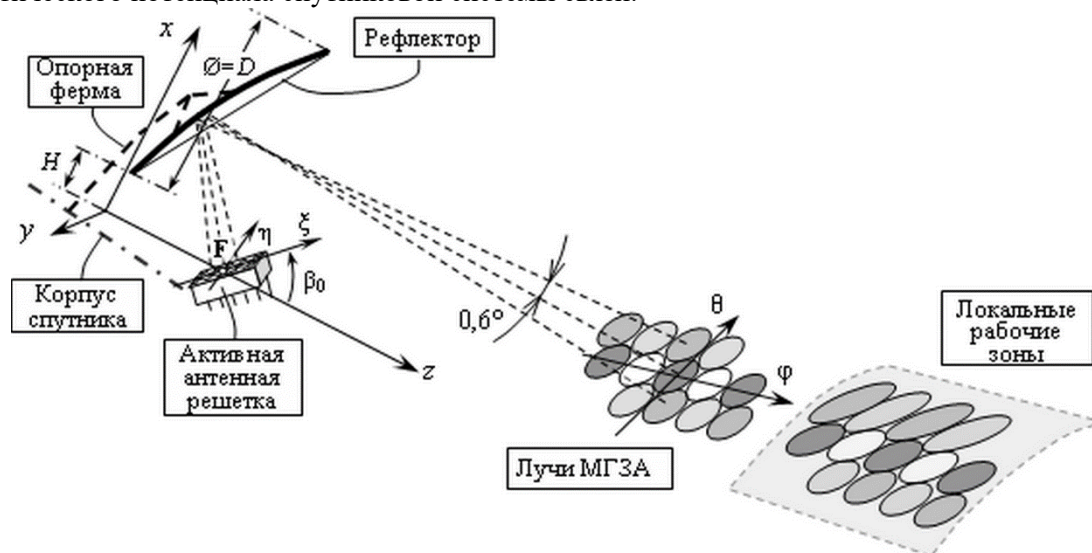


Рис. 1. Геометрия МГЗА

Рефлектор МГЗА является крупногабаритной разворачиваемой конструкцией [1-4], профиль которой подвержен искажениям из-за неравномерной тепловой нагрузки и других эксплуатационных факторов. Чтобы поддерживать ориентацию лучей с необходимой точностью, применяются активные механические системы, создающие регулируемые компенсирующие воздействия. В современных спутниковых МГЗА лучи формируются кластерами из групп облучателей. Благодаря этому становится

возможным стабилизировать положение лучей за счет управления амплитудно-фазовыми распределениями (векторами весовых коэффициентов (ВВК)), возбуждающими элементы кластеров в режиме передачи или осуществляющими весовое суммирование принимаемых сигналов. Процесс регулирования ВВК называется дофокусировкой МГЗА. Ее суть состоит в адаптации ВВК к текущему состоянию рефлектора [5 – 8]. Анализ эффективности тех или иных алгоритмов управления ВВК кластеров сопряжен с необходимостью многовариантных расчетов фокальных пятен и ДН МГЗА. Эти расчеты имеют оценочный характер, поэтому не только допустимо, но и целесообразно использовать не связанную с большими временными затратами программу приближенного электродинамического моделирования МГЗА [8].

Алгоритм моделирования крупногабаритной МГЗА

Объектом моделирования является МГЗА офсетной геометрии (рис. 1). Профиль рефлектора образован участком параболоида вращения $z = (x^2 + y^2)/4F$ с фокусным расстоянием $F = 7,4$ м, который высекается цилиндром радиуса $R = 6$ м, ось которого параллельна оптической оси Oz и проходит через точку $(x = 9$ м, $y = 0)$ на плоскости xOy , что обеспечивает клиренс $H = 3$ м. Полотно антенной решетки (АР) образовано антенными элементами, расположенными в пределах прямоугольной площадки 1×2 м² в узлах сетки сотовой структуры со стороной шестиугольников $a = 10$ см. Число элементов $N = 231$, их индивидуальные ДН в пределах телесного угла рефлектора соответствуют функции $\cos^{1/2}(\psi)$, где угол ψ отсчитывается от нормали к полотну АР. Плоскость антенного полотна отклонена от оптической оси рефлектора на угол $\beta_0 = 38^\circ$, а его центр совмещен с фокусом F . Для элементов АР вводится локальная система координат $\xi O \eta$, ось $O\xi$ которой параллельна длинной стороне полотна (рис. 1). Углы θ и φ наблюдения ДН МГЗА ориентированы таким образом, что плоскость zOx является плоскостью азимутального угла φ , а угол θ отсчитывается не от полярной оси Oz , как обычно, а от плоскости zOx , т.е. θ является углом места. Длина волны λ несущей частоты составляет 15 см.

При расчете МГЗА в акустическом приближении рефлектор представлен большим числом точек $\{x_m, y_m, z_m\}$ порядка десятков тысяч. Токи на рефлекторе при облучении маяком с направления (θ_0, φ_0) возбуждаются в соответствии с плоским фронтом падающей волны, что с учетом принятых обозначений и координат выливается в формулу

$$I_m = \exp[jk(z_m \cos\varphi_0 \cos\theta_0 + y_m \sin\varphi_0 \cos\theta_0 + x_m \sin\theta_0)]. \quad (1)$$

Суммируя сигналы от сферических волн, излучаемых токами рефлектора, с учетом направленности n -го элемента АР, получаем сигнал на его выходе в виде

$$U_n = \sum_m I_m \cos^{1/2}(\psi_{m,n}) \exp(-jk r_{m,n}) / r_{m,n}, \quad (2)$$

где $r_{m,n}$ – это расстояние между точками рефлектора и элементами АР. Обратный переход от ВВК $\{W_n\}$ кластера к токам рефлектора осуществляется аналогично

$$I_m = \sum_n W_n \cos^{1/2}(\psi_{m,n}) \exp(-jk r_{m,n}) / r_{m,n}. \quad (3)$$

По этим токам вычисляется ДН МГЗА

$$F(\theta, \varphi) = \sum_m I_m \exp[jk(z_m \cos\varphi \cos\theta + y_m \sin\varphi \cos\theta + x_m \sin\theta)]. \quad (4)$$

Дофокусировка МГЗА по сигналам наземного маяка, смещенного с оси луча

Простой и надежный метод дофокусировки сводится к когерентному эпизодическому приему сигналов от наземных маяков [5] и выработке ВВК кластера по этим сигналам, несущим в себе «отпечаток» текущего состояния рефлектора. Действительно, вектор сигналов на элементах p -го кластера $\{S_n^{(p)}\}$, принятых от маяка, расположенного по оси (θ_p, φ_p) соответствующего луча, пропорционален значениям индивидуальных ДН элементов кластера в этом направлении. В соответствии с хорошо известным принципом формирования максимума в желаемом направлении, ВВК $\{W_n^{(p)}\}$ должен быть пропорционален комплексно сопряженным значениям индивидуальных ДН: $\{W_n^{(p)} = S_n^{(p)*}\}$. Таким образом, маяк вызывает фокусирование луча на себя при любом состоянии рефлектора.

Может оказаться невозможным или затруднительным поместить маяк в необходимое место. Поэтому представляет интерес формирование луча по сигналам маяка, смещенного на $(\Delta\theta_p, \Delta\varphi_p)$ с необходимого направления. Предложенный нами способ основан на следующем. Перемещение максимума фокального пятна, вызванное изменением направления облучения рефлектора, обусловлено изменением положения точки, где синфазно складываются поля от разных участков рефлектора. Если фокальное пятно $S(\xi, \eta)$ разложить по базисным функциям $g_q(\xi, \eta)$, имеющим

структуру бегущих волн, то можно осуществить желаемое смещение ($\Delta\xi$, $\Delta\eta$) его максимума, вводя в коэффициенты разложения необходимые фазовые сдвиги $\delta\psi_q$. Коэффициенты $\{a_q\}$ разложения

$$S(\xi, \eta) = \sum_q a_q g_q(\xi, \eta) \quad (5)$$

находятся по значениям сигналов на элементах кластера. Число базисных функций целесообразно приравнять числу элементов кластера (семь в нашем случае), а в качестве базисных функций использовать сферические или плоские волны, исходящие от выбранной сетки точек рефлектора.

Предложенный алгоритм пересчеты фокального пятна, как показали результаты моделирования МГЗА в соответствующих условиях, оказывается достаточно эффективным даже при смещении луча за границы локальной рабочей зоны. Это обстоятельство позволяет использовать его в интересах дофокусировки МГЗА при разреженной сетке наземных маяков, а именно, реконструировать промежуточные фокальные пятна по пятнам ближайшего или окружающих маяков.

Степень коррелированности соседних фокальных пятен МГЗА

Высокая схожесть (будем использовать термин коррелированность) соседних фокальных пятен позволяет восстанавливать неизвестные фокальные пятна описанным выше смещением известного пятна на позицию отсутствующего. Кроме того, можно смещать известные ближайшие пятна на позицию неизвестного и формировать их сумму с некоторыми, например, равными весами. Фокальное пятно, соответствующее направлению (θ_p, φ_p) , характеризуется вектором S_p , образованным сигналами в большом числе отсчетных точек в пределах квадрата со стороной $2a$, центр которого совпадает с максимумом пятна. Количественной мерой коррелированности двух фокальных пятен может служить отношение $\rho_{pq} = |(S_p, S_q)| / \|S_p\| \|S_q\|$, имеющее смысл обобщенного косинуса угла между векторами.

Для оценки коррелированности фокальных пятен на антенном полотне обозначенной выше МГЗА принималось, что центры лучей образуют прямоугольную сетку углов с шагом $0,6^\circ$ в пределах $\pm 3,6^\circ$ и $\pm 1,8^\circ$ для углов θ и φ , соответственно. По формулам (1) – (4) рассчитывались фокальные пятна на полотне АР для всех комбинации θ_p и φ_q , для каждого из них находятся соседние пятна, соответствующие минимальному и максимальному значениям ρ_{pq} , и вычисляются среднее и максимальное значения коэффициента ρ_{pq} . Результат $M[\rho_{pq}] = 0,95$ и $\min[\rho_{pq}] = 0,84$ подтверждает высокую коррелированность фокальных пятен рассматриваемой МГЗА. Это дает основание полагать, что реконструкция ВВК промежуточных кластеров по ВВК окружающих может быть успешным.

Эффективность реконструкции ВВК промежуточных кластеров

Для оценки эффективности применения алгоритма восстановления ВВК с использованием разложения (5) анализируются три состояния рефлектора:

1) номинальное (без искажений формы),

2) «неконтролируемый» поворот рефлектора относительно его центра на $0,3^\circ$ в плоскости xOz , что эквивалентно смещению точки фокуса F на 4см ,

3) искажение формы рефлектора типа «кзырек», когда $z = (x^2 + y^2)/4F + \Delta z$, где смещения Δz даются формулой $\Delta z(x, y) = h \cos(\alpha/2) \sin^2(\pi r(x, y)/2)$. Здесь r и α – полярные координаты точки (x, y) относительно центральной точки ($x = 9\text{м}$, $y = 0$) и осью Ox в качестве полярной. Центр рефлектора неподвижен. Ребра $\alpha = \text{const}$ изгибаются пропорционально синусу в квадрате (без излома в центре) с нарастанием отклонения к краю рефлектора. Угловая зависимость $\cos(\alpha/2)$ соответствует тому, что ребро $\alpha = 0^\circ$ изгибается больше других с отклонением h на конце, а ребро $\alpha = 180^\circ$ вовсе не деформируется. В расчетах использовалось значение $h = 3\text{см}$.

Сопоставляются три алгоритма регулирования ВВК кластеров.

1) сохраняются номинальные ВВК, т.е. те, что оптимальны при идеальной форме рефлектора;

2) ВВК адаптируются к текущему состоянию рефлектора при полном составе наземных маяков;

3) ВВК адаптируются к текущему состоянию рефлектора при разреженной сетке наземных маяков. Принималось, что маяки расположены на пересечениях нечетных строк и нечетных столбцов описанной выше прямоугольной сетки лучей. таким образом, общее число маяков сокращено в четыре раза.

В таблице 1 приведены результаты расчетов, позволяющие судить о качестве восстановления ВВК и о стабилизации ориентации лучей. Рассчитывались оптимальные ВВК для всех лучей при текущем состоянии рефлектора. Вычислялся массив коэффициентов корреляции ВВК, полученных в соответствии с алгоритмом регулирования с оптимальными ВВК. В соответствующих столбцах

таблицы приведены средние $M[\rho]$ и минимальные значения. Естественно, адаптации ВВК при полной сетке маяков воспроизводит оптимальные ВВК.

При оценке ориентации лучей рассчитывались их ДН при текущем состоянии рефлектора и соответствующем алгоритме регулирования ВВК. Угловые координаты их максимумов сравнивались в номинальными/требуемыми положениями соответствующих лучей и вычислялись смещения, нормированные к ширине луча. Эти результаты приведены в колонке «Смещение луча от номинального направления». Понятно, что в отсутствии адаптации ВВК к текущему состоянию рефлектора лучи значительно отклоняются от их номинальных направлений, а за счет соответствующего регулирования ситуация заметно улучшается. На первый взгляд неожиданно, что азбучный принцип формирования максимума ДН в заданном направлении (в нашем случае $\{W_n^{(p)} = S_n^{(p)*}\}$) не приводит к точной ориентации лучей (соответствующие ячейки выделены серым финном). Дело в том, что шесть периферийных элементов кластера, облучая рефлектор, формируют узкие лучи, которые образуют коническое окружение луча от центрального элемента кластера. Резкое изменение амплитуд лучей в направлении их синфазного сложения может оказаться (и оказывается, как показывают расчеты) фактором более сильным, чем фазировка полей, и в результате максимум ДН отклоняется от ожидаемого направления. Принцип формирования максимума ДН по умолчанию, к сожалению, предполагает изотропность или слабую направленность индивидуальных ДН. Обращает на себя внимание близость результатов в ситуациях полной или разреженной сетки маяков.

Правая колонка результатов отличается от предыдущей тем, что вычисляется отклонение не от номинального направления, а от того расчетного направления максимума луча, которое имеет место при ВВК, соответствующих правилу фокусирования $\{W_n^{(p)} = S_n^{(p)*}\}$. Это позволяет оценить эффективность алгоритма адаптации ВВК по сравнению с адаптацией при полной сетке маяков маяки.

Таблица 1. Точность восстановления ВВК и стабилизации ориентации лучей

	Коррелированность ВВК				Смещение луча от номинального направления				Смещение луча от расчетного направления			
	Поворот		Козырек		Поворот		Козырек		Поворот		Козырек	
	$M[\rho]$	$\min[\rho]$	$M[\rho]$	$\min[\rho]$	$M[\delta]$	$\max[\delta]$	$M[\delta]$	$\max[\delta]$	$M[\delta]$	$\max[\delta]$	$M[\delta]$	$\max[\delta]$
Нет адаптации ВВК	0,91	0,90	0,97	0,96	32.5%	34.5%	15.4%	22%	7.8%	16%	4.3%	7%
Адаптация ВВК, полная сетка маяков	1	1	1	1	7.8%	16%	4.3%	7%	0%	0%	0%	0%
Адаптация ВВК, разреженная сетка маяков	0,99	0,99	0,99	0,99	8.2%	16%	4.7%	9.4%	0.7%	4.5%	0.7%	4.5%

На рис. 2 в качестве примера представлены амплитудные ДН луча для номинального направления ($\theta_0 = 1,8^\circ$, $\varphi_0 = 1,2^\circ$) для двух типов деформаций рефлектора и трех алгоритмов регулирования ВВК. Оттенки серого от белого до черного цвета отражают уровни соответственно от единичного максимума до нулевого. Кроме того, нанесены линии уровней с дискретом 0,2. Жирная точка отмечает положение максимума луча, а крестик – номинальное направление. Оси углов θ и φ оцифрованы в градусах.

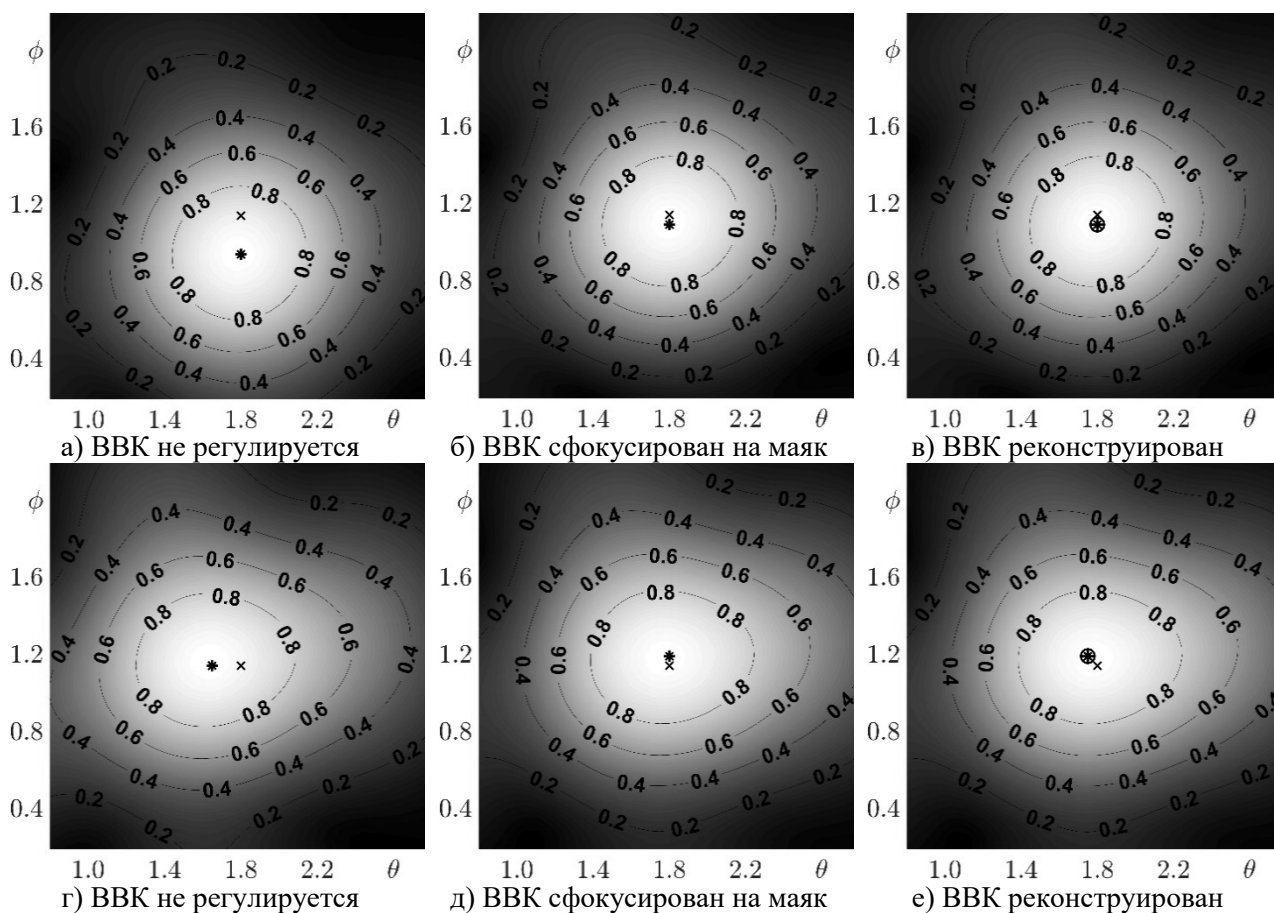


Рис.2. Результаты стабилизации АДН при двух типах деформаций: поворот рефлектора (а, б, в) и козырек (г, д, е)

Заметим в заключение, что дополнительным средством повышения стабильности лучей при искажениях профиля рефлектора может стать адаптация положения кластера путем совмещения его центра с тем элементом антенного полотна, который принимает максимальный сигнал от маяка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гряник М.В., Ломан В.И. Развертываемые зеркальные антенны зонтичного типа. М.: Радио и связь. 1987. 72 с.
2. Шипилов С.Э., Ефремов А.А., Якубов В.П. Восстановление формы искривлений зеркальных комбинированных антенн // Известия ВУЗов. Физика. 2008. Т. 51. № 9/2. С. 103–105.
3. Шендалев Д.О. Проектирование формообразующей структуры зонтичного рефлектора // Вестник СибГАУ. 2013. № 6(52). С. 164–173.
4. Alan R., Roberto J., Peter T., Lee Shung-Wu. Compensation of reflector antenna surface distortion using an array feed // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1989, vol. 37, no. 8, 1989.
5. US 4,586,051 - H01Q 19/10 Reflector distortion compensation system for multiple-beam wave satellite antennas / Saitto A., Mica G. Assignee: Agence Spatiale Europeenne, Paris. Publ. Apr. 29, 1986.
6. Чони Ю.И., Шумина А.А. Возбуждение кластера облучателей гибридной зеркальной антенны в условиях деформации рефлектора // Всероссийская научно-практическая конференция АКТО-2016. Т. 2. С. 753–759.
7. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С. Бортовые цифровые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи / Под ред. Л.И. Пономарева. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2016. 197 с.
8. Романов А.Г., Данилов И.Ю., Чони Ю.И., Мочалов В.В. Дофокусировка многолучевой гибридно-зеркальной антенны в условиях эксплуатационных нагрузок // Научные технологии, №12, 2017г, С. 85-90.

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ

Сафарьян О.А.

ФГБОУ ВО «Донской государственный технический университет»

safari_2006@mail.ru

Рассматриваются вопросы формирования высокостабильных колебаний на основе статистической обработки результатов одновременных измерений фазы колебаний генераторов, входящих в состав систем радиосвязи и радиолокации. Приводятся аналитические зависимости, связывающие количество, значения номинальных частот и относительных нестабильностей генераторов, входящих в состав системы, с потенциально достижимой стабильностью частоты генераторов. Представлены результаты численных исследований.

Введение

Современный этап развития радиотехнических систем, включая системы радиолокации и радиосвязи, определяется дальнейшим ростом требований к показателям их функционирования, таким как снижение вероятности битовой ошибки, уменьшение среднеквадратической погрешности определения радиолокационных и радионавигационных параметров. Основой повышения эффективности функционирования в большинстве случаев является повышение стабильности частотно-временных параметров формируемых сигналов и, в частности, стабильности частоты несущей радиосигнала. К одному из возможных методов стабилизации частоты сигналов в радиотехнических системах можно отнести метод статистической стабилизации частоты, основанный на одновременном измерении отклонений фаз сигналов от номинальных значений на некотором измерительном интервале и формировании оценок текущей частоты сигналов для последующего уменьшения указанных отклонений [1, 2]. Однако приведенные в [1, 2] результаты относятся к случаю априорно известных значений номинальной частоты и относительной нестабильности генераторов, объединенных в стабилизируемую систему. В то же время такие значения, как правило, определяются при проведении статистических испытаний отдельных образцов из партии [3]. Вследствие этого полученные характеристики для каждого из генераторов будут отличаться в заданных пределах от полученных при испытаниях значений. Таким образом, с учетом данных обстоятельств известные результаты, полученные для метода статистической стабилизации частоты генераторов, должны быть обобщены.

Целью доклада является развитие метода статистической стабилизации частоты в условиях наличия только приближенных значений номинальной частоты и относительной нестабильности стабилизируемых генераторов.

Основные соотношения

Рассмотрим систему радиолокации и/или радиосвязи, в состав которой входят $N + 1$ генераторов, формирующих гармонические сигналы с номинальной частотой $f_{0,n}$ и относительной нестабильностью σ_n ($n = N + 1$). При этом значения $f_{0,n}$ и σ_n отличаются от предполагаемых значений номинальной частоты и относительной нестабильности генератора, соответственно равных $f_n^{(0)}$ и $\sigma_n^{(0)}$.

Представим сигнал, формируемый n -м генератором, с использованием следующего соотношения

$$u_n(t) = U_n^{(0)}(t) \cos(2\pi \cdot \Psi_n(t)), \quad (n = 1, \dots, N), \quad (1)$$

в котором $\Psi_n(t) = \int_0^t f_n(\tau) \cdot d\tau$ - фаза радиосигнала, $U_n^{(0)}(t)$ - модулированная амплитуда радиосигнала;

$f_n(\tau) = f_{0,n} + \Delta f_n(\tau)$ - частота несущей радиосигнала, отличающаяся от номинальной из-за влияния различных факторов; T - длительность радиосигнала.

В соответствии с методом статистической стабилизации частоты на интервале длительностью t , задаваемым одним из генераторов, например, $N + 1$ -м, измеряются фазы радиосигналов остальных N генераторов. Из-за нестабильности генератора, задающего интервал измерений, его длительность

отличается от номинальной t_0 на величину Δt . Полученные значения фаз сигналов и вычисленные на основе предполагаемых номинальных значений частоты $f_n^{(0)}$ и относительной нестабильности генераторов $\sigma_n^{(0)}$ ($n = N + 1$) значения позволяют определить оценку отклонения частоты генератора от длительности интервала измерений от номинального значения следующим образом

$$\Delta f_n = t_0^{-1} \left\{ \frac{\varphi_n - \varphi_{0n} - 2\pi f_n^{(0)} \frac{\sum_{p=1}^N (\varphi_p - \varphi_{0p} - 2\pi f_p^{(0)} t_0) (\sigma_p^{(0)})^{-2} (f_p^{(0)})^{-1}}{\sum_{p=1}^N (\sigma_p^{(0)})^{-2}}}{\sum_{p=1}^N (\sigma_p^{(0)})^{-2}} \right\}, (n = 1, \dots, N), \quad (2)$$

где $\varphi_n(t) = \int_0^t f_n(\tau) \cdot d\tau$ - фаза радиосигнала на интервале измерения n -го генератора;

$\varphi_{0n}(t) = f_{0n} \cdot t_0$ - номинальное значение фазы сигнала n -го генератора, соответствующее номинальным значениям частоты и длительности временного интервала измерений ($n = 1, \dots, N$).

Однако из-за отличия реальных значений $f_{0,n}$ и σ_n от соответствующих предполагаемых значений $f_n^{(0)}$ и $\sigma_n^{(0)}$ получаемые оценки не являются несмещенными, асимптотически эффективными и состоятельными, что, как показано в [1, 2], имеет место при совпадении соответствующих параметров.

Получение несмещенных, состоятельных и асимптотически эффективных оценок отклонения частоты от истинных номинальных значений связано с получением оценок собственно номинального значения частоты и относительной нестабильности на некотором временном интервале, включающем измерительный интервал.

Будем считать, что в течение некоторого временного интервала $[0, T]$, содержащего измерительный интервал, номинальная частота $f_{0,n}$ и относительная нестабильность σ_n ($n = N + 1$) являются постоянными. При этом длительность указанного временного интервала должна быть такой, чтобы, с одной стороны, данное предположение было справедливым, а, с другой стороны, чтобы получаемый набор измерений являлся достаточным для оценки $f_{0,n}$ и σ_n ($n = N + 1$).

Представим соотношение (2) следующим образом

$$\Delta f_n = t_0^{-1} \left\{ \varphi_n - \varphi_{0n} - 2\pi (f_n^{(0)} + \Delta f_n^{(0)}) \times \frac{\sum_{p=1}^N (\varphi_p - \varphi_{0p} - 2\pi (f_p^{(0)} + \Delta f_p^{(0)}) t_0) (\sigma_p^{(0)} + \Delta \sigma_p^{(0)})^{-2} (f_p^{(0)} + \Delta f_p^{(0)})^{-1}}{\sum_{p=1}^N (\sigma_p^{(0)} + \Delta \sigma_p^{(0)})^{-2}} \right\}, (n = 1, \dots, N), \quad (3)$$

где $\Delta \varphi_{0n} = (f_n^{(0)} - f_{0n}) \cdot t_0$ - отличие фазы радиосигнала n -го генератора от предполагаемого на интервале измерения.

С учетом того, что $(f_n^{(0)} + \Delta f_n^{(0)}) / f_n^{(0)} \ll 1$ и $(\sigma_n^{(0)} + \Delta \sigma_n^{(0)})^{-2} / \sigma_n^{(0)} \ll 1$ линеаризуем уравнение (3) для чего используем результаты работы [4].

$$\delta f_n = \Delta f_n + t_0^{-1} \cdot 2\pi \cdot \Delta f_n^{(0)} \frac{\sum_{p=1}^N (\varphi_p - \varphi_{0p} - 2\pi (f_p^{(0)}) \cdot t_0) (\sigma_p^{(0)})^{-2} (f_p^{(0)})^{-1}}{\sum_{p=1}^N (\sigma_p^{(0)})^{-2}} +$$

$$\begin{aligned}
 & + 2\pi\Delta f_n^{(0)} \sum_{p=1}^N \left(2\pi \sum_{p=1}^N (\sigma_p^{(0)})^{-2} \right)^{-1} \left\{ \Delta\varphi_n \cdot (\sigma_n^{(0)} \cdot f_{0n})^{-2} \right\} \cdot \Delta f_n^{(0)} - \\
 & - 2 \left[\sum_{p=1}^N (\sigma_n^{(0)})^{-2} \right]^{-2} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^N \left\{ (\sigma_n^{(0)})^{-2} (\sigma_p^{(0)})^{-3} (f_p^{(0)})^{-1} (\Delta\varphi_p - 2\pi \cdot f_p^{(0)} \cdot t_0) \right\} - \\
 & - (\sigma_p^{(0)})^{-2} (\sigma_n^{(0)})^{-3} (f_n^{(0)})^{-1} (\Delta\varphi_n - 2\pi \cdot f_n^{(0)} \cdot t_0) \left\} \cdot \Delta\sigma_n^{(0)}, (n=1, \dots, N). \tag{4}
 \end{aligned}$$

Основным результатом проведенных преобразований является соотношение, связывающее отклонения частоты на интервале измерений, номинальную частоту и относительную нестабильность на данном интервале для каждого из N генераторов.

Соотношение (3) включают $3N$ неизвестных – отклонения частоты на интервале измерений, номинальные значения частоты и относительной нестабильности на данном интервале для каждого из N генераторов. Для получения оценок указанных значений необходимо M ($M > 3N$) уравнений, которые могут быть сформированы при M -кратных измерениях фаз сигналов N генераторов. Это позволит путем сведения получаемой системы из M уравнений с $3N$ неизвестными к системе нормальных уравнений получить совместные оценки значений Δf_n , $\Delta f_n^{(0)}$ и $\Delta\sigma_n^{(0)}$.

Результаты моделирования

На рис. 1-3 приведены результаты исследований оценивания отклонения от истинных значений частоты и относительной нестабильности генераторов с использованием предложенной системы нормальных уравнений в зависимости от числа измерительных интервалов. При проведении вычислительного эксперимента рассматривалась система 10 генераторов с предполагаемыми номинальными значениями частоты $f_n^{(0)} = 10^9$ Гц и относительными нестабильностями $\sigma_n^{(0)} = 10^{-7}$ ($n = 1, \dots, N$). Истинные значения номинальной частоты и относительной нестабильности генераторов приведены в Таблице 1 в виде $f_{0n} = k_1 \cdot f_n^{(0)}$, $\sigma_n = k_2 \cdot \sigma_n^{(0)}$.

Таблица 1

Параметр	Γ_1	Γ_2	Γ_3	Γ_4	Γ_5	Γ_6	Γ_7	Γ_8	Γ_9	Γ_{10}
k_1	1.002	1.001	0.998	1.001	0.999	0.999	1.002	0.998	0.997	0.997
k_2	1.001	0.999	1.002	0.998	1.003	1.002	0.998	1.001	0.999	1.001

В частности, для 5-го генератора представлены следующие зависимости от числа измерительных интервалов M :

- на рис. 1 зависимость для погрешности оценивания истинного значения номинальной частоты $\Delta f_n^{(0)} / f_{0n}$;

- на рис. 2 зависимость для погрешности оценивания истинного значения относительной нестабильности частоты генератора $\Delta\sigma_n^{(0)} / \sigma_{0n}$;

- на рис.3 зависимость для погрешности оценивания отклонения частоты от истинного значения номинальной частоты генератора $\Delta f_n / f_{0n}$.

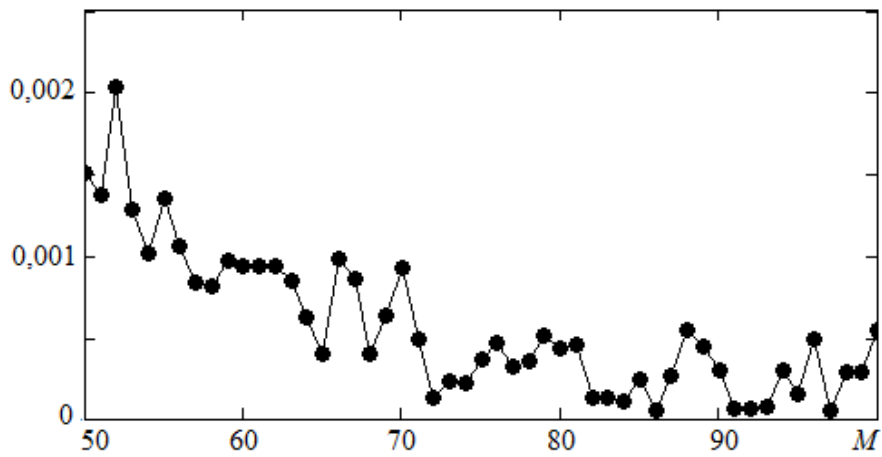


Рис. 1. Зависимость для погрешности оценивания истинного значения номинальной частоты генератора

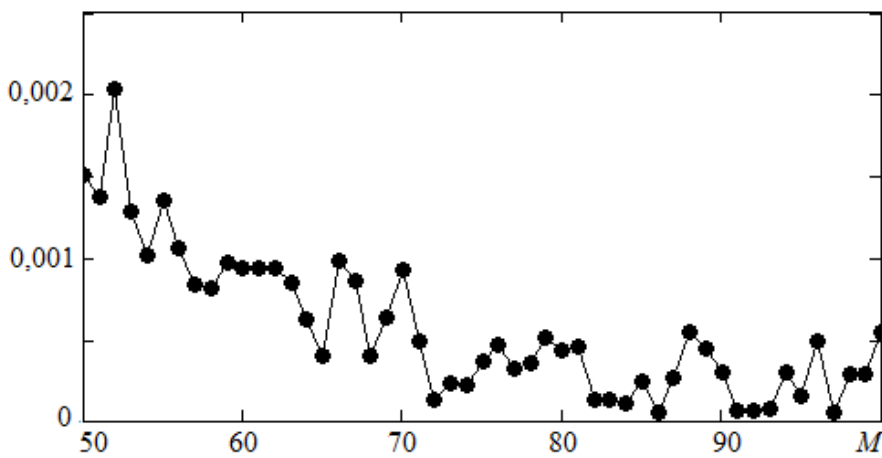


Рис. 2. Зависимость для погрешности оценивания истинного значения относительной нестабильности частоты генератора

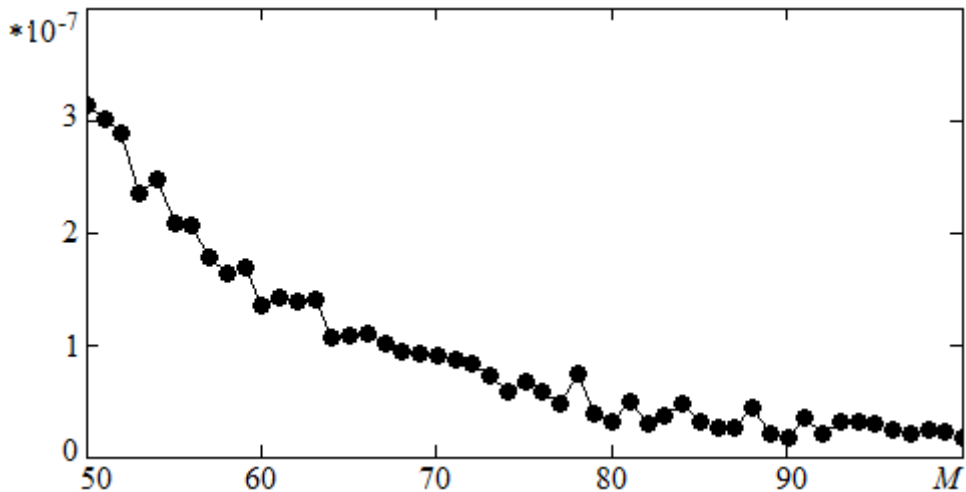


Рис. 3. Зависимость для погрешности оценивания отклонения частоты от истинного значения номинальной частоты генератора

Полученные результаты показывают, что уменьшение погрешности оценивания соответствующих значений происходит быстрее, чем в соответствии с законом \sqrt{M} . Это связано с тем, что оцениваемые величины на различных интервалах измерения являются коррелированными. При наличии

корреляционной взаимосвязи между значениями соответствующих параметров фактическое число неизвестных будет меньше $3N$.

Немонотонное изменение указанных величин в зависимости от M связано с ограничением длительности временного интервала измерений, что соответственно ограничивает репрезентативности получаемой выборки и может обуславливать невыполнение условия состоятельности получаемых оценок. В то же время свойства несмещенности и асимптотической эффективности при этом сохраняются.

Выводы

1. В докладе предложено дальнейшее развитие метода статистической стабилизации частоты одновременно и независимо функционирующих генераторов. Предложено, в отличие от указанного метода проводить одновременные измерения фаз формируемых генераторами сигналов не на одном, а на нескольких временных интервалах. Длительности данных интервалов должны удовлетворять двум условиям:

- объем получаемой выборки на каждом временном интервале должен быть достаточным для получения несмещенных и асимптотически эффективных оценок;
- номинальная частота и относительная нестабильность генераторов должны оставаться постоянными на всех измерительных интервалах.

2. Предложенный метод позволяет проводить, в отличие от предыдущего, не только оценивание средней частоты на интервале измерений, но и оценивать истинные значения номинальной частоты и относительной нестабильности каждого из генераторов.

3. Выполненное численное моделирование подтвердило возможности совместного оценивания средней частоты, истинного значения номинальной частоты и истинного значения относительной нестабильности каждого из генераторов.

Работа выполнена при материальной поддержке РФФИ, грант № 19-01-00151.

ЛИТЕРАТУРА

1. Габриэлян Д.Д., Прыгунов А.А., Прыгунов А.Г., Сафарьян О.А. Метод оценки частот в системе генераторов // Физические основы приборостроения. 2012. Т. 1. № 2. С. 72-77.

2. Olga Safaryan, Ivan Sakharov, Nikolay Boldyrikhin, Irina Yengibaryan Method of Reducing Phase Noise in the System Simultaneously and Independently Operating the High-Frequency Signal Generators // Engineering Computations, No.8 (2). Volume 34. Emerald Group Publishing Ltd., 2017. С. 2586 – 2594.

3. Никитин Л.Н. Испытания и диагностика телевизионных систем: испытания радиоэлектронной аппаратуры: учеб пособие / Л.Н. Никитин. Воронеж: ГОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2009.

4. Д.Д. Габриэлян, О.А. Сафарьян. Проявление свойств эмерджентности в системе независимо функционирующих генераторов при использовании метода статистической стабилизации частоты. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 8. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/2/text.pdf>

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ХАОТИЧЕСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ В АТМОСФЕРНОМ ОКНЕ ПРОЗРАЧНОСТИ

Стрелков Г.М., Лепехин В.В.

ФирЭ им. В.А.Котельникова РАН, г. Фрязино М.О.

strelkov@ms.ire.rssi.ru

Приведены результаты теоретического анализа характера и особенностей деформаций наносекундного радиоимпульса терагерцевого диапазона с хаотическими огибающей и/или несущей, распространяющегося по приземной и удаленным от поверхности трассам. Начальный амплитудный спектр импульса расположен в пределах атмосферного окна прозрачности, ограниченного спектральными линиями водяного пара с резонансными частотами 326.4 ГГц и 380.1 ГГц; скачкообразный временной ход «высоты» огибающей и несущей моделируется на основе отображения Чебышева первого рода третьего порядка. Рассмотрена возможность аппроксимации гистограмм «высот» текущей огибающей деформирующегося импульса на основе распределения Вейбулла-Гнеденко и отраженного нормального распределения.

Введение

Одним из направлений развития радиосистем различного назначения является работа с импульсными сигналами, характеристики которых изменяются случайным образом (хаотически) (см., напр. [1]). В зависимости от частотного диапазона, которому принадлежит спектр сигнала, значительное влияние на его распространение могут оказывать природные среды. Для сигналов терагерцевого диапазона (частоты 100...1000 ГГц) такой средой является земная атмосфера. Коэффициент поглощения и показатель преломления атмосферы в терагерцевом диапазоне определяются многочисленными резонансными линиями её малых газовых составляющих, основная роль среди которых принадлежит водяному пару [2]. В [3] представлены некоторые данные о возможных особенностях и уровне дисперсионных искажений хаотического импульса, распространяющегося по однородной атмосферной трассе. Рассмотрен случай, когда в пределах частотного интервала, занимаемого спектром импульса, присутствует сильная линия водяного пара с резонансной частотой 183.36 ГГц ($\lambda \approx 1.636$ мм). Анализ выполнен непосредственно во временной области без привлечения интеграла Фурье.

Другая типичная ситуация может сложиться, когда спектр сигнала уже в целом находится в пределах частотного интервала, ограничиваемого двумя достаточно сильными резонансными линиями, так что каждая из них вносит свой вклад в деформацию распространяющегося импульса. Цель настоящего доклада – представить данные о характере искажений хаотического импульса, спектр или значительная часть спектра которого приходится на атмосферное окно прозрачности, центрированное вблизи $\lambda \approx 0.85$ мм и ограниченное линиями водяного пара с резонансными частотами $\nu_{p1} = 326.4$ ГГц и $\nu_{p2} = 380.1$ ГГц. Величинам, характеризующим ниже указанные линии, далее соответствуют индексы 1 для меньшей и 2 для большей резонансной частоты. Анализ выполнен на основе общего решения задачи, приведенного в [4].

Хаотический импульс и его амплитудный спектр

Положим, что: а) текущая высота огибающей $|\tilde{A}(t)|$ в пределах длительности излучаемого импульса $t_{\text{и}}$ претерпевает N скачков в моменты времени $t = t_k = k t_{\text{и}} / N$ ($k = 1; 2; 3; \dots; N$), оставаясь неизменной в пределах временных промежутков между скачками, равных $t_{\text{и}} / N$; б) в пределах временного интервала с номером k величина $|\tilde{A}(t)|$ определяется выражением:

$$|\tilde{A}(t)| = \frac{\Delta A}{2} (1 + X_k), \quad t_{k-1} < t \leq t_k, \quad (1)$$

где величина X_k определяется через отображение Чебышева первого рода третьего порядка:

$$X_k = 4X_{k-1}^3 - 3X_{k-1} \quad (2)$$

Конкретный вид знакопеременных последовательностей величин X_k определяется начальным условием X_0 , причем $|X_0| < 1$ и $|X_0| \neq 0.5$. Параметр ΔA определяет начальную энергию импульса, задаваемую дополнительно, и поэтому также зависит от начального условия X_0 .

Аналогично примем, что в моменты времени $t_k = kt_n / N$ (см. выше) претерпевает скачки и текущая величина несущей $\nu(t)$, оставаясь неизменной в пределах временных промежутков между скачками. При этом в пределах временного интервала с номером k величина $\nu(t)$ определяется выражением

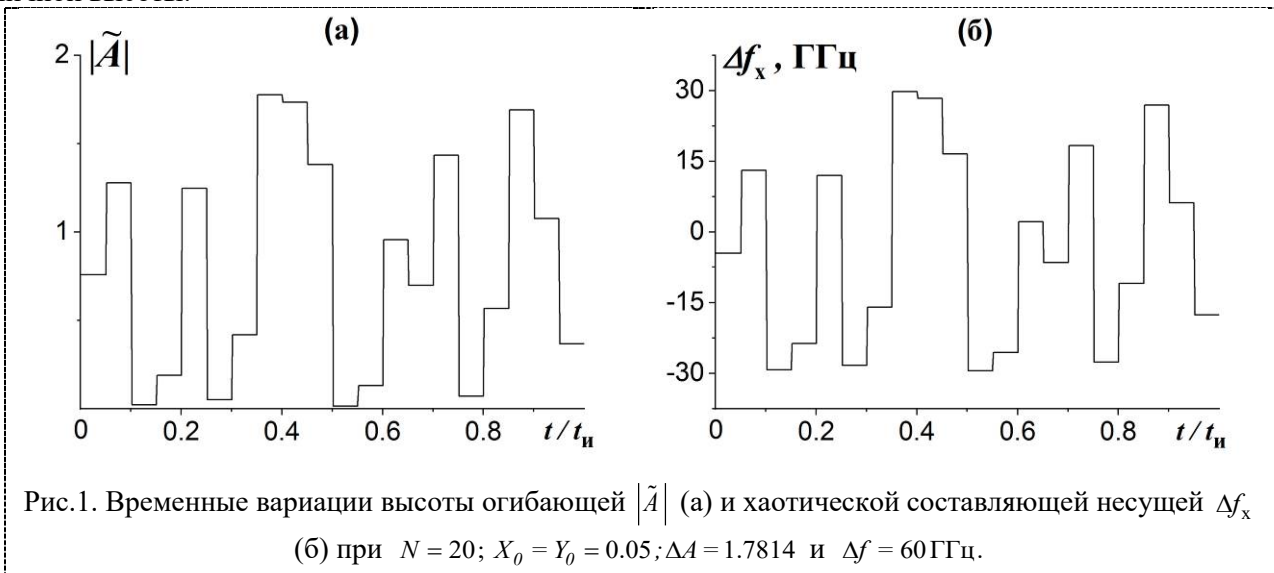
$$\nu(t) = f' + \Delta f_x(t) = f' + (\Delta f / 2) Y_k, \quad t_{k-1} < t \leq t_k \quad (3)$$

где f' и Δf_x – центральное значение величины ν и ее хаотическая составляющая; Δf – интервал вариаций («девиация») несущей и величина Y_k по аналогии с (2) определяется как

$$Y_k = 4Y_{k-1}^3 - 3Y_{k-1} \quad (4)$$

Конкретный вид знакопеременных последовательностей величин Y_k определяется начальным условием Y_0 , причем $|Y_0| < 1$ и $|Y_0| \neq 0.5$.

На рис.1 даны примеры временных вариаций текущих высоты огибающей и хаотической составляющей несущей излучаемого импульса, определяемых формулами (1) и (3) соответственно. Величины X_0 и Y_0 приняты здесь равными, а величина ΔA определена из условия, что энергия излучаемого хаотического импульса равна энергии прямоугольного импульса такой же длительности и единичной высоты.



На рис.2 – 4 частотный ход оптической глубины трассы (f – частота; dv_{12} – полуширины спектральных линий; τ_{12} – оптические глубины трассы на резонансных частотах)

$$\tau(f) = \tau_1 \frac{4(dv_1)^2 f^2}{(v_{p1}^2 - f^2)^2 + 4(dv_1)^2 f^2} + \tau_2 \frac{4(dv_2)^2 f^2}{(v_{p2}^2 - f^2)^2 + 4(dv_2)^2 f^2}$$

в пределах рассматриваемого окна прозрачности сопоставлен с амплитудным спектром наносекундных хаотических импульсов. Различие в высотах максимумов величины τ обусловлено здесь большей интенсивностью высокочастотной линии.

Рис.2 соответствует случаю, когда хаотические вариации претерпевает только высота огибающей излучаемого импульса (см. рис. 1а) и $\nu(t) \equiv f'$; рис.3 – случаю, когда хаотически варьирует только несущая (см. рис. 1б), а $\Delta A \equiv 2$ и $X_0 \equiv 1$. Наконец, спектр на рис.4 получен при одновременных вариациях огибающей и несущей, изображенных на рис. 1. Характерным здесь является заметное уве-

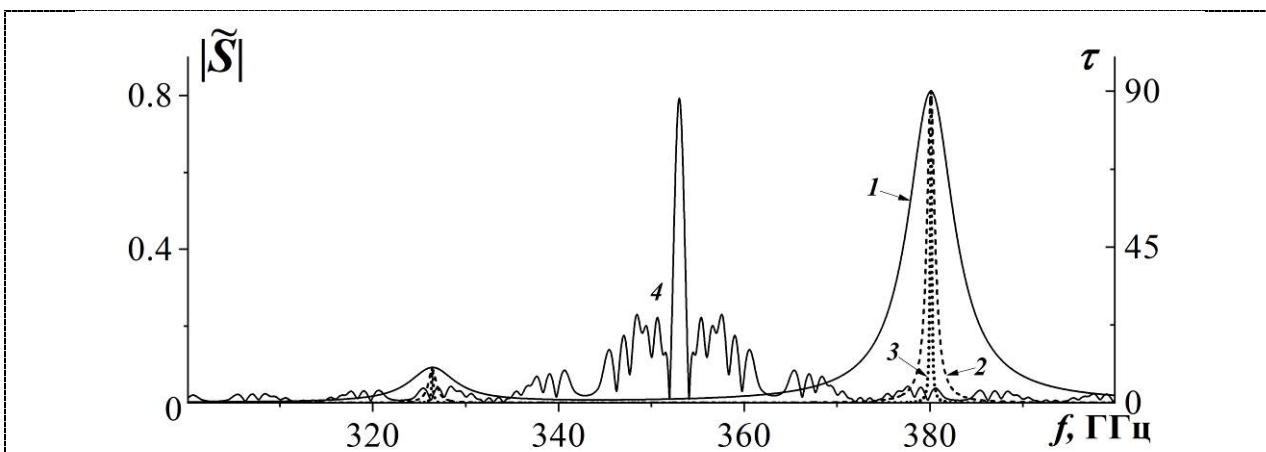


Рис.2. Частотный ход оптической глубины трассы τ в атмосферном окне прозрачности 326.4 – 380.1 ГГц при $\tau_1 = 10; \tau_2 = 90; f_{p1} = 326.4$ ГГц; $f_{p2} = 380.1$ ГГц и $\Delta\nu_1 = \Delta\nu_2 = 3$ (кривая 1), 0.5 (кривая 2) и 0.1 (кривая 3) ГГц и амплитудный спектр импульса при вариациях только высоты огибающей (рис.1а) при $f' = 353$ ГГц и $t_{и} = 1$ нс (кривая 4).

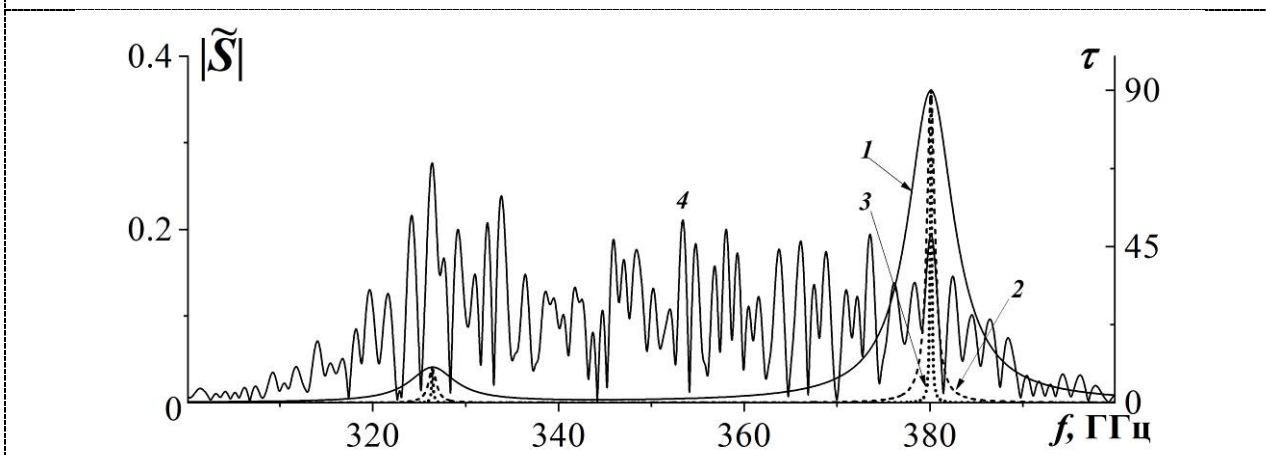


Рис.3. То же, что и на рис.2, при вариациях только несущей (рис.1б).

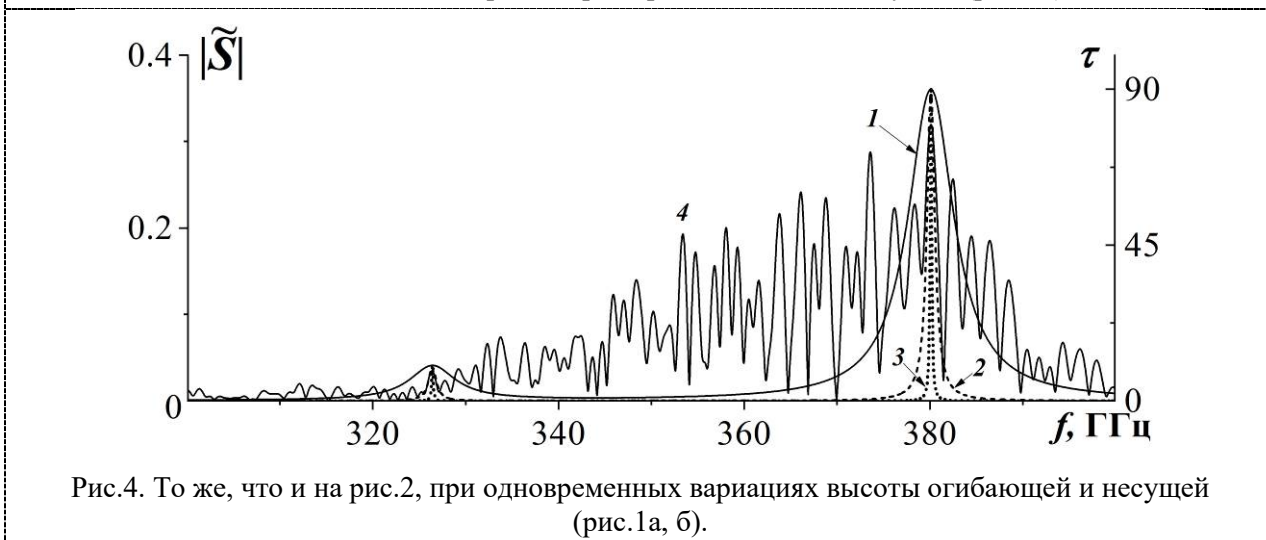


Рис.4. То же, что и на рис.2, при одновременных вариациях высоты огибающей и несущей (рис.1а, б).

личение в спектре относительной доли высоких частот, что может проявиться, в свою очередь, и в изменении характера взаимодействия распространяющегося импульса со средой. В частности, центр

тяжести спектра на рис.4 по сравнению с соответствующей характеристикой спектра на рис.3 смещен в сторону высоких частот или, что то же, в область частот с большим поглощением на ~ 17 ГГц.

Деформация хаотического импульса на атмосферной трассе

Комплексная огибающая излучаемого прямоугольного импульса с хаотическими огибающей (1) и/или несущей (3) описывается выражением

$$\tilde{A}(t) = \begin{cases} |\tilde{A}(t)| \exp(i\Phi_x(t)), & 0 \leq t \leq t_n; \\ 0, & t > t_n, \end{cases} \quad (5)$$

где $\Phi_x(t) = \pi \Delta f t_n \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{k-1} Y_l + \pi \Delta f Y_k \times (t - t_{k-1})$ – хаотическая составляющая мгновенной начальной фазы в пределах k -ого временного интервала $t_{k-1} < t \leq t_k$.

Последующие искажения хаотического импульса при распространении по однородным атмосферным трассам описывались на основе [4]. Примеры его деформации при значениях параметров, указанных в подписях к рис.1 и 2, приведены на рис.5. Принятые здесь значения полуширин спек-тральной линии $d\nu_{1,2}$ равны ~ 3.0 ; 0.5 и 0.1 ГГц соответственно, что отвечает приповерхностной трас-се (рис.5а, б, в) и трассам с высотами ~ 12 км (рис.5г, д, е) и ~ 23 км (рис.5ж, з, и).

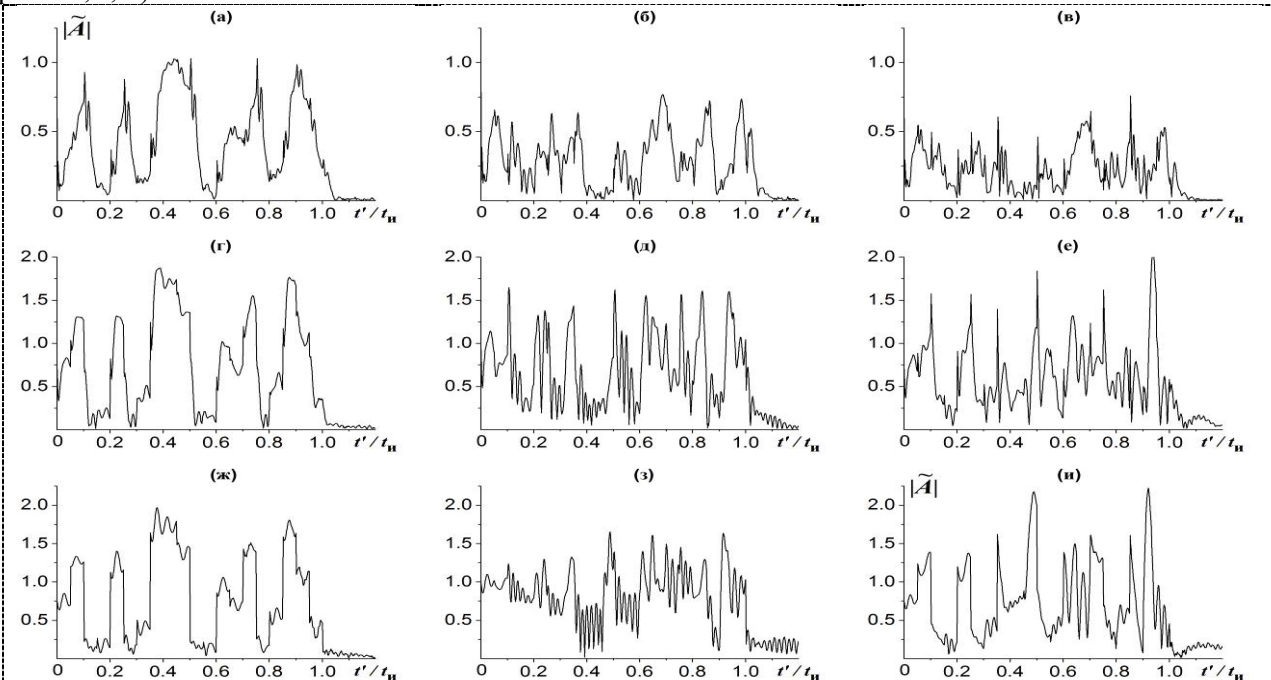
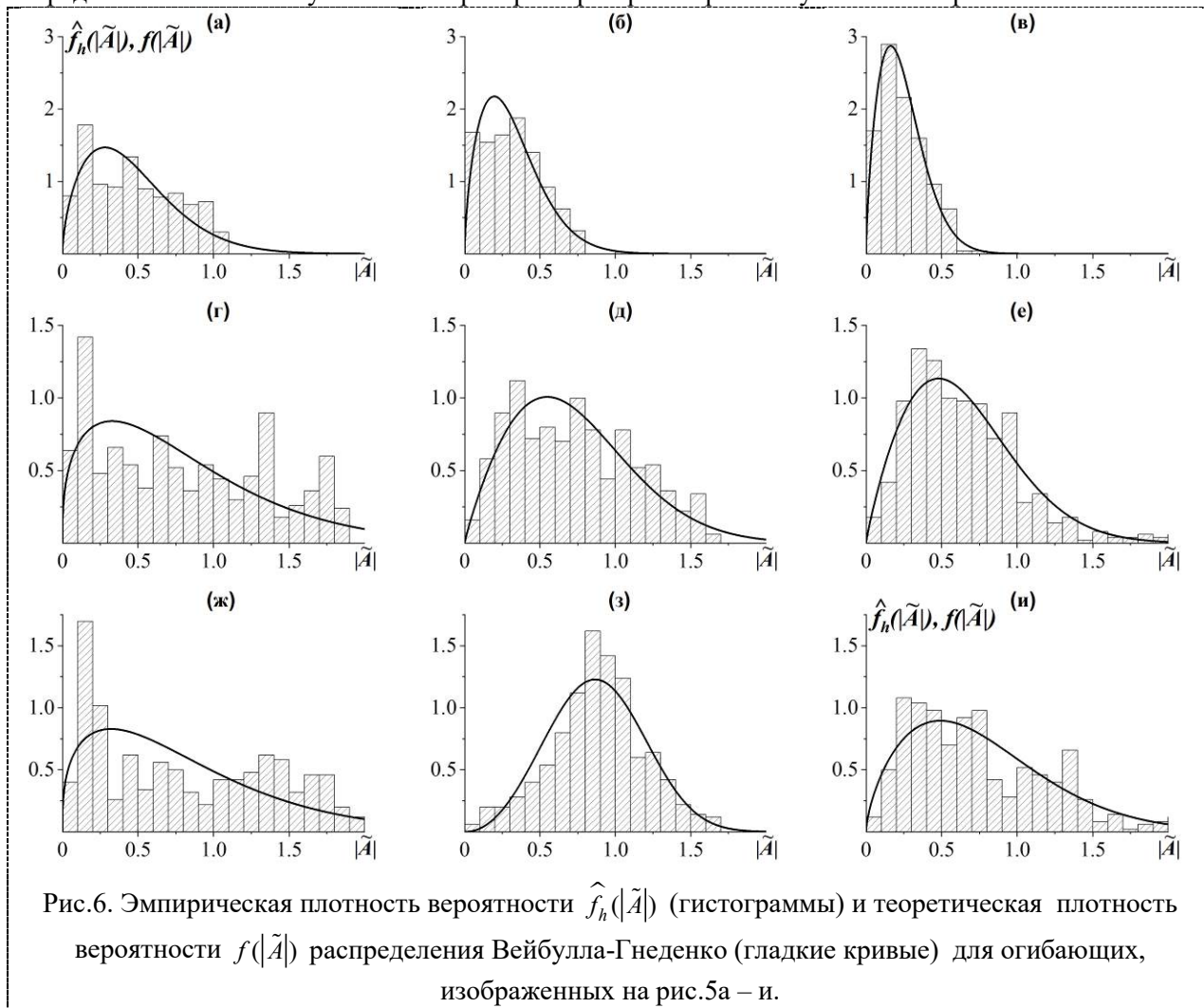


Рис.5. Деформация огибающей хаотического импульса при распространении в атмосферном окне прозрачности при $\Delta\nu_{1,2} = 3$ (а, б, в); 0.5 (г, д, е) и 0.1 (ж, з, и) ГГц и вариациях только высоты огибающей (а, г, ж); вариациях только несущей (б, д, з) и одновременных вариациях высоты огибающей и несущей (в, е, и), (остальные параметры те же, что и на рис.1 и 2).

Гистограммы распределения модуля огибающей и их аппроксимация

Влияние атмосферы приводит к дополнительной и заметной хаотизации текущей огибающей, так что визуально огибающие на рис.5 уже не близки к начальной огибающей импульсов, изображенной на рис.1а. При этом хвост импульса во всех случаях выражен незначительно. Возможным способом описания процесса распространения хаотического импульса в диспергирующей среде является анализ его статистических характеристик и, в том числе, установление возможных вероятностных распределений для текущих величин поля и плотности потока мощности излучения в пределах его длительности. В качестве первого результата на рис.6 эмпирическая плотность вероятности (гистограм-

мы) для величины $|\tilde{A}|$, построенная применительно к огибающим на рис.5, сопоставлена с плотностью вероятности распределения Вейбулла-Гнеденко (гладкие кривые). На интервале $|\tilde{A}| \in [0; 2]$ число отсчетов величины равно 10^3 . Число бинов – 20; ширина бина $\Delta|\tilde{A}| = 0.1$. Наименьшая величина критерия χ^2 достигается для рис.6в и составляет ~ 14 . При переходе к отраженному нормальному распределению величины указанного критерия при прочих равных условиях возрастают.



Заключение

Приведены результаты начального анализа статистических характеристик огибающей хаотического радиоимпульса, который претерпел деформацию при распространении по однородной трассе в атмосферном окне прозрачности, принадлежащем терагерцовому частотному диапазону.

Работа выполнена в рамках госзадания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Васюта К.С., Малышев А.А., Зоц Ф.Ф. // Системы обработки информации. 2012. Т.2. В.3. С.22 – 25.
2. Жевакин С.А., Наумов А.П. // РЭ. 1964. Т.9. № 8. С.1327 – 1337.
3. Стрелков Г.М., Худышев Ю.С. // III Всероссийская Микроволновая конференция (Москва, ноябрь 2015). Доклады. - М.: ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН. 2015. С.290 – 295.
4. Стрелков Г.М. // Доклады РАН. 2017. Т.473. № 1. С.32 – 36.

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СИНТЕЗАТОРА СЕТКИ ЧАСТОТ В СИСТЕМАХ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Криков Д.С.

АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

DIMAN-08@mail.ru

В статье рассмотрены техническое состояние и направления развития разрабатываемых станций радиоконтроля и радиомониторинга отечественного и зарубежного производства. Подробно проанализировано применение синтезатора сетки частот в роли гетеродина на примере двухканального приемного устройства АРГАМАК-2К. Рассмотрены проблемы построения пеленгаторов на основе фазового метода определения пеленга и применение синтезатора сетки частот в роли генератора калибровки. Сформулированы актуальные требования к техническим параметрам синтезаторов сетки частот в зависимости от применения в станциях радиоконтроля и радиомониторинга.

Введение

Стремительный рост числа систем связи и средств передачи данных, а также неправильное (несанкционированное) использование радиопередающих средств приводит к перегрузке доступного диапазона частот, возникновению сложной помеховой обстановки и взаимного влияния радиосредств на качество функционирования друг друга. Для получения информации о фактическом использовании радиочастот и местоположении их источников широко применяются станции радиоконтроля и радиомониторинга (РКРМ). Станция РКРМ выполняет широкий круг задач: панорамный анализ во всем рабочем диапазоне или на отдельных участках в условиях сложной электромагнитной обстановки; поиск радиоизлучений, измерение их параметров и занесение в базу данных; технический анализ радиосигналов в режиме реального времени и в режиме отложенного анализа; многоканальное пеленгование источников радиоизлучения; автоматизированное вычисление координат источников радиоизлучений и отображение их местоположения на электронной карте в реальном масштабе времени и в ходе постобработки.

Быстрое развитие радиоэлектронных систем в направлении использования новых частотных диапазонов, широкополосных сигналов и сигналов малой длительности требует постоянного развития станций РКРМ в улучшении технических параметров и расширении функциональных возможностей системы и ее составных частей, включая синтезатор сетки частот.

Целью данной статьи является исследование современного технического состояния станций РКРМ и формулирование актуальных требований к синтезатору сетки частот применяемому в роли гетеродина или генератора калибровки приемного устройства.

Синтезатор частот в роли перестраиваемого гетеродина

Станции РКРМ, в общем случае, состоят из антенной системы, панорамного приемного устройства и блока цифровой обработки информации и выпускаются в трех различных исполнениях: стационарные станции, постоянно размещенные, как правило, в черте города; мобильные станции, размещенные постоянно или временно на мобильных платформах наземного, морского и воздушного планирования; портативные станции; носимые станции, размещаемые на операторе и могут быть использованы во время движения.

Рассмотрим структуру приемного тракта станции РКРМ. На рисунке 1 представлена структура двухканального панорамного приемного устройства АРГАМАК-2К с двумя ступенями преобразования частоты. Входной тракт приемного устройства до первого преобразования частоты, работающий в диапазоне 0,009 – 3000 МГц, разделен два канала с помощью блоков преселекторов, работающих в диапазоне частот 0,009 – 30 МГц и 25 – 3000 МГц соответственно. В полной комплектации станции РКРМ диапазон частот входных сигналов может быть увеличен дополнительно до 18 ГГц с помощью конвертора, имеющего в своем составе преобразователь частоты, преобразующий диапазон входных сигналов 3000 – 18000 МГц в диапазон сигналов промежуточной частоты 0.009 – 3000 МГц. Как видно из рисунка 1, в зависимости от структуры и работы приемного тракта, сигнал поступающий на вход приемного устройства переносится на промежуточную частоту 41,6 МГц с помощью гетеродинов, работающих в соответствующих диапазонах: 275...2700 МГц; 258.4...665.2 МГц; 41.591...11.6 МГц.

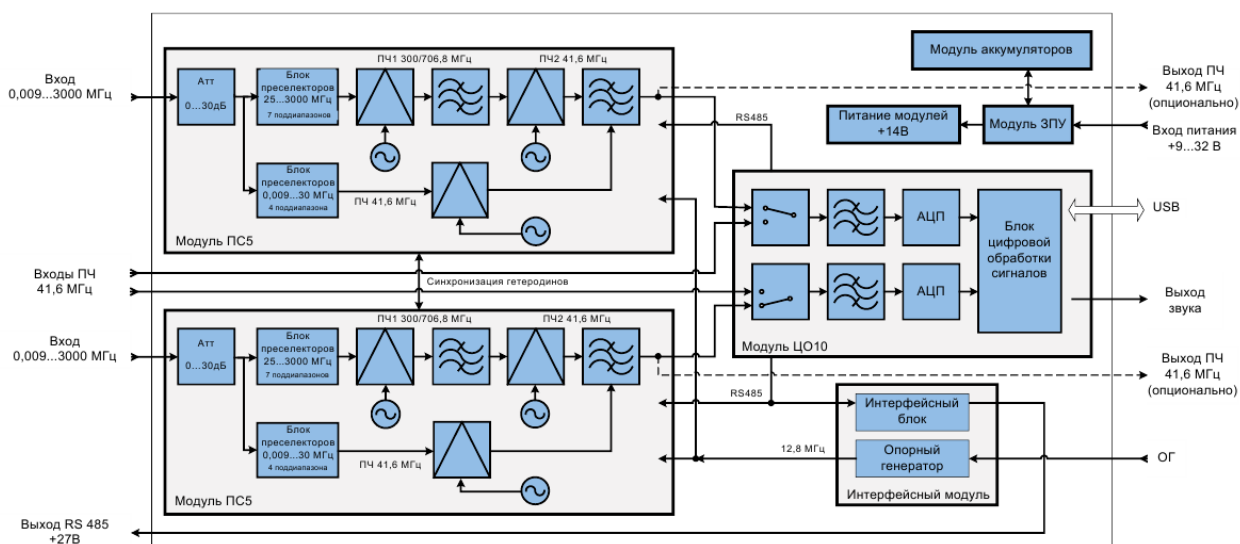


Рис. 1. Структура двухканального приемного устройства АРГАМАК-2К

Приведенные параметры станций, указанные в таблице 1, показывают не только текущее техническое состояние разрабатываемых станций РКРМ, но и некоторую зависимость параметров гетеродина от параметров самой системы. Согласно [1] время перестройки гетеродина зависит от множества факторов, например: 1) структура панорамного приемника – последовательный или комбинированный; 2) длительности принимаемых сигналов; 3) диапазон частот входных сигналов (полоса обзора); 4) диапазон промежуточных частот сигнала; 5) скорость панорамного анализа. Также сравнение технических параметров станций АРТИКУЛ-СН, разрабатываемой в 2012 и 2017 [2-3] показывает, что за прошедшие 5 лет компанией Иркос были проведены работы по модернизации панорамного приемного устройства станции с увеличенной скоростью панорамного анализа с 10 ГГц/с до 20 ГГц/с при сохранении рабочего диапазона частот 1,5 МГц – 8000 МГц и приема сигнала длительностью не менее 1 мкс.

К снижению отношения сигнал/шум на выходе преобразователя частоты приводит преобразование шумов гетеродина в полосу промежуточной частоты. Поэтому, одним из важных требований к гетеродинам приемного устройства, работающего с сигналами до 18 ГГц, является низкий уровень фазовых шумов равный -85 дБн/Гц и ниже.

В таблице 1 не указан такой важный параметр, как относительный уровень побочных спектральных составляющих, возникающих в процессе синтезирования частоты. Как известно, в результате нелинейных преобразований двух сигналов разной частоты, поступающих на смеситель, появляется огромное количество комбинационных частот. Из них обычно только одна частота является полезной. Сигнал с такой частотой несложно отфильтровать полосовым фильтром. Но проблема фильтрации возникает именно тогда, когда на смеситель со стороны гетеродина поступает сигнал, содержащий в своем спектре несколько частот с соизмеримой мощностью, тем самым создавая еще большее количество различных комбинаций частот на выходе. После приемного устройства сигнал промежуточной частоты поступает на блок цифровой обработки. При анализе полученных результатов оператор, вероятно, будет наблюдать сигналы станций или служб с различными частотами, среди которых будут замаскированы сигналы, появившиеся в процессе преобразования частоты. Поэтому, стандартным требованием к синтезаторам частоты к относительному уровню побочных составляющих является уровень -60 дБн и ниже.

Таблица 1. Технические параметры станций РКРМ

Параметр системы	«Радиан-02» СПЕЦ-РАДИО Россия	«АРК-ССИН» ИРКОС Россия	«ИСКРА-3М» НПЦ «НЕЛК» Россия	«Скорпион-М» НТЦРС «АН ПРЭ» Украина
Исполнение	Мобильная	Стационарная	Мобильная	Мобильная
Рабочий диапазон частот	1 – 18 ГГц	0,009 – 18000 МГц	от 20 до 3000 (6000, 18000, 40000) МГц	0,025 – 3 ГГц
Скорость панорамного анализа, ГГц/с	-	До 20	от 1,5 до 30 (в зависимости от режима обзора).	0,9 - 6
Полоса одновременного анализа, МГц	170	22	25 (100)	2,5 (10)
Минимальная длительность обнаруживаемого сигнала	0,1 мкс	1 мкс	-	2 мс
Нестабильность частоты синтезатора	-	-	-	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$
Относительный уровень фазового шума, дБн/Гц	-	-85 при отстройке на 10 кГц	-	-100 при отстройке на 25 кГц
Время перестройки гетеродина	-	Не более 2 мс	-	Менее 200 мкс
Дискретность настройки частоты, Гц	-	1	0,01	1-10

Синтезатор частот в роли генератора калибровки

Одной из основных задач станции РКРМ является пеленгование источников радиоизлучения с помощью одного из двух основных методов пеленгования: амплитудный и фазовый. Амплитудный метод пеленгования используется, как правило, в носимых станциях РКРМ, размещаемые на операторе, в то время как фазовый метод пеленгования чаще применяется в стационарных и мобильных станциях РКРМ. В связи с этим, рассмотрим подробнее фазовый способ пеленгования.

Фазовый метод определения пеленга основан на измерении разности фаз сигналов, принятых на две или более антенн, разнесенных между собой в пространстве на величину базы. Измерение разности фаз дает информацию об угле прихода радиоволны. Достоинствами таких пеленгаторов являются: простота конструкции, использование принципов моноимпульсной локации, отсутствие собственного радиоизлучения. Однако при построении фазовых пеленгаторов необходимо учитывать ряд факторов, например: обеспечение необходимой точности определения пеленга путем удаления антенн друг от друга; обеспечение однозначности определения пеленга в секторе сканирования антенн; устранение взаимного влияния антенн, связанной с малой базой, приводящей к искажению диаграммы направленности антенны; устранение амплитудной и фазовой неидентичностей приемного тракта.

В рамках статьи, рассмотрим устранение амплитудной и фазовой неидентичностей приемного тракта. Действительно, приемные устройства фазовых пеленгаторы [4] должны быть построенные таким образом, что вносимые ими фазовые сдвиги должны быть одинаковыми при изменении частоты входных сигналов в рабочем диапазоне частот, а амплитуды в пределах, определяемых изменением расстояния до источника излучения и его мощности. На практике достаточно трудно реализовать идентичные АЧХ и ФЧХ приемных каналов пеленгатора во всем рабочем диапазоне частот.

Актуальным решением данной проблемы является калибровка приемного тракта с помощью синтезатора частот, выполняющий роль генератора калибровки, перестраиваемый в сверхширокой полосе частот и формирующий широкополосный сигнал. Во время калибровки сигнал генератора калибровки заводится одновременно на вход всех каналов приемного тракта. Система вычисляет и использует погрешность измерения разности фаз сигналов при вычислении истинного пеленга на источник излучения.

Заключение

На сегодняшний день весьма сложно реализовать оцифровку сигналов принятых антенной системой в диапазоне 30 – 18000 МГц. Приведенные ранее структура панорамного устройства и технические параметры станций показывают, что снижение частоты принимаемых сигналов с помощью нескольких ступеней преобразования частоты не только является наиболее оптимальным решением для построения быстродействующих и сверхширокополосных станций РКРМ, но и подчеркивает актуальность применения и совершенствования гетеродинов, в роли которых выступает синтезатор сетки частот.

Как и любая измерительная система, пеленгаторы имеют погрешность измерения разности фаз, связанная с неидентичностью АЧХ и ФЧХ приемных каналов. Одним из эффективных способов устранения погрешности измерений является калибровка многоканального приемного устройства с помощью генератора калибровки, в роли которого также выступает синтезатор сетки частот.

На основе приведенного анализа современных станций РКРМ можно сформулировать актуальные требования к синтезаторам сетки частот, применяемых в роли гетеродина или генератора калибровки, приведенные в таблице 2.

Таблица 2. Актуальные технические параметры синтезатора частот

Параметр	Гетеродин	Генератор калибровки
Тип сигнала	Гармонический	Определяется на стадии разработки
Вид модуляции	-	
Неравномерность амплитуды калибровочного сигнала в полосе частот, дБ	-	Не задаются, т.к. неравномерность амплитуды сигнала не влияет на точность калибровки
Диапазон рабочих частот, МГц	30 – 18000	30 – 18000
Шаг перестройки частоты	1 - 10 Гц	Единицы – сотни МГц (Зависит от технических параметров системы)
Нестабильность частоты синтезатора	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$
Относительный уровень фазового шума, дБн/Гц	-100 при отстройке на 25 кГц	-100 при отстройке на 25 кГц
Относительный уровень спектральных составляющих, дБн, не менее	-60	Не задаются
Время перестройки гетеродина	Сотни наносекунд – десятки микросекунд	Сотни наносекунд – десятки микросекунд
Мощность выходного сигнала, дБм	не более +20	Определяется на стадии разработки
Нестабильность мощности, дБ	0,5	0,5

ЛИТЕРАТУРА

1. В.А. Мартынов, О.И. Селихов. Панорамные приемники и анализаторы спектра / М.: Советское радио, 1980.
2. Каталог Иркос. Технические средства радиомониторинга. 2012. URL: www.ircos.ru.
3. Каталог Иркос. Технические средства радиомониторинга. 2017. URL: www.ircos.ru.
4. В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. Фазовые радиопеленгаторы / Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002.

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ПРИЁМНОГО ЭЛЕМЕНТА ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ РЕШЁТКИ

Бобрешов А.М., Серезина Е.А., Смусева К.В., Усков Г.К.
ФГБОУ ВО «Воронежский Государственный Университет»

bobreshov@phys.vsu.ru, markova3673@gmail.com, smusevaz@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru

Введение

В работе представлен биконический приёмный антенный элемент для работы в составе пеленгационных систем. Предложен метод улучшения характеристик направленности и согласования путём введения диэлектрической структуры в апертуру приёмного элемента. Полученные экспериментальные зависимости хорошо соответствуют результатам численного моделирования.

К вопросу о фазовом распределении в апертуре антенны

Основной причиной распада диаграммы направленности апертурного излучателя в дальней зоне является неравномерность распределения фаз в раскрыве антенны. Данная неравномерность обусловлена квазисферической формой волнового фронта в апертуре, причём чем выше рабочая частота, тем сильнее неравномерность фазового распределения [1]. В литературе [2] известны линзы, используемые для преобразования формы волнового фронта апертурных антенн. Однако, такие линзы имеют существенный недостаток, а именно, необходимость выносить линзу за пределы излучателя, что, в конечном итоге, приводит к увеличению размеров конечной системы. В работах [3], [4], [5] предложен метод формирования волнового фронта в апертуре излучателя введением в раскрыв неоднородной диэлектрической вставки. Суть метода заключается в том, что диэлектрическая проницаемость в объёме вставки непостоянна и изменяется в зависимости от направления. В основном направлении излучения значение диэлектрической проницаемости максимальное. Напротив, в направлении максимума раскрыва излучателя диэлектрическая проницаемость должна быть минимальной, близкой к диэлектрической проницаемости воздуха. Такое распределение диэлектрической проницаемости позволяет изменять время распространения каждого луча, выходящего из фазового центра излучателя до апертуры: чем выше диэлектрическая проницаемость, тем больше время распространения луча. Таким образом, выбором закона измерения диэлектрической проницаемости можно добиться того, что время хода каждого луча из фазового центра до апертуры антенны будет одинаковым. В описанной ситуации неравномерность фазового фронта в апертуре антенны будет минимальной, то есть форма волнового фронта от квазисферической преобразуется практически к плоской. В конечном итоге, это приводит к изменению свойств направленности излучателя: увеличивается коэффициент усиления в основном направлении излучения, снижается уровень боковых лепестков. Приведённый метод получен в приближении геометрической оптики.

Однако, в ряде случаев, описанный метод может иметь свои недостатки. Практическая реализация неоднородной диэлектрической структуры может быть получена с применением аддитивных технологий. Пространство раскрыва апертурного излучателя разбивается на множество элементарных ячеек, каждая из которых заполняется смесью воздуха и диэлектрика в определённой пропорции, которую легко получить из формулы Лихтенеккера для диэлектрической проницаемости смесей [4]. Применение трехмерной печати для создания подобной структуры имеет свои ограничения. Так, в верхней части диапазона очень высоких частот (ОВЧ) геометрический размер излучателя не позволяет сформировать в раскрыве достаточное число элементарных ячеек, поскольку становятся значимыми внутренние отражения. При этом минимальный размер ячейки будет определяться разрешающей способностью используемого оборудования, что означает существование предела минимально допустимого этого размера.

С другой стороны, в диапазоне ультравысоких частот (УВЧ) стоит проблема довольно большого характерного размера излучателя. Принципиальная возможность изготовить неоднородную диэлектрическую структуру для излучателей этого диапазона, безусловно, есть [5]. Но наличие ряда сугубо технических проблем ставят под сомнение целесообразность применения столь сложного метода в диапазоне дециметровых волн. Во-первых, размер рабочей области большинства 3D-принтеров меньше размера конечной структуры. Отсюда выявляется необходимость изготовления

структуры по частям и последующей склейки. В конечном итоге, расширение количества операций при сборке снижает точность изготовления структуры. Во-вторых, временные затраты на изготовление одной такой вставки довольно велики и обусловлены размером вставки и скоростью печати. Если для изготовления одного лабораторного образца это не является значимым препятствием, то изготовление нескольких образцов (например, несколько приёмных элементов пеленгационной решётки) может занять неоправданно большое количество времени. Таким образом, в условиях реального производства изготовление таких структур может оказаться экономически невыгодным, поскольку требует больших ресурсозатрат.

Изменение формы волнового фронта путём введения однородной диэлектрической вставки

Для решения описанных задач предлагается ввести в апертуру однородную диэлектрическую структуру, не превышающую характерных размеров излучателя. Форму такой структуры предлагается получить исходя, всё также, из соображений геометрической оптики (рисунок 1). Для этого зададимся условием, описанным выше: время хода каждого луча, выходящего из фазового центра O под любым произвольным углом φ до апертуры AB должно быть одинаковым, то есть $t_\alpha = t_\varphi$.

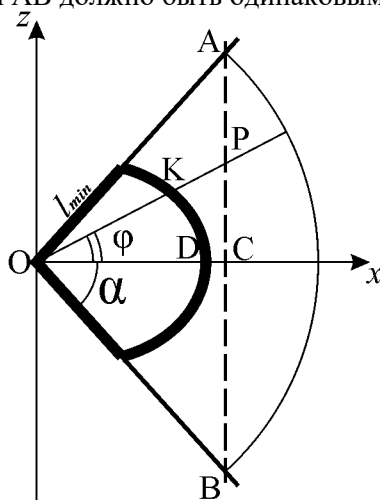


Рис. 1. К вопросу о ходе лучей в апертурном излучателе.

Исходя из геометрии излучателя, полагаем, что форма профиля определяется поверхностью второго порядка. Время распространения каждого луча определяется временем распространения в материале диэлектрика и временем распространения в воздушном пространстве:

$$t_{OD} + t_{DC} = t_{OK} + t_{KP}. \quad (1)$$

С учётом зависимости времени распространения от диэлектрической проницаемости материала, в котором происходит распространение, выражение (1) можно переписать в следующем виде:

$$\frac{l_{\min} \sqrt{\varepsilon}}{c} + \frac{R - l_{\min} \cos(\alpha)}{c \cdot \cos(\alpha)} = \frac{l(\varphi) \sqrt{\varepsilon}}{c} + \frac{R - l(\varphi) \cos(\alpha - \varphi)}{c \cdot \cos(\alpha - \varphi)}, \quad (2)$$

где R – радиус биконического излучателя ($R=OC$), $l(\varphi)$ – расстояние от фазового центра до точки профиля вставки в произвольном направлении φ ($l(\varphi)=OK$), l_{\min} – минимальное расстояние от фазового центра до точки профиля вставки в направлении α ($l_{\min} = l(\alpha)$).

Из уравнения (2) легко получить выражение, описывающее форму профиля диэлектрической вставки в полярных координатах:

$$l(\varphi) = l_{\min} + R \frac{1}{\sqrt{\varepsilon} - 1} \left(\frac{1}{\cos(\alpha)} - \frac{1}{\cos(\alpha - \varphi)} \right). \quad (3)$$

Поскольку параметр l_{\min} можно варьировать, возможно подобрать форму профиля, которая целиком поместится в раскрыв апертурного излучателя. В качестве материала вставки предлагается использовать полистирол, обладающий диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=2,5$ и тангенсом угла диэлектрических потерь порядка $3-4 \cdot 10^{-4}$.

Экспериментальное исследование характеристик приёмного элемента

Для проверки описанной методики изменения формы диаграммы направленности введением в раскрыв однородной диэлектрической вставки был изготовлен опытный образец приёмного элемента. Проведены исследования характеристик направленности опытного образца во всём диапазоне рабочих частот. Эксперимент показал хорошее совпадение результатов измерений и численного моделирования.

Следует отметить, что в рабочей полосе частот достигается хорошее согласование приёмного элемента с нагрузкой. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) принимает значения не выше 2. График, демонстрирующий влияние введения однородной диэлектрической вставки на согласование приёмного элемента приведён на рисунке 2.

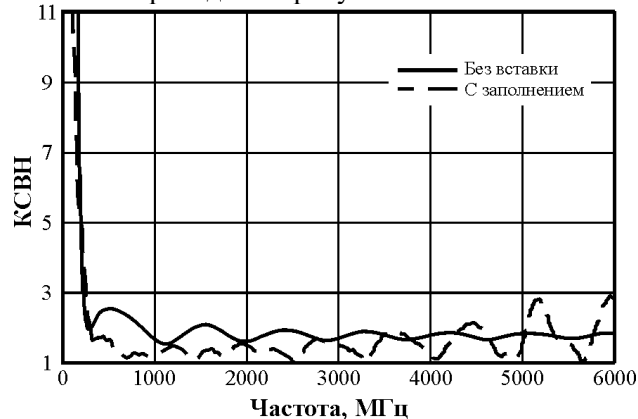


Рис. 2. КСВН приёмного биконического элемента.

График зависимости коэффициента усиления в горизонтальном направлении от частоты приведён на рисунке 3. Из графика видно, что отклонение результатов измерений от результата моделирования составляет не более 1 дБ. При этом, разница усиления в основном направлении элемента с заполнением от элемента без заполнения достигает 8 дБ.

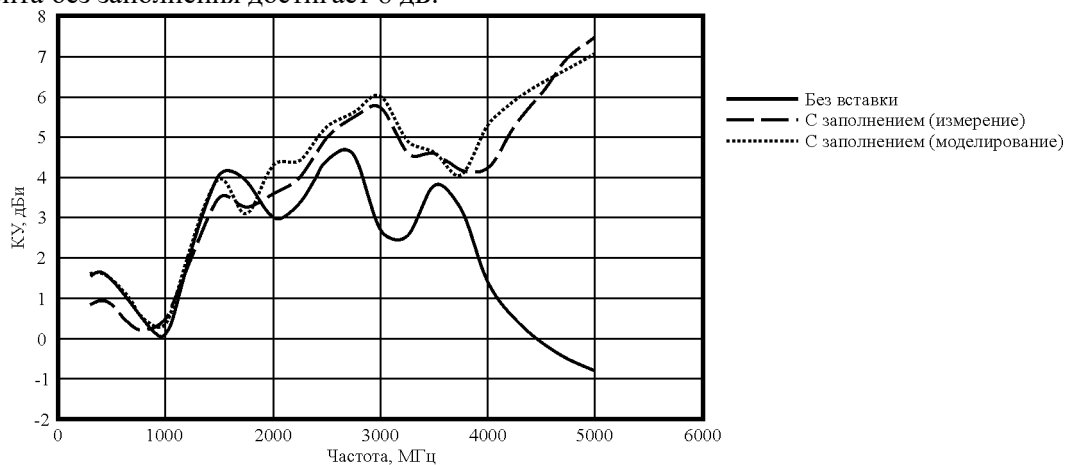


Рис. 3. Коэффициент усиления в основном направлении излучения.

Диаграммы направленности для различных частот рабочего диапазона приведены на рисунке 4: 0,25 ГГц – (а), 1 ГГц – (б), 2 ГГц – (в), 3 ГГц – (г), 4 ГГц – (д), 5 ГГц – (е). Из рисунка 3 видно, что разница в максимальном уровне боковых лепестков между измеренной диаграммой направленности и диаграммой, полученной математическим моделированием составляет не более 2 дБ на частотах выше 3 ГГц. При этом, диаграмма направленности приёмного элемента без однородной диэлектрической вставки на частотах выше 3 ГГц становится многолепестковой, а на частотах выше 3 ГГц уровень бокового излучения значительно (не менее, чем на 3 дБ) превышает коэффициент усиления в направлении горизонта.

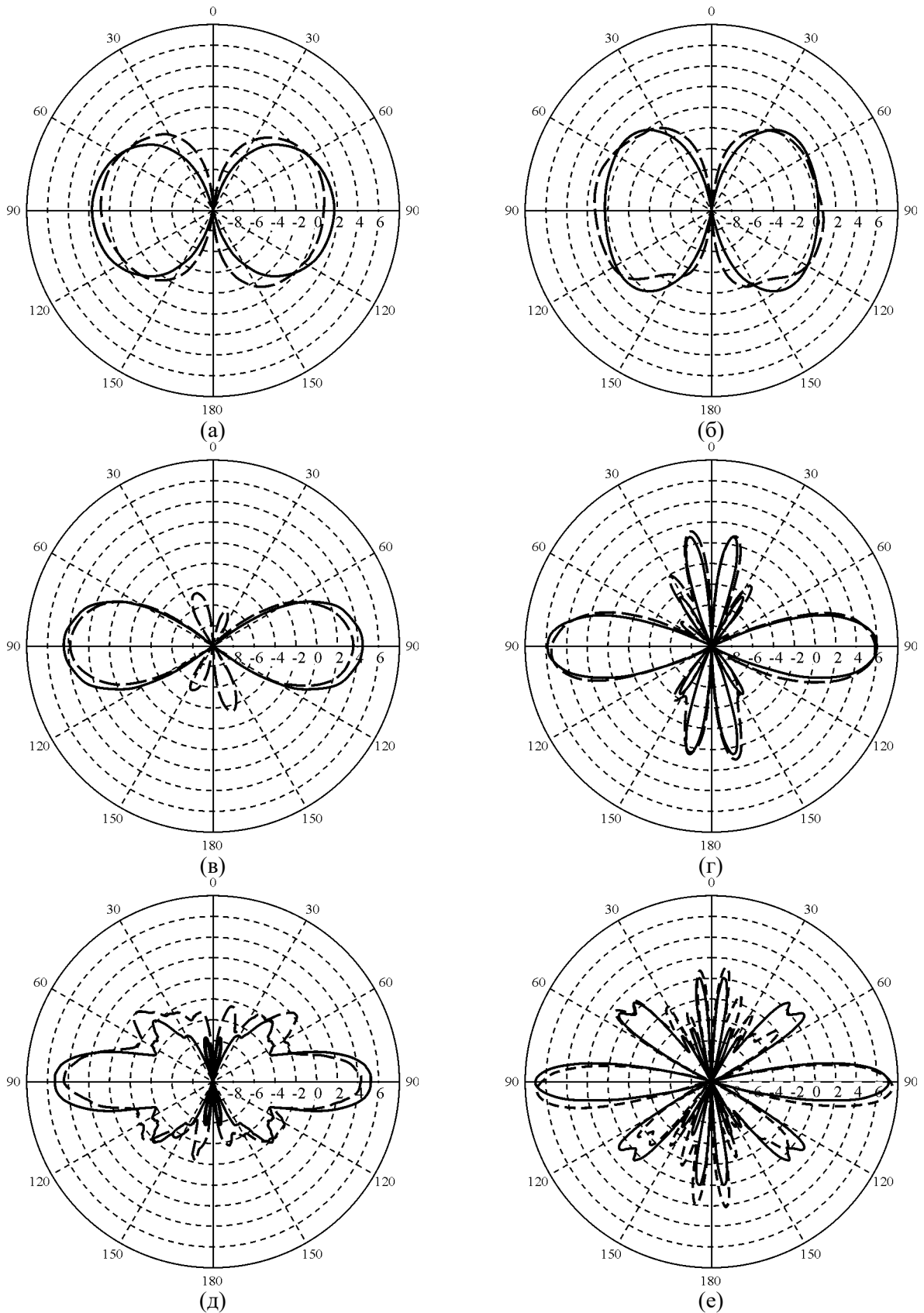


Рис. 4. Диаграммы направленности биконического приёмного элемента на различных частотах (сплошная линия – численное моделирование, пунктирная линия – результат измерений).

Заключение

Целью данной работы являлось практическое подтверждение влияния однородной диэлектрической вставки на форму диаграммы направленности апертурного излучателя в дальней зоне на примере биконического приёмного элемента пеленгационной антенной решётки. Представлен вариант конструкции биконического излучателя с диэлектрической вставкой, преобразующей форму волнового фронта в раскрыве антенны. Приведены результаты экспериментального исследования свойств представленного излучателя, подтверждающие целесообразность использования однородной диэлектрической вставки для преобразования формы диаграммы направленности апертурного излучателя.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских учёных – докторов наук (Проект №МД-6872.2018.9).

ЛИТЕРАТУРА

1. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ: в 2-х ч. Ч.1 / Г.З.Айзенберг, В.Г. Ямпольский, О.Н. Терёшин. – М. : Связь, 1977. – 384с.
2. Зелкин Е.Г, Петрова Р.А. Линзовые антенны. М., Сов. радио, 1974. - 280 с.
3. Бобрешов А. М., Кретов П.А., Сбитнев Н.С., Усков Г.К. Влияние неоднородного диэлектрического заполнения на направленные свойства ТЕМ-рупора. // Радиолокация, навигация, связь: XXII Международная научно-техническая конференция, 2016, Т. 2. - С. 946-952.
4. Бобрешов А.М. Синтез неоднородной диэлектрической среды для улучшения направленных характеристик биконической антенны / А.М. Бобрешов, Е.А. Маркова, Г.К. Усков // Антенны. – 2018. – № 7. – с. 33 - 39.
5. Бобрешов А. М., Маркова Е.А., Смусева К.В., Усков Г.К. Биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением для систем радиопеленгации. // Радиолокация, навигация, связь: XXV Международная научно-техническая конференция, 2019, Т. 4. - С. 267-271.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ НАСТРОЙКИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ СО СКВОЗНЫМИ МЕТАЛЛИЗИРОВАННЫМИ ОТВЕРСТИЯМИ В УСЛОВИЯХ СЕРИЙНОГО ПРОИЗВОДСТВА

Воронцов Р.Б., Денисенко Д.В., Радченко В.В.
АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»
dima_den@inbox.ru

Технология изготовления микрополосковых фильтров со сквозными металлизированными отверстиями может допускать образование дефектов, которые влияют на характеристики передачи устройств. В текущей работе исследовано влияние точности изготовления металлизированных отверстий на характеристики микрополосковых фильтров СВЧ и предложены методы настройки для повышения процента выхода годных устройств.

Введение

Микрополосковые фильтры СВЧ широко используются в приемо-передающей радиоаппаратуре специального назначения и составляют неотъемлемую часть частотно-селективных устройств. Встречно-стержневые фильтры с металлизированными отверстиями изготавливаются на микрополосковых линиях с поликоровой подложкой и используются в диапазоне частот от 1 до 10 ГГц. Они имеют ряд достоинств, такие как отсутствие второй гармоники, малые потери, могут иметь как широкую, так и узкую полосу частот с хорошей избирательностью [2]. Среди недостатков фильтров следует отметить низкую повторяемость при изготовлении. В зависимости от характеристик подложек и точности изготовления проводников и металлизированных отверстий, изготовленные устройства имеют разброс характеристик передачи по центральной частоте полосы частот [1], а так же могут иметь провалы в КСВН и высокую неравномерность коэффициента передачи в полосе частот, из-за чего нельзя гарантировать высокий процент выхода годных фильтров при серийном производстве. В данной работе мы проводим оценку влияния дефектов изготовления на характеристики фильтров и предлагаем меры с целью увеличения процента годных устройств при серийном производстве в виде внедрения возможностей настройки полосы частот на этапе проектирования фильтров, а также оцениваем требования к точности изготовления отверстий.

Влияние погрешности изготовления металлизированных отверстий

Встречно-стержневой фильтр представляет собой симметричную периодическую структуру из нескольких четвертьволновых резонаторов, связанных между собой по электромагнитному полю. Резонаторы заземлены через металлизированные отверстия и включены противоположно друг к другу. Узким местом таких фильтров являются металлизированные отверстия, технология изготовления которых допускает разброс параметров, таких как диаметр и смещение относительно подложки в пределах 0.1мм. Среди дефектов изготовления возможна не полная металлизация внутренней поверхности отверстий, как показано на рис. 1, что эквивалентно смещению положения отверстия относительно резонатора фильтра.

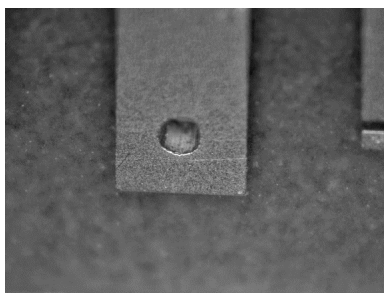


Рис. 1. Фотография металлизированного отверстия изготовленного фильтра с не полной металлизацией

Для оценки возможного разброса характеристик передачи фильтров были проведены расчеты моделей фильтров с различными диаметрами отверстий и разным смещением их вдоль резонаторов. Результаты расчетов показали, что изменения диаметров приводят к изменению электрической длины резонаторов и ухудшению КСВН фильтра, рис. 2а). При смещении отверстий вдоль резонаторов

фильтра, у одной группы резонаторов в фильтре увеличивается электрическая длина, у другой она уменьшается, что приводит к искажению характеристик фильтра и значительному ухудшению КСВН, как видно из рис. 2б). Для исправления характеристик фильтров необходимо иметь элементы настройки, которые позволяют эффективно менять электрическую длину резонаторов.

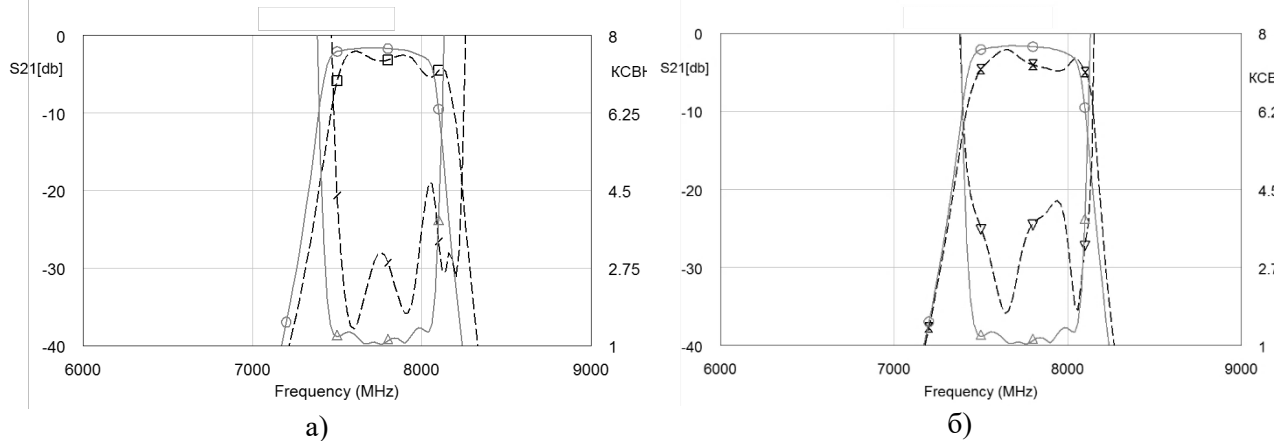


Рис. 2. Влияние дефектов металлизированных отверстий на характеристики фильтра: а) различные диаметры отверстий в пределах точности изготовления 0.1мм, б) одинаковые диаметры отверстий со смещением вдоль резонаторов в пределах допуска 0.1мм

Для оценки влияния возможного ухода характеристик фильтров в результате разброса параметров конструктивных элементов, рассмотрим модель микрополоскового резонатора. Оценить его резонансную частоту можно путем подключения к 50-омной линии через электромагнитную связь, как показано на рис. 3а. При таком подключении связь достаточно слабая и на характеристики резонатора практически не влияет. Эквивалентная схема всей расчетной цепи выглядит следующим образом: C_0 и L_0 – величины, которые характеризуют параметры линии подключения и емкостную связь с резонатором. C_1 – емкость резонатора, L_1 – индуктивность резонатора, L_2 – индуктивность металлизированного отверстия.

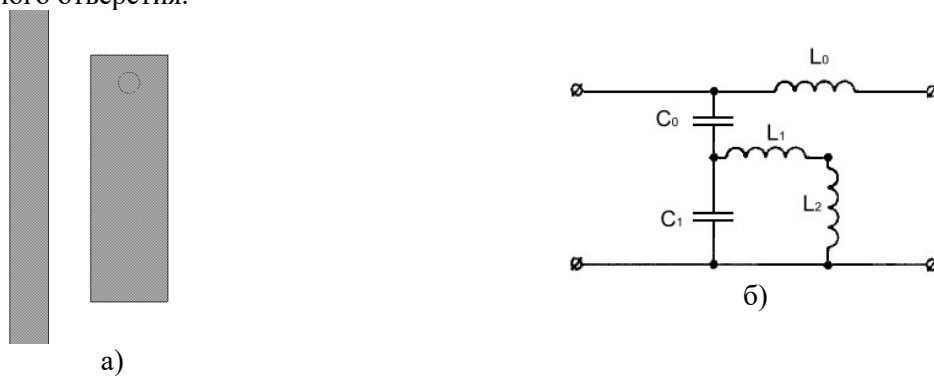


Рис. 3. Модель для оценки резонансной частоты микрополоскового резонатора: а) планарная б) схематическое представление

Резонансная частота одиночного резонатора обратно пропорциональна емкости и индуктивности и определяется как $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, где L – его индуктивность, C – емкость.

Коэффициенты передачи моделей резонаторов рассчитывались методами электродинамического моделирования. Были исследованы смещения резонансных частот в зависимости от разброса параметров диэлектрической проницаемости подложки и от смещения металлизированного отверстия вдоль резонатора в пределах допусков на параметры и размеры. Полученные характеристики приведены на рис.4 для резонаторов длин 3мм (рис. 4а) и 9.4мм (рис. 4б). Стоит отметить, что при изменении общей длины резонатора на величину смещения отверстия, резонансная частота возвращается в номинальное значение, что показано на графиках пунктирной линией. Также видно, что чем меньше длина резонатора, тем более ярко выражено смещение его резонансной частоты при сдвиге отверстия, что составляет 2.8% для частот порядка 8ГГц и 1% для частот 2700ГГц. Влияние

разброса диэлектрической проницаемости подложки при этом оказывается порядка 1.1% в том и другом случае. Смещение отверстий поперек резонатора слабо влияет на резонансную частоту.

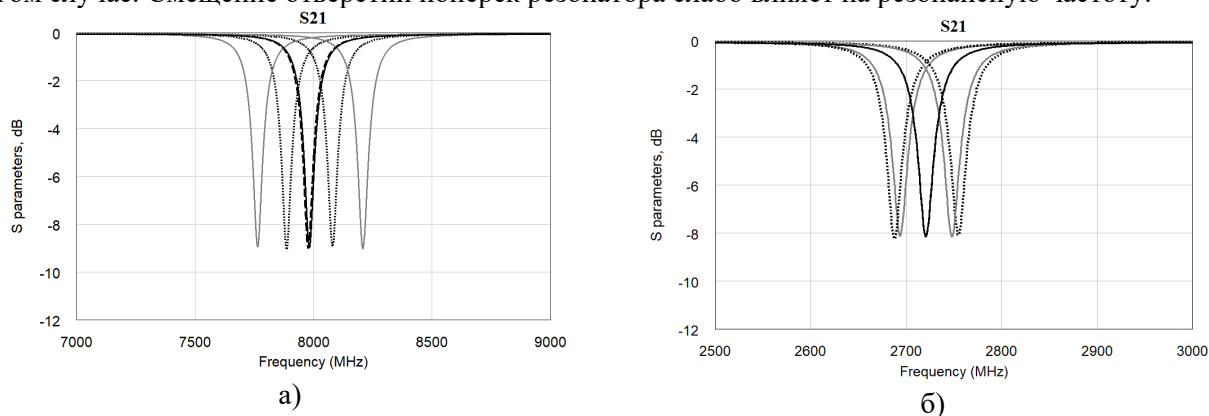


Рис. 4. Характеристики передачи одиночного резонатора, настроенного на разные частоты. Сплошная линия – номинальное положение отверстия со средними значениями ДП, пунктир – разброс параметров ДП, серая сплошная – смещения отверстия вдоль резонатора, штрих – компенсация смещения отверстия на 0.1мм путем изменения длины резонатора на 0.1мм

Настройка

Для компенсации возможного разброса характеристик фильтров, нами применены следующие инструменты настройки:

В низкочастотном диапазоне смещение характеристик невелико и настройка выполняется с использованием дополнительных настроечных площадок шириной, равной ширине резонатора и длиной порядка 200 мкм и подрезки лазером открытого конца резонатора. В качестве примера, резонансная частота фильтра, работающего на частотах порядка 1ГГц, сдвигается линейно по 12 МГц при подрезке резонатора на каждые 400мкм.

На высоких частотах простые настроечные площадки не позволяют производить точную настройку резонансной частоты фильтра. Нами используются множество более мелких площадок, как показано на рис. 5а., которые подсоединяются к основному резонатору путем приварки площадок золотой проволокой. При этом обеспечивается высокая надежность контактов и повторяемость сдвига резонансной частоты на добавление одной площадки.



Рис. 5. Внешний вид настроечных элементов на резонаторах фильтра

В сантиметровом диапазоне частот подрезка резонатора лазером нецелесообразна, поскольку даже при небольшой величине подрезки резонансная частота существенно сдвигается, что не позволяет осуществить точную настройку. Для уменьшения сдвига резонансной частоты при подрезке нами используется добавочный микрошлейф, как показано на рис. 5б. Его подрезка позволяет уменьшить сдвиг резонансной частоты по сравнению с подрезкой резонатора целиком пропорционально отношению их поперечных размеров. Так, подрезка на 60 мкм микрошлейфа шириной 200 мкм сдвигает резонансную частоту на 10 МГц при рабочих частотах порядка 8 ГГц.

Поскольку подрезка лазером является более затратной операцией, чем соединение настроечных площадок проволокой, возможно умышленное смещение резонансной частоты фильтра выше необходимой на этапе проектирования, что потребует обязательную дальнейшую настройку путем соединения добавленных настроечных площадок.

Заключение

Встречно-стержневые микрополосковые фильтры в сантиметровом диапазоне длин волн имеют большой уход характеристик в результате разбросов параметров конструктивных элементов и требуют обязательной настройки. Для плавной настройки фильтров необходимо предусматривать в конструкции фильтров площадки уменьшенного размера, которые обеспечивают при необходимости контакт с резонатором при помощи проволочных перемычек, а также на резонаторах предусмотрен микрошлейф для возможности подрезки лазером. Применение указанных способов на нашем предприятии позволило существенно увеличить процент годных фильтров на этапе серийного производства, а также доводить характеристики передачи бракованных фильтров до норм технологической документации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисенко Д.В., Радченко В.В., Исследование эффективности численных методов и программ компьютерного моделирования в процессе проектирования микрополосковых фильтров СВЧ.//Доклады 1-й Всероссийской микроволновой конференции, 2013 г., сс. 106-110 СВЧ.
2. Atul Makrariya, Khare P.K., Microstrip Interdigital Bandpass Filters: Design analysis.// International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 7, Issue 3, 2016, pp702-705.

РАСЧЕТ НАБЛЮДАТЕЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОРБИТАЛЬНЫХ ГРУППИРОВОК КА И ОПТИМИЗАЦИЯ ИХ ПОСТРОЕНИЯ ПО ЗАДАННОМУ КРИТЕРИЮ

Никулина А.Н., Попов П.Б., Подковкин В.А.

АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга»

pva.podkovkin@gmail.com

В настоящей работе рассматривается математическая модель многоспутниковых орбитальных группировок, состоящих из космических аппаратов дистанционного зондирования. Основной целью моделирования являлось определение минимально-необходимого количества КА в группировке и оптимальных параметров их орбит для обеспечения требований к минимальному перерыву в наблюдении на заданном диапазоне широт. Решалась и обратная задача – минимизация среднего либо максимального перерыва наблюдения при известном составе орбитальной группировки.

Расчет построения ОГ КА по заданному критерию.

Орбитальные группировки КА являются средствами получения информации о состоянии объектов и районов на поверхности Земли и позволяют решать задачи, связанные с разведкой и навигацией. Были реализованы следующие критерии для построения ОГ:

- критерий минимизации максимального перерыва наблюдения всех точек в заданном диапазоне широт поверхности Земли;
- критерий минимизации среднего перерыва наблюдения всех точек в заданном диапазоне широт поверхности Земли;
- критерий минимизации количества КА при заданном значении минимума максимального или среднего перерыва в наблюдении.

Для всех трех критериев расчет параметров орбиты для КА в ОГ производится с учетом вероятности. В случае минимизации количества КА вероятность показывает процент перерывов в наблюдении от общего количества, каждый из которых не больше заданного значения минимума среднего либо максимального перерыва в наблюдении. При фиксированном количестве КА сначала производится поиск минимума максимального либо среднего перерыва в наблюдении, затем производится повторный расчет с учетом вероятности, которая показывает процент перерывов, каждый из которых не больше уже рассчитанного значения минимума.

Для поиска оптимальных параметров взаимного расположения космических аппаратов в орбитальной группировке, осуществляется варьирование по времени прохождения восходящего узла и долготе восходящего узла.

При каждом возможном построении КА в ОГ производится расчет интервалов видимости и перерывов в наблюдении. Из полученных результатов выбираются такие параметры орбит КА в ОГ, при которых достигаются наилучшие результаты по заданному критерию для указанного диапазона широт.

Для расчета требуется задать параметры одного КА и параметры его орбиты. В случае если продолжительность времени наблюдения КА больше цикла замыкания трассы КА, то достаточно рассчитать области видимости только на интервале равном циклу замыкания трасс.

Определение координат КА. Изомаршрутность.

Для решения поставленной задачи необходимо рассчитать интервалы видимости и перерывы в наблюдении ОГ КА для одной или нескольких точек Земли с заданными координатами. Интервал видимости – промежуток времени, в течение которого наземные точки наблюдения находятся в зоне видимости какого-либо КА.

Расчет интервалов видимости и перерывов в наблюдении ОГ КА ведется на временном промежутке с некоторым шагом. Для каждого момента времени происходит вычисление координат всех космических аппаратов внутри орбитальной группировки.

Для расчета координат используется модель движения КА с учетом вековых возмущений от несферичности планеты со следующими элементами круговой орбиты КА:

- времена прохождения восходящих узлов (τ) характеризуют положение космического аппарата на орбитах;
- расстояние до космического аппарата (r);
- аргументы перигея (ω), долготы восходящих узлов орбит (Ω) и углы наклона орбиты (i) описывают положение орбиты в пространстве.

Также используются следующие величины:

- $\sqrt{\mu}$ - гравитационный параметр Земли;
- J_2 - вековые возмущения от несферичности планеты;
- R – радиус Земли;
- T – заданный момент времени;
- ω_3 – угловая скорость вращения Земли;

Средняя аномалия M – произведение средней угловой скорости КА за один оборот и интервала времени после прохождения перигея:

$$M = \sqrt{\frac{\mu}{a^3}}(t - \tau). \quad (1)$$

Аргумент широты u , выражающий угол между радиусом-вектором КА и направлением из центра координат в восходящий узел Ω , равен сумме аргумента перигея и средней аномалии:

$$u = M + \omega \quad (2)$$

Для расчета координат космического аппарата вводят поправки на вращение Земли и вековые возмущения от несферичности планеты:

$$\Psi = (\omega_3 - \frac{3}{2}J_2\sqrt{\mu}\frac{R^2}{a^{7/2}}\cos i)(t - \tau) \quad (3)$$

Координаты КА определяются из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} r_x &= r(\cos(\Omega - \Psi)\cos u - \sin(\Omega - \Psi)\sin u \cos i) \\ r_y &= r(\sin(\Omega - \Psi)\cos u + \cos(\Omega - \Psi)\sin u \cos i) \\ r_z &= r \sin u \sin i. \end{aligned} \quad (4)$$

Таким образом, в зависимости от введенных значений параметров есть возможность задать ОГ из КА, находящихся на одной или на разных орбитах. Также задаются параметры (типы, размеры и радиусы) зон обзора каждого КА в ОГ и диапазон широт поверхности Земли, для которого осуществляется оптимизация расположения КА в ОГ.

Временной промежуток, на котором наблюдается КА, не может быть больше длительности цикла изомаршрутности КА. Свойство изомаршрутности орбиты КА означает, что существует такое целое число витков, что КА, пройдя их за целое количество суток, возвратится в исходное положение. Полученное количество суток и есть длительность цикла изомаршрутности.

Для достижения заданного значения длительности цикла изомаршрутности происходит варьирование значений параметров в диапазоне заданных значений большой полуоси, угла наклона орбиты и эксцентриситета, и задается необходимое целое количество суток.

Условие изомаршрутности выглядит следующим образом [4]:

$$\frac{T_\Omega}{T_{ЗВ}} = \frac{T_{ЦЗТ}}{N} \quad (5)$$

где $T_{ЗВ}$ – продолжительность звездных суток, T_Ω – драконический период обращения, $T_{ЦЗТ}$ – продолжительность цикла замыкания трасс в сутках, N – число витков.

Драконический период обращения – это промежуток времени между двумя последовательными прохождениями космического аппарата через один и тот же узел орбиты (восходящий или нисходящий). При движении КА по орбите значение драконического периода обращения T_Ω под действием второй зональной гармоники гравитационного поля Земли испытывает изменение. Возмущение T_Ω представляет собой совокупность вековой и долгопериодической составляющих. Драконический период обращения для круговой орбиты с учетом второй зональной гармоники [1] в восходящем узле орбиты рассчитывается по следующей формуле:

$$T_\Omega = \frac{2\pi}{\sqrt{\mu}}R_0^{3/2} \left[1 - \frac{3}{4}C_{20} \left(\frac{R_s}{R_0}\right)^2 (1 + 5(\cos i)^2) \right], \quad (6)$$

где R_0 – радиус-вектор в восходящем узле орбиты, $R_Э = 6378,136$ км – экваториальный радиус Земли.

Период обращения КА вычисляется по формуле 7.

$$T = 2\pi \frac{a^{3/2}}{\sqrt{\mu}} \quad (7)$$

При построении орбитальной группировки параметры орбит КА подбираются так, чтобы через заданное количество суток КА совершил целое количество витков, т.е. исходя из формул, описанных выше, находится такое целое N , чтобы $T_{цзт}$ было равно заданному целому количеству суток.

При определенных параметрах орбиты космический аппарат может не обладать свойством изомаршрутности, в этом случае задача решается на всем заданном отрезке времени.

Расчет построения ОГ КА по критерию минимизации количества КА при заданном значении минимума максимального перерыва в наблюдении.

Рассмотрим пример построения ОГ с заданным перерывом в наблюдении. Возьмем следующие параметры орбит космических аппаратов: высота 900км, угол наклона орбиты 67.1° , радиус обзора КА 3000 км. Расчет производился для точки с координатами 50° широты, 0° долготы. Для достижения перерыва в наблюдении 60 минут с вероятностью равной единице достаточно 4 КА со следующими параметрами:

Таблица 1 Параметры ОГ КА из 3 КА, рассчитанные по критерию минимизации количества КА при заданном значении минимума максимального перерыва в наблюдении.

№ КА	1	2	3	4
Долгота узла 0	0	10	170	240
Запаздывание относительно 1-ого КА (мин.)	0	1/2 T	1/3 T	0

Здесь T – период обращения КА. Для заданной высоты орбиты период обращения КА равен 102.8 мин (формула 7).

При такой расстановке КА в ОГ, максимальный перерыв в наблюдении 58 минут. Средний перерыв – 32,8 минут.

Рассмотрим тот же пример с вероятностью равной 0,85. Это значит, что 15% перерывов в наблюдении от общего количества могут быть больше заданного минимума максимального перерыва. Условия задачи мягче, в этом случае для достижения перерыва 60 минут хватит трех КА. Максимальный перерыв в наблюдении в этом случае равен 57-и минутам. Рассчитанные параметры орбит космических аппаратов приведены в таблице 2:

Таблица 2. Параметры ОГ КА из 3 КА, рассчитанные по критерию минимизации количества КА при заданном значении минимума максимального перерыва в наблюдении.

№ КА	1	2	3
Долгота узла 0	260	120	0
Запаздывание относительно 1-ого КА (мин.)	0	1/6 T	1/2 T

Расчет построения ОГ КА по критерию минимизации максимального перерыва в наблюдении.

Рассмотрим орбитальную группировку, состоящую из 6 КА. Высота орбиты 900км, угол наклона орбиты 67.1° , радиус обзора КА 3000км. Координаты наблюдаемой точки: 80° широты, 0° долготы. Наилучший результат достигается при параметрах орбит КА, приведенных в таблице 3.

Таблица 3. Параметры ОГ КА из 6 КА, рассчитанные по критерию минимизации максимального перерыва в наблюдении.

№ КА	1	2	3	4	5	6
Долгота узла 0	120	240	250	300	60	70
Запаздывание относительно 1-ого КА (мин.)	0	1/3 T	2/3 T	0	1/3 T	2/3 T

Максимальный перерыв в наблюдении составил 24 минуты, средний перерыв – 20 минут.

Ниже представлен график плотности вероятности и интегральной функции распределения значений перерывов в наблюдении заданной точки:

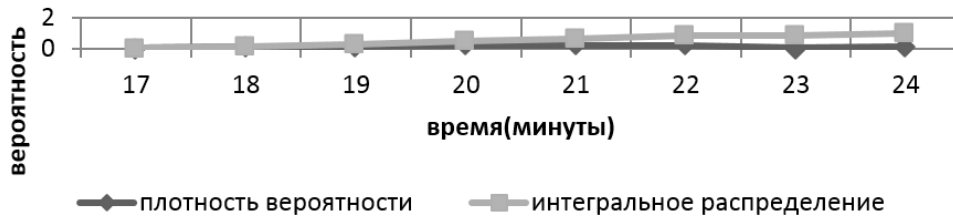


Рис. 1. Графики плотности вероятности и интегрального распределения перерывов в наблюдении точки на широте 80 градусов.

В таблице 4 для полученной ОГ КА указаны максимальные и средние перерывы в наблюдении по широтам наблюдаемой точки с шагом в 10 градусов.

Таблица 4. Максимальные и средние перерывы в наблюдении по широтам наблюдаемой точки.

Широта ⁰	Макс. перерыв (мин.)	Средний перерыв (мин.)
0	330	40,76
10	371	43,77
20	365	44,44
30	254	39,08
40	70	23,30
50	43	17,69
60	28	16,18
70	25	16,35
80	24	20,96
90	26	25,91

Если минимизировать перерывы наблюдения в северных широтах, то возникает существенная неравномерность просмотра средних широт.

Расчет построения ОГ КА по критерию минимизации среднего перерыва в наблюдении.

Параметры орбиты для ОГ КА такие же, как в прошлом примере: 6 КА, высота орбиты 900км, угол наклона орбиты 67.1°, радиус обзора КА 3000км.

Расчет производится для трех точек на 0° долготы, в широтном диапазоне 50°-70° широты с шагом 10°. Требуется минимизировать среднее значение перерыва в наблюдении. Наилучший результат достигается при следующем построении:

Таблица 5 Параметры ОГ КА из 6 КА, рассчитанные по критерию минимизации среднего перерыва в наблюдении.

№ КА	1	2	3	4	5	6
Долгота узла ⁰	300	240	180	120	60	10
Запаздывание относительно 1-ого КА (мин.)	0	1/6 T	1/3 T	1/2 T	0	2/3 T

Средний перерыв в наблюдении 21.85 минут, максимальный перерыв – 53 минуты.



Рис. 2. Графики плотности вероятности и интегрального распределения перерывов в наблюдении точек в широтном диапазоне 50°-70° широты с шагом 10°.

На графике видно, что наибольший перерыв составляет 53 минуты, но наиболее часто наблюдаемая точка находится вне зоны обзора орбитальной группировки от 2 до 15 минут.

Заключение

Была разработана математическая модель, которая позволяет обеспечить оптимальное построение орбитальной группировки КА для достижения следующих целей:

- получения минимального количества КА при заданном перерыве в наблюдении;
- построение группировки КА, обладающей свойством минимизации максимального либо среднего перерыва наблюдения в другом случае. Расчет производится для одной или нескольких точек в заданном широтном поясе поверхности Земли.

Приведены зависимости, отвечающие за связь параметров орбиты с длительностью цикла изомаршрутности. В некоторых случаях использование свойства изомаршрутности позволяет сократить время вычисления оптимального расположения КА в ОГ.

Кроме того, используя полученную математическую модель, для ОГ КА можно рассчитать интервалы видимости и перерывы в наблюдении для одной или нескольких точек Земли с заданными координатами. На основе полученных данных можно сделать расчет статистических характеристик перерывов наблюдения по заданным координатам точек. А именно, среднее значение перерыва в наблюдении, интегральное распределение длительностей перерывов в наблюдении. С помощью этих данных можно наглядно оценить число и длительность временных интервалов, на которых наблюдаемая точка находится вне зоны обзора КА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Баринов К.Н., Мамон П.А. Теория полета космических аппаратов // М.: МО СССР, 1974.
2. Бахшиян Б.Ц., Федяев К.С. Основы космической баллистики и навигации. // Москва, 2013. Серия «Механика, управление и информатика».
3. Иванов Н.М., Лысенко Л.И. Баллистика и навигация космических аппаратов: Учебник для вузов // 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Дрофа, 2004.
4. Коваленко А.Ю. Баллистическое проектирование разнородной системы КА с заданным циклом замыкания трассы// Тр. СПИИРАН, 2015, выпуск 40, стр. 45-54.
5. Основы теории полета космических аппаратов. / Под ред. д-ра физ.-мат. наук Нариманова Г.С. и д-ра техн. наук Тихонравова М.К. — М.: Машиностроение, 1972. (Серия «Основы теории полета и проектирования космических аппаратов»).
6. Эльясберг П.Е. Введение в теорию полета искусственных спутников Земли // М.: Наука, 1965.
7. Эскобал П. Методы определения орбит // М.: Мир, 1970.
8. Механика космического полета в элементарном изложении, 3-е изд., доп. и перераб. — М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1980.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ХАОТИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В АНСАМБЛЕ ОСЦИЛЛЯТОРОВ И МНОГОКОНТУРНОМ АВТОГЕНЕРАТОРЕ

Станкевич Н.В.^{1,2}, Попова Е.С.², Бурашников В.В.¹, Селезнев Е.П.^{2,3}

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.

stankevichnv@mail.ru

²Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

⁴Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского

В работе представлено численное исследование связанных в кольцо осцилляторов ван дер Поля и многоконтурного генератора с общей схемой управления на базе осцилляторов ван дер Поля. Проведено исследование динамики систем. Показано, что в таких системах могут реализовываться квазипериодические колебания с различным числом несоизмеримых частот, а также хаотические колебания, возникающие в результате разрушения многочастотных торов. Проведено исследование особенностей хаотической динамики с помощью анализа спектров Фурье и спектра показателей Ляпунова. Показано, что хаотическая динамика, возникающая при разрушении многочастотных торов может иметь дополнительные нулевые показатели Ляпунова, а также обладает широкополосным спектром. Такие системы представляют интерес для систем скрытой коммуникации на базе динамического хаоса.

Введение

Одним из перспективных направлений прикладного использования радиофизических генераторов являются системы скрытой коммуникации на базе синхронизации хаотических сигналов [1-3]. Такого рода задачи предъявляют определенные требования к генераторам сложных сигналов. Одним из важнейших свойств является широкополосность, генерируемого сигнала. Свойство широкополосности может быть связано со сценарием, в результате которого формируется хаотический сигнала. Так, например, при формировании хаотического сигнала в результате разрушения многочастотных торов спектр будет содержать компоненты разрушенных торов. В данном контексте можно вспомнить о сценарии Ландау-Хопфа, когда хаотическая динамика возникает в результате вовлечения большого числа частотных компонент [4]. Наиболее удобными моделями для реализации устойчивых многочастотных квазипериодических колебаний являются многоконтурные генераторы [5] или ансамбли взаимодействующих автоколебательных систем [6-7]. В работе [6] была разработана модель, представляющая собой ансамбль связанных осцилляторов ван дер Поля, в котором наблюдалась последовательность квазипериодических бифуркаций. Однако, в такой модели области хаотической динамики в пространстве параметров - малы. В рамках данной работы предлагается сравнительное исследование ансамбля связанных осцилляторов ван дер Поля и многоконтурного генератора на базе осцилляторов ван дер Поля, в которых наблюдается формирование хаоса в результате разрушения многочастотного тора, и особое внимание уделено спектральным характеристикам хаотических аттракторов.

Ансамбль взаимодействующих осцилляторов

Сначала рассмотрим ансамбль взаимодействующих осцилляторов ван дер Поля со связью типа "кольцо", математическую модель которого можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 \ddot{x} - (\lambda_1 - x^2)\dot{x} + x + \frac{\mu}{2}(2x - w - y) &= 0, \\
 \ddot{y} - (\lambda_2 - y^2)\dot{y} + (1 + \frac{\Delta}{4})y + \frac{\mu}{2}(2y - x - z) &= 0, \\
 \ddot{z} - (\lambda_3 - z^2)\dot{z} + (1 + \frac{\Delta}{2})z + \frac{\mu}{2}(2z - y - v) &= 0, \\
 \ddot{v} - (\lambda_4 - v^2)\dot{v} + (1 + \frac{3\Delta}{4})v + \frac{\mu}{2}(2v - z - w) &= 0, \\
 \ddot{w} - (\lambda_5 - w^2)\dot{w} + (1 + \Delta)w + \frac{\mu}{2}(2w - v - x) &= 0.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Здесь x, y, z, v, w - динамические переменные осцилляторов, λ_i - параметры, отвечающие за возбуждение автоколебаний в каждом индивидуальном осцилляторе ван дер Поля, Δ - частотная

расстройка между осцилляторами, μ - коэффициент связи. В работе [6] рассматривался подобный ансамбль, только с глобальной связью. Частоты генераторов распределены эквидистантно по кольцу. Обязательным условием для возникновения последовательности квазипериодических бифуркаций Хопфа была неидентичность по параметрам возбуждения λ_i . В случае идентичности по параметрам возбуждения в системе возникают вырождения и, таким образом, можно сохранить в пространстве параметров области многочастотных квазипериодических колебаний. В нашей работе мы зафиксируем идентичными все параметры возбуждения $\lambda_i = \lambda = 0.5$ и рассмотрим особенности динамики системы при малой силе связи и вариации параметра частотной расстройки.

Основной инструментарий, позволяющий идентифицировать сложные колебательные режимы, включая хаос, гиперхаос, а также классифицировать многочастотные квазипериодические режимы - это спектр показателей Ляпунова. Для модели (1) был рассчитан спектр показателей Ляпунова с помощью алгоритма Бенеттина и ортогонализацией по Грамму-Шмидту. Так как сложные колебательные режимы и квазипериодические колебания с различным числом частотных компонент сохраняются только при малой силе связи взаимодействия в ансамбле, мы зафиксировали этот параметр, как $\mu = 0.12$. На рис. 1а представлен однопараметрический график зависимости пяти старших показателей Ляпунова при вариации частотной расстройки между осцилляторами в ансамбле. На представленном графике по сигнатуре спектра показателей Ляпунова можно выделить 9 типов динамического поведения, которые детально описаны в Таблице 1. При малой частотной расстройке реализуются периодические колебания. При небольшом увеличении частотной расстройки наблюдаются две бифуркации седло-узел в результате которых наблюдается переход от периодических колебаний к трехчастотным квазипериодическим. После чего наблюдается разрушение трехчастотного тора с формированием хаотической динамики. Хаос, возникший в результате разрушения высокочастотных торов, обладает своей спецификой: в спектре показателей Ляпунова такого режима могут присутствовать дополнительные нулевые экспоненты, отвечающие за нейтральные направления, сохранившиеся при разрушении высокочастотных торов. Таким образом, в результате разрушения трехчастотного тора в ансамбле (1) формируется хаос с одним положительным и двумя нулевыми показателями Ляпунова. При дальнейшем увеличении параметра Δ , отвечающего за частотную расстройку, одна из нулевых экспонент становится положительной и в системе наблюдается гиперхаос. Далее наблюдается переход к хаосу с одним положительным и одним нулевым показателем, который при дальнейшем увеличении частотной расстройки трансформируется в четырехчастотные квазипериодические колебания. Далее происходит разрушение четырехчастотного тора, и возникает сначала хаос с одним положительным и двумя нулевыми показателями Ляпунова, а далее развивается хаос с одним положительным и тремя нулевыми показателями в спектре. Затем на графике наблюдается постепенное уменьшение старших показателей Ляпунова, происходит переход к хаосу с одним положительным и двумя нулевыми показателями, и далее все пять показателей приходят к нулевому значению, при этом шестой показатель остается отрицательным. Таким образом, в итоге формируется пятичастотный квазипериодический режим, который и остается устойчивым при дальнейшем увеличении частотной расстройки.

Таблица 1. Список возможных динамических режимов, соответствие их сигнатуры спектра показателей Ляпунова и обозначения.

Режим	Сигнатура спектра показателей Ляпунова	Обозначение
Периодический	(0,-,-,-,-,-,-,-,-)	1
Двухчастотный квазипериодический	(0,0,-,-,-,-,-,-,-)	2
Трехчастотный квазипериодический	(0,0,0,-,-,-,-,-,-)	3
Четырехчастотный квазипериодический	(0,0,0,0,-,-,-,-,-)	4
Пятичастотный квазипериодический	(0,0,0,0,0,-,-,-,-)	5
Хаос	(+,0,-,-,-,-,-,-,-)	c1
Хаос с одним дополнительным нулевым показателем Ляпунова	(+,0,0,-,-,-,-,-,-)	c2
Хаос с двумя дополнительным нулевым показателем Ляпунова	(+,0,0,0,-,-,-,-,-)	c3
Гиперхаос	(+,+,0,-,-,-,-,-,-)	c4
Гиперхаос с одним дополнительным нулевым показателем Ляпунова	(+,+,0,0,-,-,-,-,-)	c5

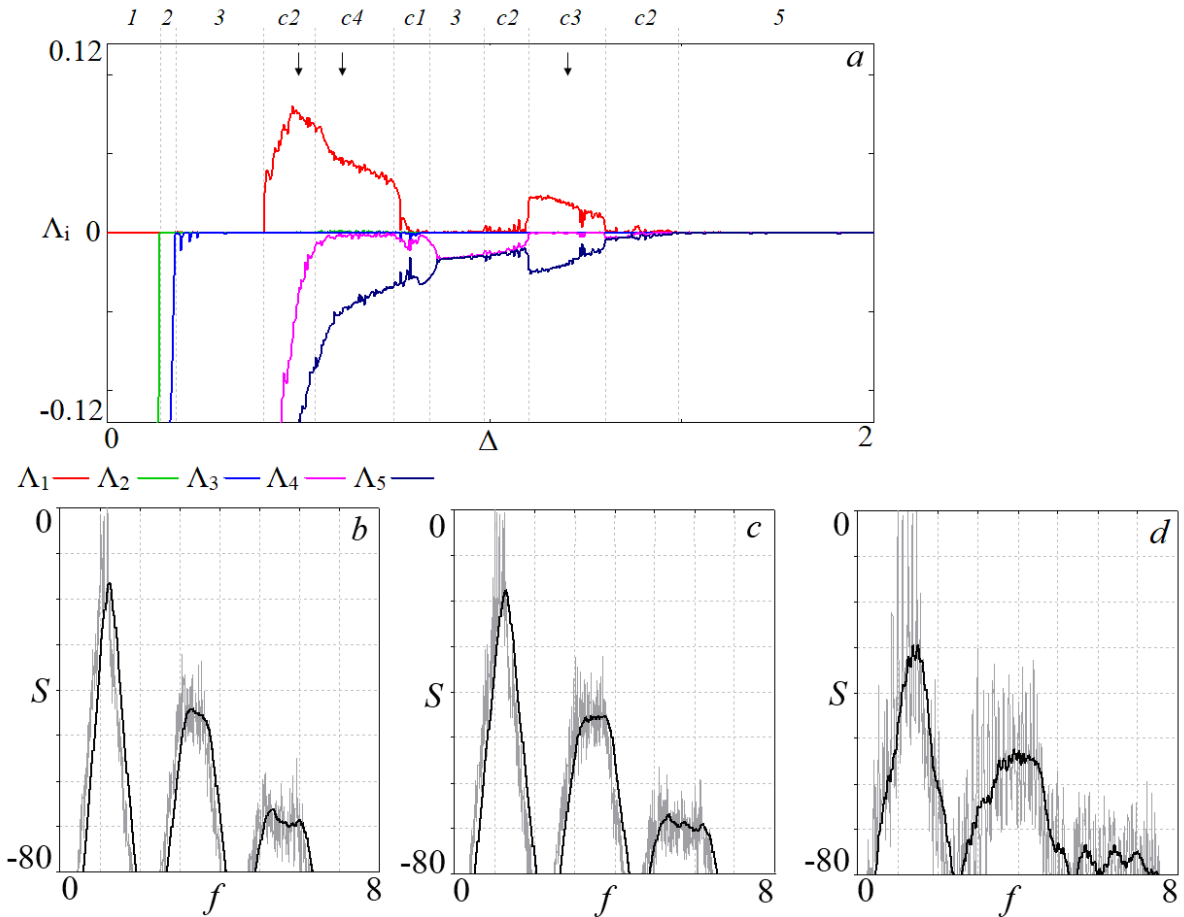


Рис. 1. а - график зависимости шести старших показателей Ляпунова ансамбля взаимодействующих осцилляторов ван дер Поля (1) при $\lambda=0.5, \mu=0.12$. На рисунке пунктирными линиями отмечены области различных динамических режимов в соответствии с обозначениями в Табл.1. б-г - Спектры Фурье ансамбля взаимодействующих осцилляторов ван дер Поля (1) для различных хаотических режимов при $\lambda=0.5, \mu=0.12$, а) $\Delta=0.5$; б) $\Delta=0.61$; в) $\Delta=1.2$. На рис.1а стрелками указаны соответствующие значения параметров.

В настоящей работе мы хотим сконцентрироваться на спектральных свойствах наблюдаемых хаотических режимов с различным спектром показателей Ляпунова. На рис. 1*b* показан пример спектра Фурье для такого динамического режима при $\Delta=0.5$, серым цветом показан спектр, а черным - линия, отвечающая усреднению по 120 соседним значениям. Пять старших показателей Ляпунова для такого режима имеют следующие значения: $\Lambda_1=0.0075$, $\Lambda_2=0.0$, $\Lambda_3=0.0$, $\Lambda_4=-0.0038$, $\Lambda_5=-0.0124$. Как видно из рисунка для хаотического сигнала спектр является непрерывным, хотя некоторые дискретные компоненты сохраняются. В окрестности пика основной частоты, а также кратного трем и пяти формируются полосы сплошного спектра. Для основной частоты, а это частота первого генератора f_1 , ширина полосы составляет около $0.2 f_1$, на частоте утроенной гармоники ширина полосы составила $0.7 f_1$, а на частоте пятой гармоники ширина полосы - $1.1 f_1$. Таким образом, для всех трех рабочих частотных полос, можно говорить о формировании широкополосного хаотического сигнала. При $\Delta \approx 0.5516$ второй показатель Ляпунова становится положительным и, таким образом, формируется гиперхаос. На рис.1*c* представлен пример спектра Фурье гиперхаотического режима. Форма спектра Фурье в этом случае остается такой же, следует отметить небольшое расширение полос на всех частотах и более равномерную спектральную плотность мощности. Также рассмотрим третий вид хаотического аттрактора, который наблюдается в рассматриваемом ансамбле осцилляторов, когда в спектре показателей Ляпунова присутствуют один положительный и три нулевых показателя Ляпунова. Спектр Фурье такого динамического режима показан на рис.1*d*. Для такого режима характерно наличие большого количества дискретных компонент в спектре, уменьшение амплитуды для всех частотных компонент.

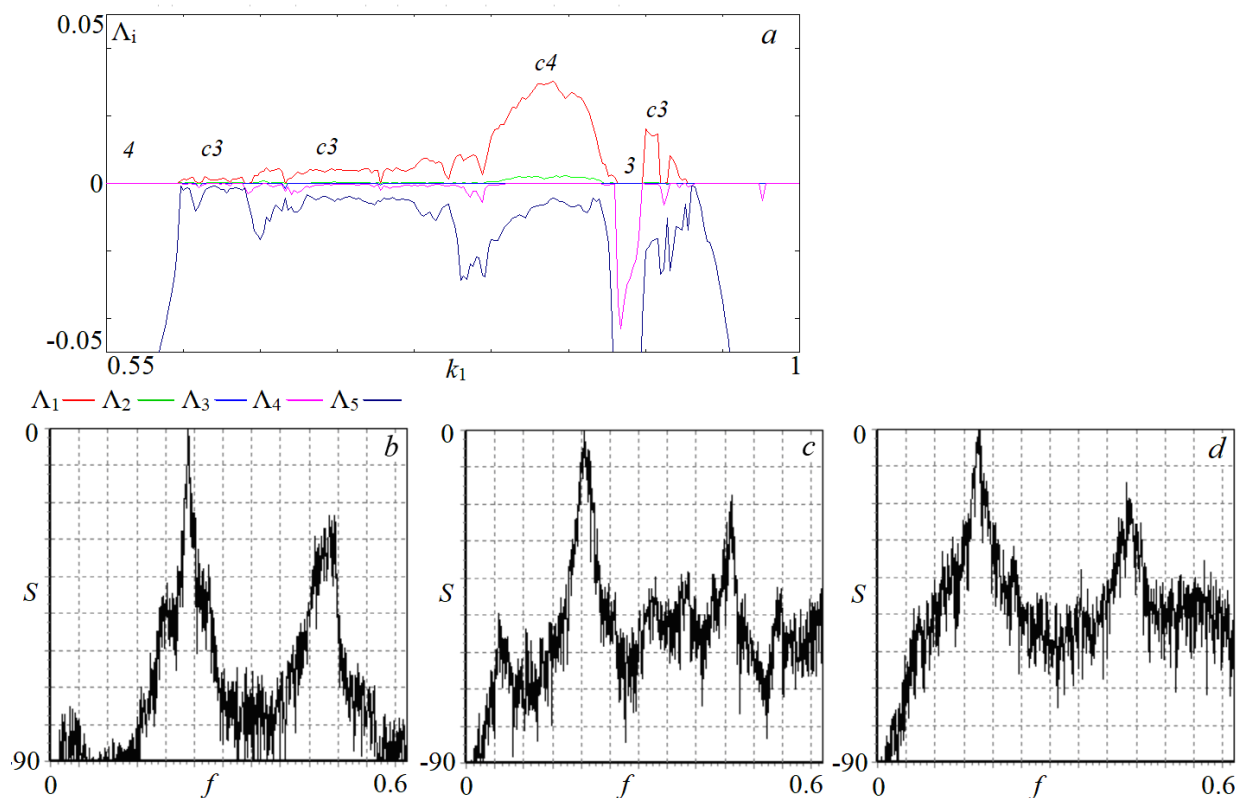


Рис.2. а - График зависимости пяти старших показателей Ляпунова многоконтурного автогенератора (2) при $\Delta_1=1$, $\Delta_2=3$, $\Delta_3=11$, $\Delta_4=41$, $\Delta_5=153$, $k_2=k_3=k_4=0.5$, $k_5=0.65$. б-г - Спектры Фурье модели (2), демонстрирующие развитие гиперхаоса на базе разрушения четырехчастотного тора б) $k_1=0.67$; в) $k_1=0.8$; г) $k_1=0.85$.

Многоконтурный автогенератор

Другой альтернативой генератора, в котором будет возможность реализовать многочастотные квазипериодические колебания и их разрушение является многоконтурный автогенератор, математическую модель которого можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned}
\ddot{x} - (\lambda k_1 - x^2)\dot{x} + \omega_1^2 x + k_0(k_2\dot{y} + k_3\dot{z} + k_4\dot{v} + k_5\dot{w}) &= 0, \\
\ddot{y} - (\lambda k_2 - y^2)\dot{y} + \omega_2^2 y + k_0(k_1\dot{x} + k_3\dot{z} + k_4\dot{v} + k_5\dot{w}) &= 0, \\
\ddot{z} - (\lambda k_3 - z^2)\dot{z} + \omega_3^2 z + k_0(k_1\dot{x} + k_2\dot{y} + k_4\dot{v} + k_5\dot{w}) &= 0, \\
\ddot{v} - (\lambda k_4 - v^2)\dot{v} + \omega_4^2 v + k_0(k_1\dot{x} + k_2\dot{y} + k_3\dot{z} + k_5\dot{w}) &= 0, \\
\ddot{w} - (\lambda k_5 - w^2)\dot{w} + \omega_5^2 w + k_0(k_1\dot{x} + k_2\dot{y} + k_3\dot{z} + k_4\dot{v}) &= 0.
\end{aligned} \tag{2}$$

Здесь x, y, z, v, w – динамические переменные; $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4, \omega_5$ – частоты собственных автоколебательных мод; k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 – коэффициенты возбуждения колебательных мод в каждом автогенераторе. Для возможности возникновения многомодовых автоколебаний частоты были разнесены следующим образом: $\omega_1=1, \omega_2=3, \omega_3=11, \omega_4=41, \omega_5=153$. Из системы уравнений понятно, что управляющими параметрами системы являются коэффициенты усиления активных элементов.

Также, как и для ансамбля взаимодействующих осцилляторов классифицировать сложную динамику мы будем с помощью анализа спектра показателей Ляпунова. На рис.2а представлен график зависимости пяти старших показателей Ляпунова в зависимости от коэффициента усиления моды первого генератора. На рисунке представлена область в пространстве параметров, где наблюдается разнообразная хаотическая динамика. Хаотическая динамика развивается на базе трех- и четырехчастотных квазипериодических режимов. В спектре показателей Ляпунова, также как и для ансамбля осцилляторов присутствуют дополнительные нулевые показатели Ляпунова.

Таким образом, показано, что в ансамбле взаимодействующих осцилляторов и многоконтурном автогенераторе возможно возникновение хаотической динамики с различным спектром показателей Ляпунова в результате разрушения многочастотных квазипериодических колебаний. Хаотически колебания, возникающие таким образом, характеризуются широкополосным спектром.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых МК-31.2019.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. 252с.
2. Короновский А.А., Москаленко О.И., Храмов А.Е.//УФН. 2009. Т. 179. В. 12. С. 1281—1310.
3. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И. Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012. 424с.
4. Landau L.D. // Akad. Nauk Dok. 1944. Vol. 44. P. 339. [English translation: Collected Papers of L.D. Landau, ed. D. ter Haar, 1965 (Pergamon, CityplaceOxford)].
5. Станкевич Н.В., Астахов О.В., Кузнецов А.П., Селезнев Е.П. // Письма В ЖТФ. 2018. Т.44. В.10. С. 46-54.
6. Kuznetsov A.P., Kuznetsov S.P., Sataev I.R., Turukina L.V. // Physics Letters A. 2013. V. 377. PP. 3291–3295
7. Kuznetsov A.P., Kuznetsov S.P., Shchegoleva N.A., Stankevich N.V. // Physica D. 2019. V. 398. PP. 1-12.

МЕТОД АКТИВНОЙ ДИАГНОСТИКИ ИОНОСФЕРНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ С ВЫСОКООРБИТАЛЬНОГО СПУТНИКА

Мурлага А.Р., Ершов Г.В.

АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

myrlaga_olga@mail.ru, mlcro4nn@mail.ru

Статья посвящена изучению коэффициента отражения ионосферного возмущения при помощи активной диагностики со спутника. В пятно диаграммы направленности антенной системы спутника, находящегося на высоких орбитах, кроме ионосферных возмущений, имеющих сравнительно небольшой размер, будет попадать и невозмущенная область ионосферы. Для обработки получаемой информации предложена математическая модель, позволяющая разделить отражение от ионосферного возмущения и невозмущенной области ионосферы.

Различные процессы, протекающие в ионосфере, при определенных условиях приводят к возникновению в ней заметных локальных возмущений [1 – 3]. Если ионосферное возмущение возникнет в канале связи, это может привести к частичной или полной потере информации, содержащейся в принятом сигнале. Активная диагностика со спутника может позволить обнаружить ионосферное возмущение в данной области ионосферы и оценить степень его влияния на распространение сигнала, что является важной задачей для минимизации потерь информации в каналах связи.

Представим следующую модельную ситуацию. Спутник в процессе своего движения по орбите, постоянно осуществляя активное зондирование ионосферы, получает от нее отклик, характерный для невозмущенной ионосферы. В некоторый момент времени характер отражения от ионосферы резко изменяется, что может означать наличие в данной области ионосферы ионосферных возмущений.

Если спутник является высокоорбитальным, то в пятно диаграммы направленности его антенной системы вероятно будет попадать не только ионосферное возмущение, имеющее сравнительно небольшие размеры, но и часть невозмущенной области ионосферы.

Математически описанная ситуация может быть выражена следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} W_1 = W_0 \cdot k_1 \\ W_1^* = W_{01} \cdot k_1 + W_{02} \cdot k_2 \end{cases} \quad (1)$$

где W_1 – отражение от невозмущенной области ионосферы, W_1^* – суммарное отражение от ионосферного возмущения и невозмущенной области ионосферы, W_0 – мощность зондирующего сигнала, W_{01} – вклад в суммарное отражение невозмущенной области ионосферы, W_{02} – вклад в суммарное отражение ионосферного возмущения, k_1 – коэффициент отражения от невозмущенной области ионосферы, k_2 – коэффициент отражения от ионосферного возмущения.

Полагая равномерное распределение энергии в пятне диаграммы направленности антенной системы спутника, получаем:

$$\begin{cases} W_1 = W_0 \cdot k_1 \\ W_1^* = \frac{W_0}{S} \cdot (S - S_2) \cdot k_1 + \frac{W_0}{S} \cdot S_2 \cdot k_2 \end{cases} \quad (2)$$

где S – площадь пятна диаграммы направленности антенной системы спутника в месте отражения зондирующего сигнала от ионосферы, S_2 – площадь ионосферного возмущения.

В системе уравнений (2) известными величинами являются мощности W_1 и W_1^* , непосредственно измеряемые спутником, а также площадь S , рассчитываемая на основе времени прихода отраженного от ионосферы сигнала.

Таким образом, неизвестными остаются четыре величины: коэффициенты отражения от невозмущенной ионосферы и от ионосферного возмущения k_1 и k_2 , соответственно, площадь S_2 , а также мощность W_0 .

Получается, что разделить отражение от ионосферного возмущения и невозмущенной области ионосферы на основе имеющейся информации не представляется возможным.

Целью настоящей статьи является разработка математической модели, позволяющей оценить вклад ионосферного возмущения в суммарное отражение и определить коэффициент отражения от ионосферного возмущения.

В предлагаемой в настоящей статье математической модели предполагается, что содержащаяся в пятне диаграммы направленности антенной системы спутника невозмущенная область ионосферы,

включающая в себя ионосферное возмущение, вытягивается на заданную величину L . Получаемый таким образом объект будем называть далее исследуемым объектом.

Анализ картины отражений от исследуемого объекта в типовой программной среде электродинамического моделирования позволит оценить вклад ионосферного возмущения в суммарное отражение и определить коэффициент отражения от ионосферного возмущения.

Исходные положения математической модели

1. Исследуемый образец представляет собой двухслойную структуру толщины L , имеет плоские границы слоев, ориентирован по отношению к падающему излучению так, как показано на рис. 1. Второй материал находится полностью внутри первого материала, площадь поперечного сечения второго материала равна S_2 при общей площади поперечного сечения образца, равной S .

2. Электромагнитная волна мощности W_0 в полосе частот от f_1 до f_2 падает нормально на образец.

3. Электромагнитная волна при распространении от источника излучения до образца и обратно потерь не испытывает.

4. Каждый из слоев образца является однородным.

5. Изменение мощности электромагнитной волны при распространении через образец прямо пропорционально самой мощности электромагнитной волны.

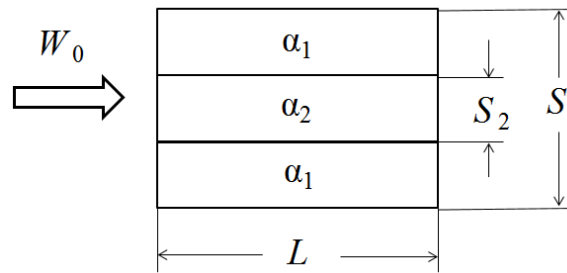


Рис. 1. Постановка модельного эксперимента для определения картины отражений от исследуемой структуры.

Указанные исходные положения математической модели приводят к следующей системе уравнений:

$$\begin{cases} W_1^* = \frac{W_0}{S} \cdot (S - S_2) \cdot k_1 + \frac{W_0}{S} \cdot S_2 \cdot k_2 \\ W_2 = \frac{W_0}{S} \cdot (S - S_2) \cdot (1 - k_1)^2 \cdot e^{-2 \cdot \alpha_1 \cdot L} \cdot k_1 \\ W_3 = \frac{W_0}{S} \cdot S_2 \cdot (1 - k_2)^2 \cdot e^{-2 \cdot \alpha_2 \cdot L} \cdot k_2 \\ W_4 = \frac{W_0}{S} \cdot (S - S_2) \cdot (1 - k_1)^2 \cdot e^{-2 \cdot \alpha_1 \cdot L} \\ W_5 = \frac{W_0}{S} \cdot S_2 \cdot (1 - k_2)^2 \cdot e^{-2 \cdot \alpha_2 \cdot L} \end{cases}, \quad (3)$$

где α_1 – коэффициент затухания в первом материале, α_2 – коэффициент затухания во втором материале, W_2 и W_4 – отражение от задней границы первого материала при отсутствии и наличии металла на его задней границе, соответственно, W_3 и W_5 – отражение от задней границы второго материала при отсутствии и наличии металла на его задней границе, соответственно.

Варьируя параметры модели в пределах известных границ и используя априорные данные о невозмущенной ионосфере и ионосферных возмущениях, из системы уравнений (3) можно оценить вклад ионосферного возмущения в суммарное отражение и определить коэффициент отражения от ионосферного возмущения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chevalier M.W., Peter W.B., Inan U.S., and Bell T.F., Spasojevic M. Remote sensing of ionospheric disturbances associated with energetic particle precipitation using the South Pole VLF beacon // J. Geophys. Res., 112, A11306, doi:10.1029/2007JA012425, 2007.

2. Stenzel R.L., Whistler waves in space and laboratory plasmas // J. Geophys. Res., vol. 104, no. A7, pp. 14379-14395, 1999.

3. Wu, J., Wu J., Rietveld M.T., Haggstrom I., Zhao H., and Xu Z., The behavior of electron density and temperature during ionospheric heating near the fifth electron gyrofrequency // *J. Geophys. Res. Space Physics*, 122, doi:10.1002/2016JA023121, 2017.

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Габриэлян Д.Д., Демченко В.И., Султанов О.З., Федоров Д.С., Шлаферов А.Л.

Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи

Федеральный научно-производственный центр

d.gabrieljan2011@yandex.ru

Рассматриваются результаты исследований применения нелинейной обработки сигналов для повышения разрешающей способности спутниковых радиолокационных систем дистанционного зондирования на базе малого космического аппарата. Алгоритм основан на перемножении сигналов, принимаемых АФАР, установленными на малых космических аппаратах в составе спутниковой радиолокационной системы. Приводятся результаты моделирования.

Введение

Одним из перспективных направлений использования околоземного космического пространства (ОКП) является проведение дистанционного зондирования Земли с использованием активных радиолокационных систем, устанавливаемых на малых и микрокосмических космических аппаратах (МКА и МкКА соответственно) [1-4].

Как показывают ранее выполненные исследования [5], достигаемые при существующих ограничениях на размеры и мощность системы энергоснабжения (СЭС) параметры разрешающей способности составляют:

- по углу азимута ρ_x (в направлении движения МКА) 3 м;
- по углу места ρ_y (в перпендикулярном направлении) не лучше 10 м.

Для повышения и обеспечения субметровых значений (менее 1 м) разрешающей способности ориентировочно необходимы следующие параметры радиолокационной системы [5]:

- размер излучающего раскрыва $2,5 \times 1,4$ м и потребляемая мощность 4500 Вт или
- размер излучающего раскрыва $4,3 \times 4,4$ м и потребляемая мощность 1500 Вт.

В то же время повышение разрешающей способности в спутниковых системах дистанционного зондирования может быть достигнуто при использовании нелинейной обработки сигналов, принимаемых активной фазированной антенной решеткой (АФАР) с формированием «ножевых» ДН.

Целью доклада является анализ возможности повышения разрешающей способности спутниковых радиолокационных систем дистанционного зондирования с АФАР на базах МКА и МкКА путем применения нелинейной обработки сигналов в антенных системах.

Научные задачи, связанные с достижением цели:

1. Разработка алгоритма нелинейной обработки сигналов в АФАР спутниковой системы дистанционного зондирования на основе МКА и МкКА.
2. Исследование взаимосвязи параметров обработки сигналов и разрешающей способности радиолокационных изображений.

Алгоритм нелинейной обработки сигналов в АФАР спутниковой системы дистанционного зондирования на основе МКА и МкКА

Рассмотрим в качестве основы орбитального сегмента спутниковой радиолокационной системы дистанционного зондирования МКА с установленной на нем квазилинейной АФАР, ориентированной в поперечном направлении по отношению к направлению движения спутника. При использовании режима радиосинтезированной апертуры отраженные сигналы могут моделироваться с использованием соотношения

$$\dot{s}(\vec{\rho}) = \sqrt{\sigma_0(\vec{\rho})} \cdot \exp[i\psi(\vec{\rho})], \quad (1)$$

где $\sigma_0(\vec{\rho})$ - удельная эффективная площадь рассеяния элемента снимаемой поверхности; $\psi(\vec{\rho})$ - сдвиг начальной фазы отраженного сигнала.

Формирование отраженного сигнала может быть представлено, как предложено в [6], в виде трех процессов:

1) излучение зондирующих сигналов в виде последовательности модулированных импульсов $\dot{u}_n(t)$, формируемых n -м антенным элементом АФАР ($n = 1, \dots, N$);

2) отражение зондирующего сигнала от каждого элемента поверхности с комплексным коэффициентом $\dot{s}(\vec{\rho})$;

3) формирование отраженного сигнала как суперпозиции элементарных отраженных сигналов с учетом суммарных задержек распространения зондирующих сигналов и парциальных отраженных сигналов на линиях вниз и вверх. Такая суперпозиция для АФАР каждого МКА может быть представлена в виде суммы комплексных огибающих отраженных импульсов

$$\begin{aligned} \dot{U}(t) = & \sum_{n=1}^N A_n(t) \cdot \exp[-i \cdot k \cdot \sin \theta_0 (x_n \cos \varphi_0 + y_n \sin \varphi_0)] \times \\ & \times \sum_{m=1}^M \exp\left[-\frac{4\pi i}{\lambda} R_{n,m}(t)\right] \cdot \sqrt{\sigma_m(\vec{\rho})} \cdot \exp[i\psi_m(\vec{\rho})], \end{aligned} \quad (2)$$

где $R_{n,m}(t)$ - зависящее от времени расстояние между n -м антенным элементом АФАР и m -м отражающим участком; M - количество отражающих участков при моделировании зондируемой области; θ_0 и φ_0 - угловые направления, определяющие положение главного максимума диаграммы направленности (ДН) в системе координат излучающего раскрыва АФАР.

Рассмотрим алгоритм зондирования поверхности с использованием двух МКА, показанный на рис. 1.

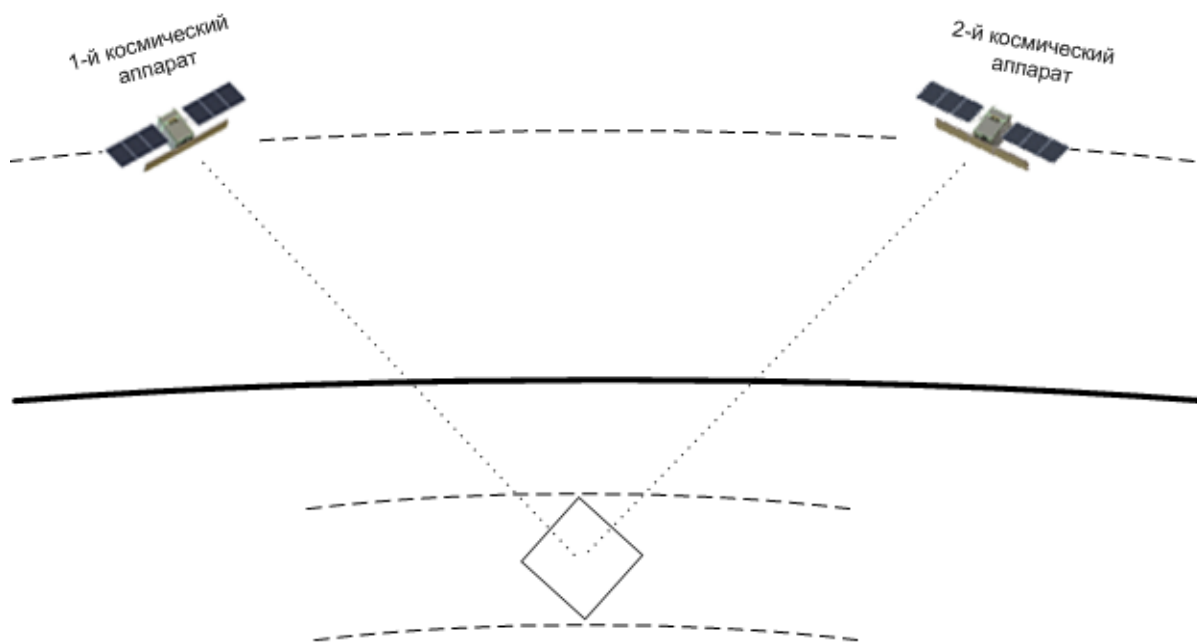


Рис. 1 Режим зондирования поверхности с двух ортогональных ракурсов

Угловая зависимость отраженного сигнала от m -го участка в направлении движения первого МКА (МкКА) указанная зависимость определяется соотношением

$$\begin{aligned} \dot{U}_x(t) = & \sum_{n=1}^{N_x} A_n(t) \cdot \exp[-i \cdot k \cdot \sin \theta_0 (x_n \cos \varphi_0 + y_n \sin \varphi_0)] \times \\ & \times \sum_{m=1}^M \exp\left[-\frac{4\pi i}{\lambda} R_{n,m}^{(x)}(t)\right] \cdot \sqrt{\sigma_m(\vec{\rho})} \cdot \exp[i\psi_m(\vec{\rho})], \end{aligned} \quad (3)$$

где N_x - количество виртуальных элементов АФАР в режиме РСА в направлении движения спутника; $R_{n,m}^{(x)}(t)$ - зависящее от времени расстояние между n -м антенным элементом АФАР и m -м отражающим участком вдоль направления движения спутника.

Аналогично угловая зависимость, полученная с использованием второго МКА, может быть записана и для поперечной плоскости

$$\begin{aligned} \dot{U}_y(t) = & \sum_{n=1}^N A_n(t) \cdot \exp[-i \cdot k \cdot \sin \theta_0 (x_n \cos \varphi_0 + y_n \sin \varphi_0)] \times \\ & \times \sum_{m=1}^M \exp\left[-\frac{4\pi i}{\lambda} R_{n,m}^{(y)}(t)\right] \cdot \sqrt{\sigma_m(\vec{\rho})} \cdot \exp[i\psi_m(\vec{\rho})]. \end{aligned} \quad (4)$$

При использовании нелинейной обработки сигналов в виде произведения сигналов $\dot{U}_x(t)$ и $\dot{U}_y(t)$ достигается высокая разрешающая способность в обеих плоскостях:

- в плоскости вдоль направления движения спутника путем использования режима РСА;
- в поперечной по отношению к направлению движения спутника плоскости за счет направленных свойств квазилинейной АФАР, ориентированной большей стороной в поперечной плоскости.

Исследование взаимосвязи параметров обработки сигналов и разрешающей способности радиолокационных изображений

Результаты формирования радиолокационного изображения представлены для случая наблюдения девяти объектов с различным значением эффективной площади рассеяния (ЭПР), расположенных в узлах сетки 3×3 . При этом в направлении движения ИСЗ ЭПР объектов уменьшаются, а в ортогональном направлении, в направлении поперечном движению ИСЗ являются постоянными. При проведении моделирования принято, что в каждом из рядов являются одинаковыми. ЭПР объектов в первом ряду составляет $2,5 \text{ м}^2$, ЭПР объектов во втором ряду - $2,0 \text{ м}^2$ и ЭПР объектов в третьем ряду - $1,5 \text{ м}^2$.

Распределение уровней отраженных сигналов, получаемых с использованием АФАР первого и второго МКА, а также соответствующие им графики приведены на рис. 2. Распределение уровней (рис. 2,а) и 3D график (рис. 2,б) получены в режиме РСА с использованием квазилинейных АФАР обоих МКА. Распределение уровней (рис. 2,в) и 3D график (рис. 2,г) получены с использованием направленных свойств квазилинейных АФАР обоих МКА. Последующая нелинейная обработка принятых сигналов позволяет обеспечить высокую разрешающую способность по обеим координатам, как показано на рис. 2,д и рис. 2,е.

В то же время необходимо отметить и недостаток предложенного алгоритма обработки, который будет проявляться при зондировании группы объектов с различными значениями ЭПР. В частности, при наличии объекта с большим значением ЭПР высокий уровень отраженного сигнала будет получен для всех объектов, находящихся в данном ряду. Это приведет при последующей обработке к изменению соотношений между уровнями принимаемых от различных объектов сигналов и, как следствие, к возможному искажению получаемого радиолокационного изображения.

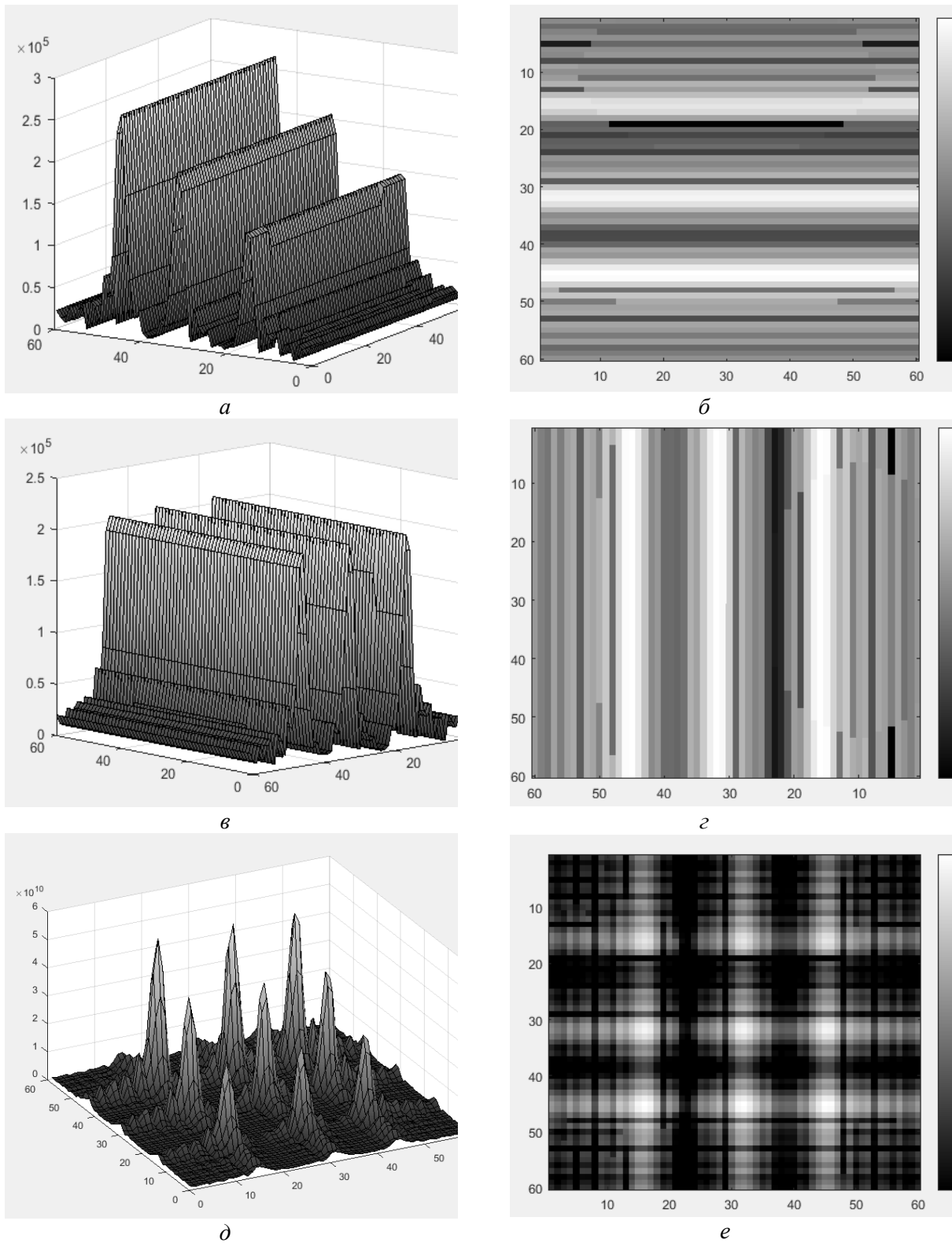


Рис. 2 Формирование радиолокационных изображений в режиме зондирования поверхности с двух ортогональных ракурсов:
 изображение, получаемое первым МКА: *a* – (3D график), *б* – (линии уровней);
 изображение, получаемое вторым МКА: *в* – (3D график), *г* – (линии уровней);
 изображение после совместной обработки сигналов: *д* – (3D график), *е* – (линии уровней).

Анализ полученных результатов показывает, что использование указанного алгоритма возможно при проведении радиолокационного зондирования тех объектов и участков поверхности, в радиолокационных изображениях которых соотношение между отраженными сигналами от различных участков является мало информативным.

Выводы

1. Разработанный алгоритм нелинейной обработки сигналов АФАР, установленных на МКА и МкКА, обеспечивает формирование двух распределений амплитуд принятых радиолокационных сигналов с высоким разрешением в одной из плоскостей:

- с использованием режима РСА в направлении движения спутников, с использованием направленных свойств АФАР – в ортогональной плоскости, в поперечной по отношению к направлению движения плоскости. Формирование радиолокационного изображения обеспечивается перемножением принятых распределений, что обеспечивает получение радиолокационного изображения с высоким разрешением в обеих плоскостях.

2. Исследование взаимосвязи параметров обработки сигналов и разрешающей способности радиолокационных изображений показали, что разрешение получаемого радиолокационного изображения соответствует минимально достижимому разрешению в распределении амплитуд сигналов в одной из плоскостей. Это позволяет добиваться высокого разрешения получаемого радиолокационного изображения с использованием квазилинейной АФАР. Недостатком предложенного алгоритма является возможное изменение соотношения амплитуд фрагментов радиолокационного изображения, обусловленное наличием отражающего участка в зондируемой поверхности с большим значением ЭПР. Это приводит к изменению соотношений между уровнями принимаемых от различных фрагментов радиолокационного изображения и, как следствие, к его возможному искажению.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ардашов А.А. Основные тенденции в конструировании МКА // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47. № 3.
2. Афанасьев И.М. Экспериментальные микроспутники россыпью. // Новости космонавтики. 2014. № 4.
3. Вознюк В.В., Зайцев С.А. Космическая система радиотехнического мониторинга на основе группировки низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов. // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48. № 6.
4. Фатеев В.Ф. Малые космические аппараты информационного обеспечения. – М.: Изд-во «Радиотехника». 2010.
5. Волков С.А., Морозов И.А. Перспективные направления разработки и практического применения малоразмерных космических аппаратов. - Сб. трудов VIII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий» (1-3 июня 2016 г.) С. 521-531. / Под ред. д.т.н., проф. А.А. Романова. – М.: АО «РКС», 2016. 652 с.
6. Лепехина Т.А., Николаев В.И. Аппаратно-программное моделирование произвольных фоново-целевых обстановок для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой // Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016) Sevastopol, Russia. September 4-10, 2016.

О НЕКОТОРЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ МЕТОДА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИМПУЛЬСНОГО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ИНЖЕНЕРНО-ГЕОЛОГИЧЕСКИХ ИЗЫСКАНИЯХ В ТОННЕЛЯХ

Болтинцев В.Б.¹, Ильяхин В.Н.¹, Чайка М.А.¹, Безродный К.П.²

¹ ООО НПФ «ГЕОДИЗОНД»

boltintzev@yandex.ru

² ОАО НИПИИ «Ленметрогипротранс»

besrodny@lenmetro.ru

На сегодня при строительстве метро- и ж/д тоннелей основным способом проходки является использование тоннелепроходческого механизированного комплекса (ТПМК), в котором ротор щита своей режущей частью прижимается к груди забоя. Для оценки инженерно-геологических условий впереди забоя (за щитом ТПМК) предлагается применять метод электромагнитного импульсного сверхширокополосного (ЭМИ СШП) зондирования, используя ротор щита в качестве металлопластинчатой линзы для передающей микрополосковой антенны и генератора, изготовленного по технологии дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ), при излучении импульсного электромагнитного поля. Большая глубина распространения ЭМИ СШП сигнала за металлопластинчатой линзой основана на проявлении низкочастотной дисперсии диэлектрической проницаемости среды, наличие которой обусловлено вызванной поляризацией с дипольно-релаксационным механизмом, под воздействием сильного электромагнитного импульсного поля ($E \sim 100$ В/см, $H \sim 1.56$ А/см). Приведены результаты измерения поля на просвет через «пакет»: ротор щита + 28.8 м породы + 1.2 м бетона. Потери при использовании ротора щита в качестве металлопластинчатой линзы составляют 74 дБ. Перечислены 8 тоннелей и веток метро в РФ, где ЭМИ СШП зондирование выполнено вперед забоя ТПМК.

На рис.1 представлена режущая поверхность ротора щита ТПМК Lovat на выходе проходческого комплекса в приемную камеру при строительстве тоннеля метрополитена.

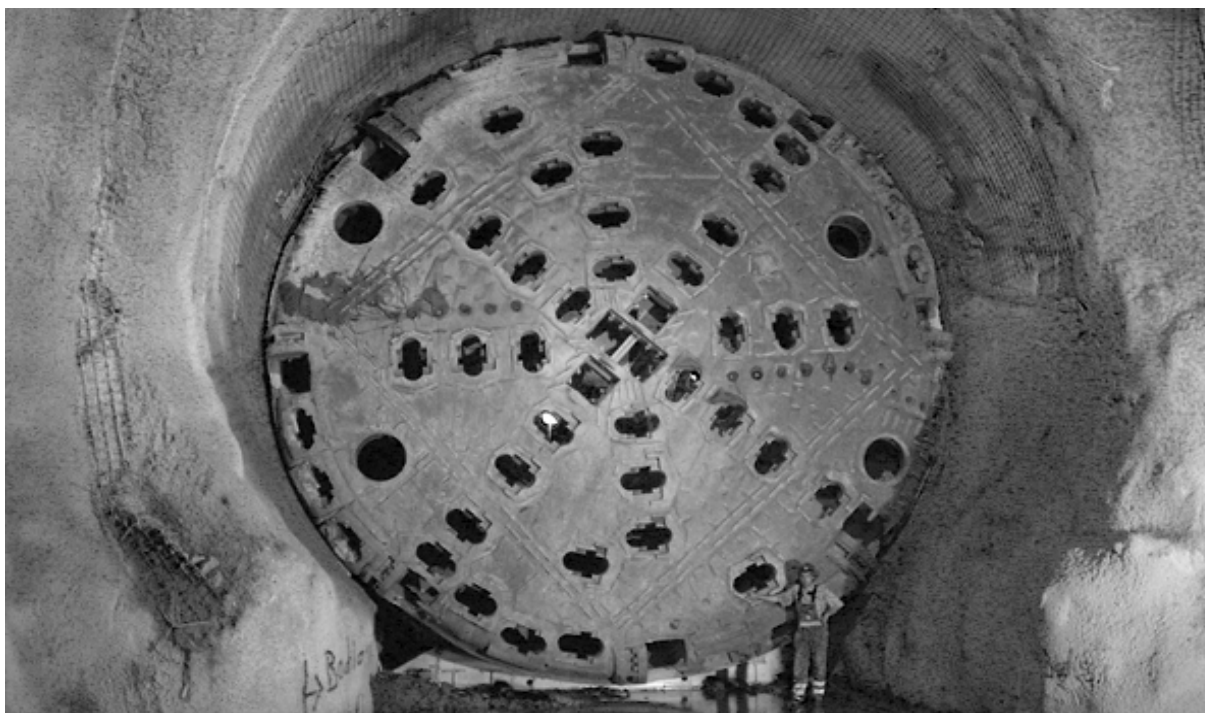


Рис. 1. Вид на режущую часть ротора щита ТПМК Lovat



Рис. 2. Общий вид комплекса ЭМИ СШП зондирования: передающая микрополосковая антенна с ДДРВ - генератором (слева), далее - приёмные антенны дециметрового (дм-) и метрового (м-) диапазонов длин волн, приёмник – цифровой осциллограф R&S RTH1004

На аналогичном, изображенному на рис. 1, роторе щита осуществляются ЭМИ СШП измерения (зондирование) впереди забоев в процессе строительства подземных горных выработок. При этом метод ЭМИ СШП зондирования [1] использует принцип работы импульсного радиолокара-дальномера для сбора измерительной информации и методику идентификации подповерхностных структур как набора динамических систем с переменными в пространстве параметрами.

Метод позволяет обследовать различные природно-технические объекты до глубины 100 метров и более, при этом устанавливаются не только их геометрические размеры, но и производится идентификация элементов разреза. Точность определения границ природно-технических объектов составляет от 1.5 до 3.0 % от истинной глубины их залегания.

Возможность разделения инженерно-геологических разностей основывается на использовании обнаруженных особенностей отклика ряда природно-технических сред и материалов на ЭМИ СШП возбуждение - это наличие характеристических частот в отклике и их связь с пространственной слоистой структурой исследуемых объектов, а двухканальный способ приема отраженных сигналов позволяет, опираясь на решение уравнения Винера-Хопфа [2], выявлять моменты появления новых частотных составляющих в сигнале и тем самым детализировать слоистую структуру объекта. При обработке данных ЭМИ СШП зондирования используется принцип максимальной энтропии, который является достаточно эффективным для решения уравнения Винера-Хопфа.

При генерации излучаемых импульсов данный метод использует достижения в области сильноточного формирования наносекундных импульсов напряжения. Серия таких генераторов разработана в России на основе полупроводниковых размыкающих ключей, изготовленных по технологии дрейфовых диодов с резким восстановлением обратного напряжения [3]. Для полевых измерений используется малогабаритный наносекундный сильноточный генератор импульсов, имеющий пиковую амплитуду от 5 до 10 кВ и обеспечивающий полосу частот отраженного сигнала от 10 до 800 МГц [4]. Измерительный комплекс укомплектован метрологически аттестованными в полосе частот 0.2÷1200 МГц передающей и приемными м-, дм- диапазонов длин волн широкополосными антеннами [5], имеющими согласование с подстилающей средой по коэффициенту стоячей волны по напряжению (КСВН) ≤ 1.85 в диапазоне частот 0.1÷700 МГц. Максимально возможный коэффициент прохождения волны достигается за счет реализации «ямы Брюстера» для излучаемой волны ($68^\circ \div 74^\circ$) [5].

Приемно-регистрационный блок (осциллограф R&S RTH1004 с параметрами: амплитуда принимаемого сигнала от ± 150 В до ± 20 мВ; 10-ти разрядное АЦП; накопление во временной точке 8000 измерений; разрешающая способность во времени – 10000 значений в одном измерении; полоса частот

по уровню -3 дБ – 500 МГц, по уровню -6 дБ – 800 МГц; 5 млрд.отсчет/с), обеспечивает качественную запись принимаемых сигналов в полевых условиях на флеш-карту.

Физике взаимодействия электромагнитного поля (ЭМП) и металла посвящен целый ряд работ, авторами которых являются: Шубников Л.В., де Гаас В., Гандмахер В. Ф., Канер Э.А., Скобов В.Г., Веденов А.А., Чернов А. С., Фисуненко А. Л., Демиховский В. Я., Протогенов А. П., Бурдов В. А. и др. В работе [6] приведено 7 типов электромагнитных волн, возникающих при взаимодействии ЭМП и металла, к ним в работе [7] добавлено ещё два.

С точки зрения электродинамики конструктивные особенности ротора щита ТПМК, на поверхности которого выполняются ЭМИ СШП измерения, сходны с формой большинства применяемых несферических (цилиндрических) металлопластинчатых линз [8], имеющих входную преломляющую поверхность (обращенную к облучателю) с одним радиусом кривизны и выходную поверхность, перпендикулярную оси линзы, с другим (большим) радиусом кривизны. Показатель преломления параллельных пластин линзы определяется выражением:

$$n = \frac{\lambda}{\Lambda} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2},$$

из чего следует, что при условии $\frac{\lambda}{2} < a < \lambda$ (a – расстояние между параллельными проводящими пластинами линзы; λ – длина волны в свободном пространстве; Λ – длина волны, распространяющейся между входной и выходной поверхностями ротора ТПМК как металлопластинчатой линзы) значения n лежат между нулем и $\sqrt{0.75}$.

На рис. 3 представлена разность ходов (набег фазы) между центральным и крайними токопроводами микрополосковой антенны.

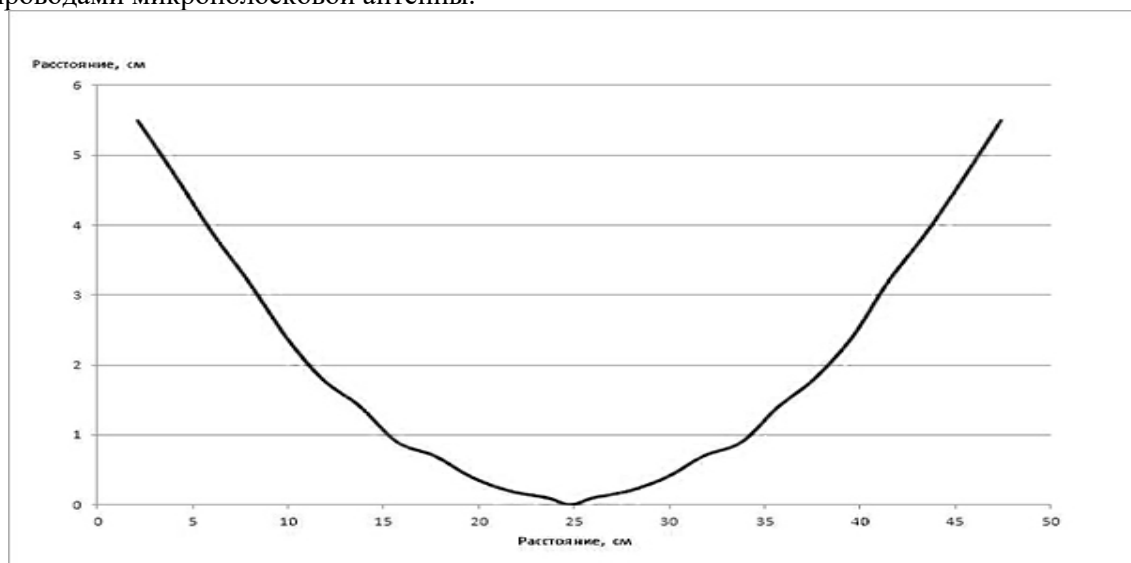


Рис.3. Разность ходов (набег фазы) между центральным и крайними токопроводами микрополосковой антенны

Наличие набега фаз (рис. 3) даёт право рассматривать поверхность ротора щита, на которой размещается микрополосковая антенна, в качестве эллиптической металлопластинчатой линзы в раскрыве антенны.

На рис.4 представлен сигнал ЭМИ СШП комплекса, полученный на просвет через «пакет», состоящий из ротора щита + 28.8 м породы + 1.2 м бетона.

Сдвигание ТПМК «назад» до образования щели между поверхностью режущей части ротора и поверхностью забоя позволяет провести ЭМИ СШП измерения через пакет «28.8 м породы + 1.2 м бетона», исключив ротор щита из измерений, и оценить потери при использовании ротора щита в качестве металлопластинчатой линзы. Они составляют 74 дБ.

Для сравнения согласования антенн на рис. 5 представлены результаты измерений КСВН микрополосковой антенны м- диапазона длин волн, стоящей на песке (кривая 1), и упирающейся в поверхность ротора щита ТПМК (кривая 2). КСВН, измеренный на роторе, не хуже КСВН на песке.

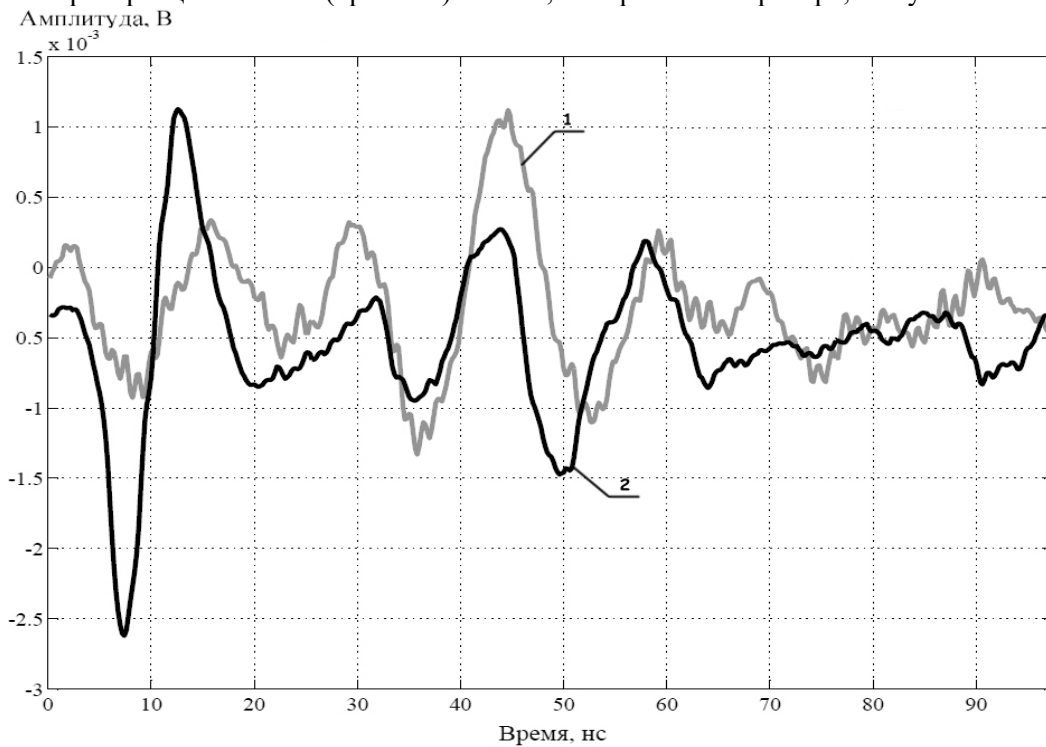


Рис.4 - Сигнал ЭМИ СШП комплекса на просвет через пакет, состоящий из ротора щита + 28.8 м породы + 1.2 м бетона (кривая 1 – антенна дм- диапазона; кривая 2 – антенна м- диапазона)

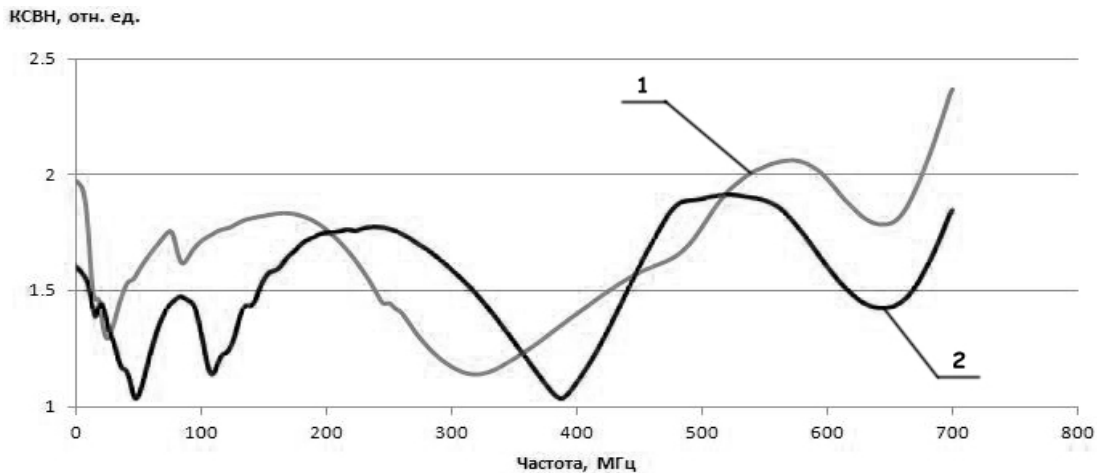


Рис.5 – Коэффициент стоячей волны по напряжению микрополосковой антенны: кривая 1 – измерения на песке; кривая 2- на поверхности ротора щита ТПМК

На рис. 6 представлен прогноз инженерно – геологических и гидрогеологических условий впереди забоя при строительстве двухпутного перегонного тоннеля Невско – Василеостровской линии Санкт-Петербургского метрополитена.

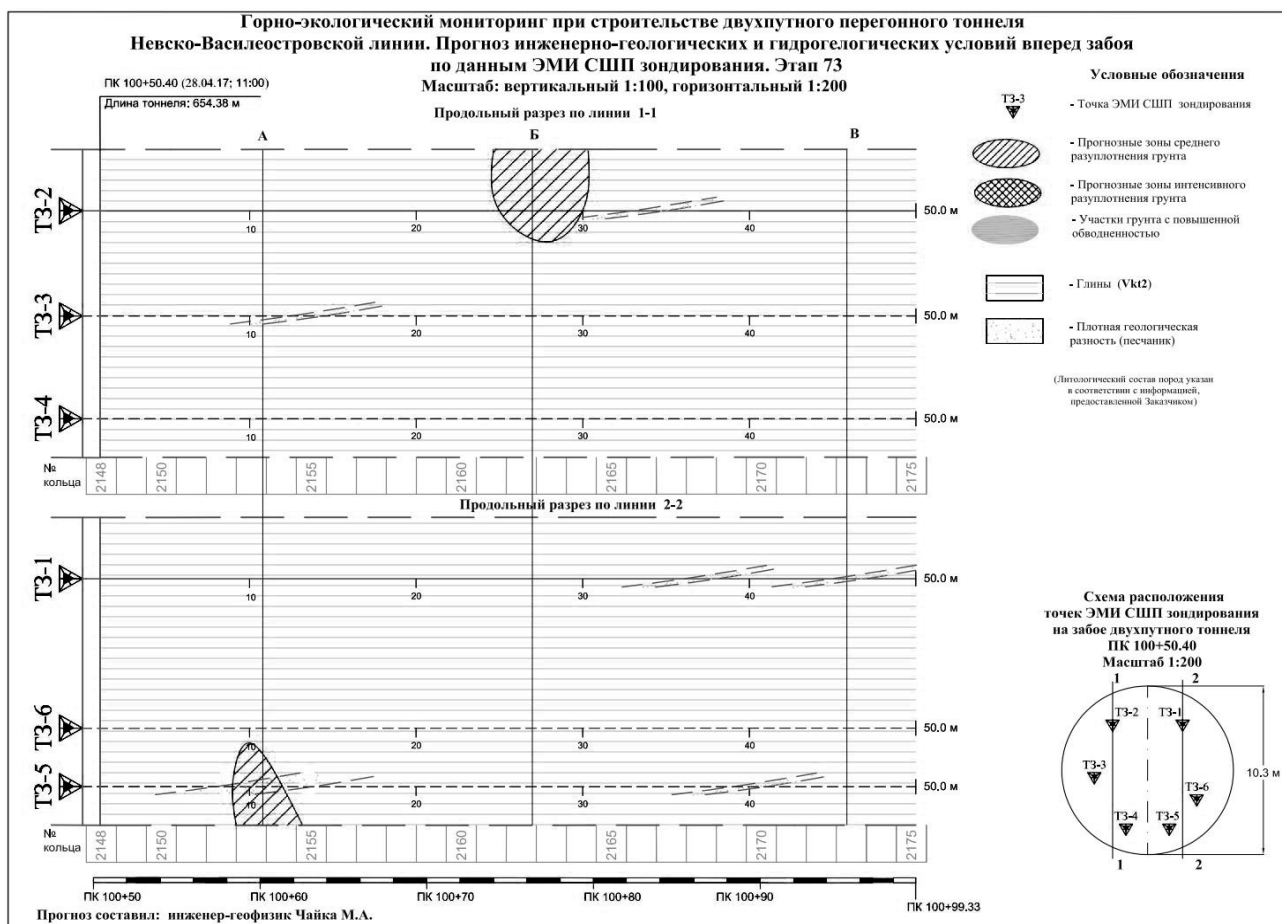


Рис.6 – Прогнозный инженерно – геологический разрез, построенный по результатам интерпретации ЭМИ СШП измерений из тоннеля впереди забоя по шести (стандартная схема) точкам зондирования

Подобные измерения в тоннелях на предмет оценки инженерно-геологических условий впереди забоя выполнялись с 1998 года на многочисленных объектах РФ, среди которых можно выделить: автодорожный тоннель в районе поселка Мацеста (г. Сочи), автодорожный тоннель на 46-47 км автодороги Адлер – Красная Поляна, Северомуйский железнодорожный тоннель, тоннель №1 между станциями метро «Лесная» и «Площадь Мужества», тоннели на совмещенной (автомобильной и железной) дороге Адлер – горноклиматический курорт «Альпика - Сервис», тоннель между станциями «Ходынское поле» и «Петровский парк» третьего пересадочного контура Московского метрополитена, двухпутный тоннель Фрунзенского радиуса Санкт-Петербургского метрополитена за станцию «Международная» до станции «Южная», двухпутный тоннель Невско-Василеостровской линии метрополитена от станции «Приморская» до станции «Улица Савушкина» и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. Болтинцев В. Б. Метод электромагнитного импульсного сверхширокополосного зондирования подстилающей среды / В. Б. Болтинцев, В. Н. Ильяхин, К. П. Безродный // Журнал радиоэлектроники. - 2012, №1; <http://jre.cplire.ru/jre/jan12/14/text.pdf>
2. Болтинцев В. Б. Обработка сигналов м-, дм- диапазонов длин волн при электромагнитном импульсном сверхширокополосном зондировании подстилающей среды // Журнал радиоэлектроники. - 2013, № 3; <http://jre.cplire.ru/jre/mar13/1/text.pdf>
3. Грехов И.В., Ефанов В.М., Кардо-Сысоев А.Ф. и др. Мощный полупроводниковый генератор наносекундных импульсов // Приборы и техника эксперимента. – 1986. – № 1. – С. 93-94.
4. Болтинцев В.Б. Эмпирический анализ широкополосности ЭМИ СШП сигналов наносекундной длительности, предназначенных для подповерхностного зондирования // XI Всероссийская научно – техническая конференция “Радиолокация и радиосвязь”: труды конф., – Москва: ИРЭ РАН, 2017. – Том I, - С.112-116.

5. Болтинцев В. Б. Оценка реализации свойства сверхширокополосности Т- волн для антенн подповерхностного зондирования с параметрической оптимизацией размеров поперечных сечений токоведущих линий // Журнал радиоэлектроники. - 2012, №3; <http://jre.cplire.ru/jre/mar12/13/text.pdf>
6. Канер Э. А., Скобов В. Г. Электромагнитные волны в металлах в магнитном поле – УФН, 1966, июль, т.89, вып. 3, с. 367-408.
7. Бредов М.М., Румянцев В.В., Топтыгин И.Н. Классическая электродинамика: учебное пособие / Под ред. И.Н. Топтыгина. – СПб: Издательство «Лань», 2003. – 400 с.
8. Миролюбов Н.Н. Курс теоретических основ радиотехники (распространение и излучение электромагнитной энергии). – Москва, 1957. – 654 с.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ НА ПИЛОТНЫЕ ПОДНЕСУЩИЕ OFDM-СИГНАЛА СТАНДАРТА IEEE 802.11N

Титов К.Д.^{1,2}, Завалишина О.Н.²

¹ НИИИ (РЭБ) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

titovkd@gmail.com

² Воронежский государственный университет

onzavalishina@mail.ru

В работе проанализирована помехоустойчивость стандарта передачи данных IEEE 802.11n с учётом структуры пакета передаваемых данных. Исследованы алгоритмы синхронизации сигналов во временной и частотной областях. Проведена оценка влияния искажения пилотных поднесущих на качество функционирования беспроводного канала передачи данных. По результатам имитационного моделирования в среде MATLAB Simulink получена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения помеха/сигнал при воздействии на пилотные и информационные поднесущие.

Введение

В настоящее время в современных и перспективных стандартах беспроводной передачи данных широко используется технология OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением) [1-3]. Использование данной технологии позволяет повысить помехозащищённость систем связи при передаче информации через канал с многолучевым распространением, применять различные схемы модуляции для каждой поднесущей, а также эффективно использовать полосу канала. Однако имеется и ряд недостатков, основным из которых является необходимость точной синхронизации передатчика и приёмника. В современных стандартах беспроводной передачи данных важную роль в оценке радиоканала и синхронизации приёмо-передающих устройств занимает служебная информация, содержащаяся в заголовке передаваемого пакета, а также передача пилотных поднесущих совместно с информационными [4-8]. Искажение служебной информации пакета передаваемых данных или пилотных поднесущих может привести к дезорганизации линии связи. Однако влияние различного рода помех на элементы служебной информации до сих пор остаётся в значительной степени неизученным. В связи с этим актуальной задачей является оценка помехоустойчивости стандартов передачи данных семейства IEEE 802.11 с учётом структуры пакета передаваемых данных, решение которой позволит получить качественные и количественные оценки помехоустойчивости стандарта передачи данных.

В данной работе проанализировано влияние помех на беспроводной канал передачи данных, на примере широко применяемого в настоящее время стандарта IEEE 802.11n, основанного на использовании технологии OFDM. С помощью имитационного моделирования в среде MATLAB Simulink получена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения помеха/сигнал при воздействии на пилотные и информационные поднесущие.

Особенности стандарта IEEE 802.11n

Перспективные стандарты передачи данных основаны на современной технологии OFDM, в соответствии с которой информация передаётся по нескольким поднесущим частотам, образующим канал передачи данных. В стандарте IEEE 802.11n предусмотрена поддержка традиционных режимов передачи (L – Legacy) и режимов с высокой пропускной способностью (HT – High Throughput) [4, 5]. В традиционном режиме реализованы каналы с шириной полосы 5, 10 и 20 МГц, каждый информационный символ (OFDM-символ) объединяет 52 модулированные поднесущие, где 48 – информационные, 4 – пилотные и 12 – защитные (всего 64 поднесущих). Для режима с высокой пропускной способностью используются как стандартные каналы с шириной полосы 20 МГц, так и расширенные до 40 МГц. Для канала с шириной полосы в 20 МГц каждый OFDM-символ включает 56 модулированных поднесущих, где 52 – информационные, 4 – пилотные и 8 – защитные (всего 64 поднесущих), а для 40 МГц – 114 поднесущих, из них 108 информационных, 6 пилотных и 14 защитных (всего 128 поднесущих). Перед тем как демодулировать поднесущие, приёмному устройству необходимо решить две задачи: определить границы OFDM-символа, а также оценить и

скорректировать сдвиг несущей частоты принятого сигнала. Успешное решение этих задач позволяет в значительной степени повысить помехоустойчивость приёмника, благодаря эффективной борьбе с межсимвольной интерференцией и интерференцией между поднесущими. В стандартах семейства IEEE 802.11 анализ принимаемого сигнала осуществляется в двух областях: во временной и частотной. Анализ сигнала во временной области реализуется за счёт использования преамбулы (участок сигнала в начале кадра с заранее известной структурой), а в частотной – за счёт использования фиксированного, определённого стандартом, положения пилотных поднесущих в OFDM-символах.

Анализ OFDM-сигнала во временной и частотной областях

Для оценки помехоустойчивости непосредственно самого стандарта IEEE 802.11n исследована структура битового потока, формируемого при передаче информации по беспроводному каналу на канальном и физическом уровнях, без учёта верхних уровней (без привязки к типу передаваемой информации) сетевой модели OSI. На физическом уровне стандартом IEEE 802.11n могут использоваться три типа режимов работы – традиционный (non-HT), смешанный (HT Mixed) и режим с высокой пропускной способностью (HT), так называемое “Зеленое” (чистое) поле “Green Field” [5].

Структура кадров физического уровня стандарта передачи данных IEEE 802.11n состоит из заголовка, включающего в себя преамбулу и поля данных (рис. 1). Все поля заголовка передаются с наименьшей возможной скоростью, а поле данных с любой заданной скоростью. Для синхронизации во временной области в структуре преамбулы для каждого режима предусматриваются короткие и длинные настроечные последовательности: для традиционного режима – L-STF и L-LTF, и режима с высокой пропускной способностью – HT-STF и HT-LTF.

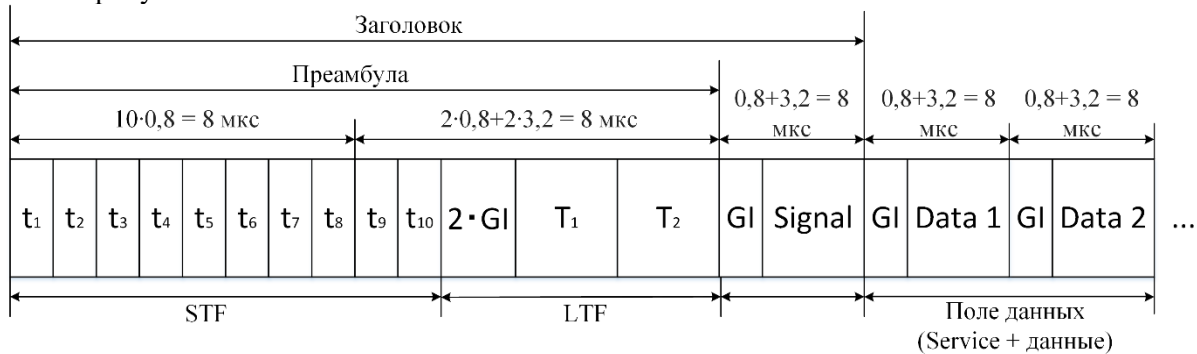


Рис. 1. Последовательность передаваемых данных стандарта IEEE 802.11n для традиционного режима.

В традиционном режиме преамбула состоит из 12 OFDM-символов: 10 коротких настроечных последовательностей и две длинные последовательности (как в стандарте IEEE 802.11a). Короткая настроечная последовательность использует 12 поднесущих (используется каждая четвертая поднесущая с номерами ± 4 , ± 8 , ± 12 , ± 16 , ± 20 , ± 24) с модуляцией QPSK. Длительность символа короткой настроечной последовательности составляет 0,8 мкс, при этом между символами не используется защитный интервал. Короткие настроечные последовательности предназначены для обнаружения кадра физического уровня, автоматической регулировки усиления сигнала, а также грубой временной и грубой частотной синхронизации. Длинные настроечные последовательности используют 53 поднесущие (в том числе используется центральная) с модуляцией BPSK. Каждый символ длинной настроечной последовательности имеет длительность, равную 3,2 мкс и отделён от символов короткой последовательности двумя защитными интервалами. Длинные последовательности используются для оценки канала, точной временной синхронизации и точной частотной синхронизации. Высокоскоростной режим стандарта передачи данных аналогичен традиционному, за исключением количества используемых поднесущих.

Наличие в эфире узкополосной помехи, попадающей в спектр полезного сигнала, не будет оказывать существенного влияния на помехоустойчивость канала связи из-за используемых в передатчике алгоритмов перемежения, вследствие чего, искажение только заголовков служебной информации помехой на одной частоте маловероятно. Однако, каждый кадр физического уровня содержит короткие и длинные настроечные последовательности, служащие для грубой и точной

частотной и временной синхронизации. Частоты передачи настроечных последовательностей стандартов семейства IEEE 802.11n определены в спецификации [5] и наличие узкополосных помех на частотах передачи коротких настроечных последовательностей приводит к дезорганизации линии связи. Для получения количественных оценок помехоустойчивости системы связи стандарта IEEE 802.11n проанализируем синхронизацию в частотной области.

Анализ сигнала в частотной области в стандарте IEEE 802.11n основан на использовании фиксированного местоположения пилотных поднесущих в каждом OFDM-символе (рис. 2) [3].

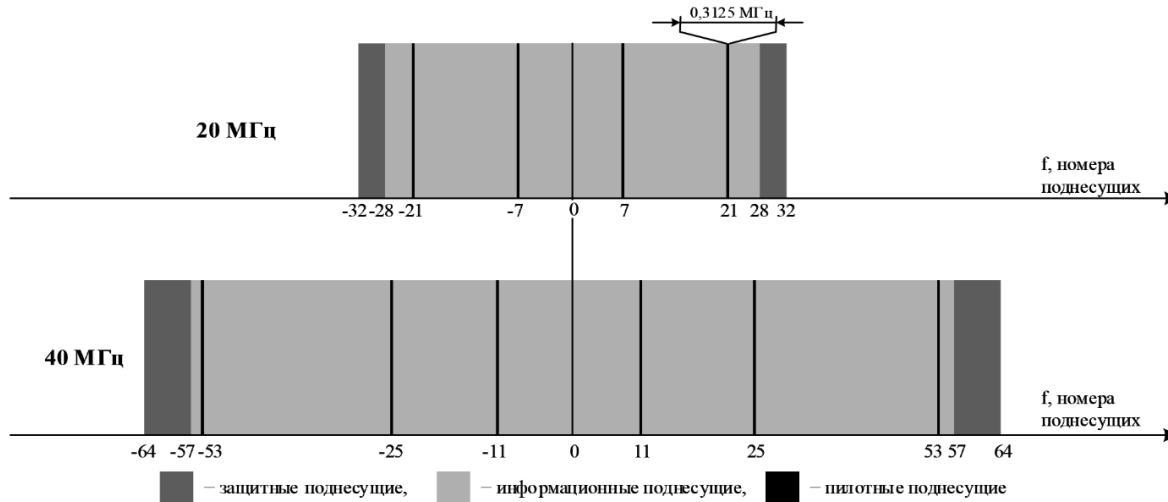


Рис. 2. Распределение пилотных поднесущих относительно несущей частоты OFDM-сигнала при ширине спектра 20 и 40 МГц для высокоскоростного режима.

Пилотные поднесущие содержат параметры, заранее известные на приёмной стороне и позволяют оценить качества канала передачи и синхронизации передающего и приёмного устройства. Для работы приёмного устройства пилотные поднесущие передаются совместно с информационными. Известные значения частот, фаз и амплитуд пилотных поднесущих используются для фазовой автоподстройки опорной частоты и оценки состояния радиоканала, что позволяет предотвратить смещение спектра демодулированного сигнала.

Имитационная модель беспроводного канала стандарта IEEE 802.11n

Для проверки достоверности аналитических расчётов была проанализирована имитационная модель в среде MATLAB Simulink в условиях воздействия помех на информационные и пилотные поднесущие (рис. 3). Передатчик формирует пакет данных и передаёт в канал, где с помощью системы MIMO делится на два пространственных потока. Блоком аддитивного белого гауссовского шума (AWGN) устанавливается определенный уровень шума в канале. Генератором помех формируется мешающий сигнал с заданной спектральной плотностью мощности. При воздействии на пилотные поднесущие ширина спектра помехи устанавливалась равной ширине спектра пилотных поднесущих. С помощью сумматора сформированная помеха накладывается на аддитивную смесь полезного сигнала и шума. Сформированная реализация поступает на вход приёмника. Часть искажённой информации вследствие воздействия помех восстанавливается свёрточным кодером, который формирует последовательность принятых бит. Далее исходный сигнал и сигнал, прошедший через канал с шумом и помехами, поступает на блок визуализации результатов моделирования, где при сравнении исходной последовательности и последовательности после воздействия помех производится подсчёт количества искажённых бит и расчёт значения вероятности битовой ошибки (BER). С помощью блока сигнального созвездия отображаются значения комплексных амплитуд и фаз сигнала в текущий момент времени, что позволяет визуально оценить степень искажения полезного сигнала.

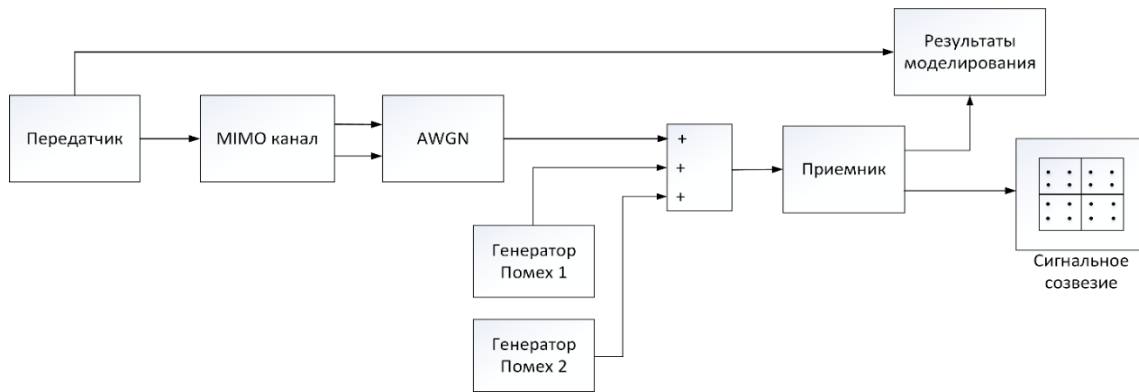


Рис. 3. Структурная схема имитационной модели стандарта IEEE 802.11n в среде MATLAB Simulink.

По результатам моделирования была получена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения спектральных плотностей мощности помехи и сигнала при воздействии помехой отдельно на пилотные и информационные поднесущие (рис. 4).

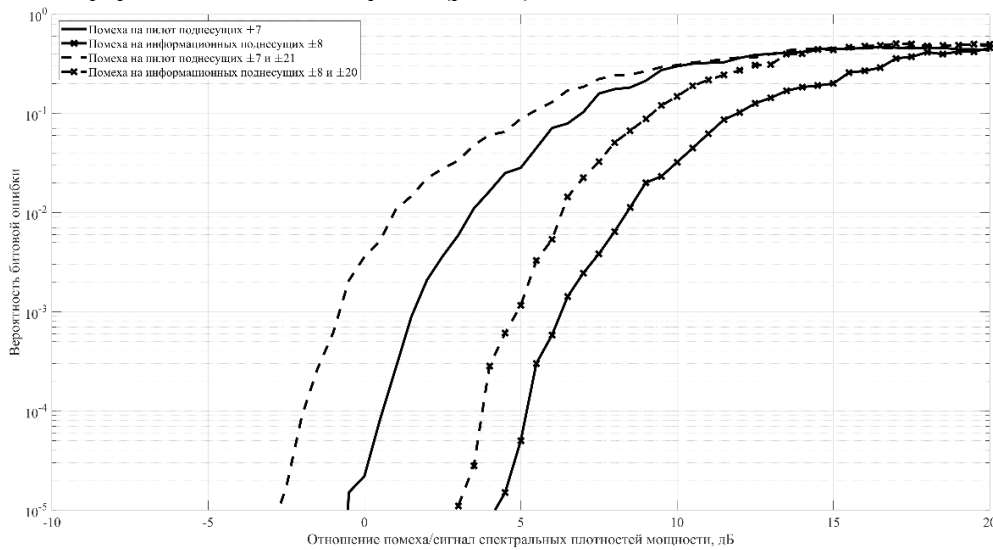


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения спектральных плотностей мощности помехи и сигнала при воздействии на пилотные и информационные поднесущие.

Сплошная кривая описывает воздействие на две пилотные поднесущие с номерами ± 7 , сплошная кривая с маркерами – на две информационные поднесущие с номерами ± 8 , пунктирная кривая – на четыре пилотные поднесущие с номерами ± 7 и ± 21 , пунктирная кривая с маркерами – на четыре информационные поднесущие с номерами ± 8 и ± 20 .

Из рисунка 4 видно, что при воздействии помехи на пилотные поднесущие одинаковые значения вероятности битовой ошибки достигаются при меньшем отношении спектральных плотностей мощности помехи и сигнала, чем при воздействии на информационные. Превышение вероятности битовой ошибки на уровне 10^{-3} [9] для 2(4) пилотных поднесущих происходит при отношении спектральных плотностей мощности помехи и сигнала, равном 2(-1) дБ, в то время как для 2(4) информационных поднесущих – 7(5) дБ. Из проведенного анализа можно сделать вывод, что воздействие помех на пилотные поднесущие приводит к дезорганизации системы передачи данных при меньшей в 3-4 раза энергетике помех, чем в случае воздействия помех на информационные поднесущие.

Заключение

Разработанная методика позволяет оценить помехоустойчивость современных и перспективных систем связи и передачи данных. При отсутствии априорной неопределённости относительно алгоритма функционирования и видах сигнала, используемых в стандарте передачи данных, с помощью имитационной модели возможно получить параметры мешающих сигналов, при воздействии которых система связи перестаёт функционировать с требуемой достоверностью. При оценке

помехоустойчивости системы связи и передачи данных с OFDM-сигналами с закрытой архитектурой по разработанной методике возможно сформулировать прогноз и выдать гарантированные значения параметров мешающего сигнала, воздействие которого приведёт к дезорганизации линии связи.

По результатам моделирования были установлены уязвимости открытых стандартов передачи данных на примере стандарта IEEE 802.11n, которыми, в частности, могут являться пилотные поднесущие OFDM-сигнала и настроечные последовательности. Например, система передачи данных с модуляцией BPSK 1/2 может быть дезорганизована ($BER=10^{-3}$), широкополосной помехой с $\Delta f = 20$ МГц, при отношении спектральных плотностей мощности помехи и сигнала -4 дБ; при воздействии по двум пилотным поднесущим узкополосных помех с $\Delta f = 0,3125$ МГц каждая – при отношении спектральных плотностей мощности помехи и сигнала 2 дБ, по четырём пилотным поднесущим – не менее -2 дБ. То есть при воздействии помех на 4 пилотные поднесущие функционирование системы передачи данных может быть нарушено аналогично заградительной помехе (согласованной по спектру с сигналом), энергетика которой должна быть выше на 9 дБ. Искажение пилотных поднесущих приводит к срыву грубой и точной временной и частотной синхронизаций, а также невозможности оценки и коррекции параметров канала. В частности, это приводит к невозможности определения начала OFDM-символа, частотного и временного рассогласования, передаваемого и принимаемого сигналов, а также смещения по частоте с точностью до расстояния между поднесущими.

Системы связи и передачи данных с OFDM-сигналами наиболее чувствительны к сдвигу несущей частоты. Сдвиг несущей частоты, кратный расстоянию между подканалами, делает демодуляцию невозможной, так как неправильно извлекается информация из подканалов, а сдвиг, не кратный расстоянию между подканалами, приводит к потере ортогональности и возникновению межканальной интерференции, что существенно ухудшает качество принимаемого сигнала. Серьёзность такого рода искажений вызвана ещё и тем, что невозможно снизить их уровень или полностью устранить увеличением мощности передатчика, так как источником помех является уже сам сигнал.

Проведённый анализ показывает крайнюю уязвимость пилотных поднесущих OFDM-сигнала в стандартах с открытой архитектурой. Для повышения помехоустойчивости систем передачи данных, например, может быть использована программная перестройка рабочей частоты пилотных поднесущих по псевдослучайному закону.

ЛИТЕРАТУРА

1. Van Nee, R., Prasad R. OFDM in wireless multimedia communications / L.: Artech House, 2000. 260 p.
2. Петренко Б. П. Оценка помехоустойчивости OFDM сигналов в системах передачи информации при воздействии дестабилизирующих факторов. // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. – 31 с.
3. Nezami M. K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2003. – 513 p.
4. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks Specific – requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 2007.
5. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009.
6. Matthew S. Gast «802.11ac: A Survival Guide». O'Reilly Media, 2013.
7. Cisco «IEEE 802.11ax: The Sixth Generation of Wi-Fi» Technical White Paper, 2018.
8. 802.11ad – WLAN at 60 GHz A Technology Introduction White Paper, 2017.
9. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2006. –288с.

ОБНАРУЖЕНИЕ КОГЕРЕНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Корчагин Ю.Э.¹, Титов К.Д.^{1,2}, Завалишина О.Н.¹

¹ Воронежский государственный университет
korchagin@phys.vsu.ru, onzavalishina@mail.ru

² НИИИ (РЭБ) ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
(г. Воронеж)
titovkd@gmail.com

Рассмотрен максимально правдоподобный алгоритм обнаружения когерентной последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов прямоугольной формы с неизвестными амплитудой и начальной фазой, наблюдаемой на фоне гауссовского белого шума. Найдены структура и статистические характеристики алгоритма обнаружения. Выполнено сравнение эффективности обнаружения последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов и последовательности узкополосных радиосигналов.

Введение

Последовательности различного рода импульсов находят широкое применение в статистической радиотехнике, радиолокации и связи. Большое число практических задач требует обнаружения последовательности импульсов на фоне случайных искажений [1-4]. В книгах [1,2], ставших уже классическими, описаны алгоритмы обнаружения последовательности узкополосных радиоимпульсов с неизвестными амплитудами и начальными фазами. В работах [3,4] исследованы алгоритмы обнаружения последовательности сверхширокополосных (СШП) импульсов. Среди множества СШП сигналов выделяют отдельный класс – СШП квазирадиосигналы (КРС) [5], структура которых подобна узкополосным радиосигналам, но условия относительной узкополосности для них не выполняются. Вопросам оптимального и квазиоптимального обнаружения одиночных КРС посвящён ряд работ [5-8]. В [5] выполнен синтез и анализ максимально правдоподобного алгоритма обнаружения СШП КРС с произвольной формой модулирующей функции, в [6-8] – ряда алгоритмов обнаружения СШП КРС с неизвестной длительностью. Целью данной работы является исследование алгоритмов обнаружения последовательности СШП КРС с произвольной формой модулирующей функции и неизвестными амплитудой и начальной фазой.

Постановка задачи

Последовательность СШП КРС запишем в виде

$$s(t) = \sum_{k=0}^{v-1} s_1(t - kT_0, a_k, \varphi_k), \quad (1)$$

где v – количество импульсов в последовательности, T_0 – период повторения. Каждый импульс последовательности представляет собой СШП КРС [5], определяемый выражением

$$s_1(t, a, \varphi) = \begin{cases} a \cos(\omega t - \varphi), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau. \end{cases} \quad s(t) = a_0 f(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \quad (2)$$

Здесь a , φ , ω , τ – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность СШП КРС соответственно [5]. Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота ω сигнала (1) удовлетворяют условию

$$\Delta\omega \ll \omega, \quad (3)$$

то сигнал (2) является узкополосным радиосигналом [1,2]. Будем аналогично [5-8] считать, что если условие (3) не выполняется, то формула (2) описывает СШП КРС. Величины a , φ , ω , τ являются параметрами гармонического колебания, используемого для его формирования. Тем не менее, аналогично [5-8], для краткости далее будем называть a , φ , ω , τ соответственно амплитудой, начальной фазой, частотой и длительностью СШП КРС (2).

Рассмотрим задачу обнаружения последовательности СШП КРС (1) с неизвестными амплитудами a_k и начальными фазами φ_k на фоне белого гауссовского шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . При этом амплитуды и фазы СШП КРС неизвестны на приёмной стороне, но

одинаковы для всех импульсов последовательности $a_k = a$, $\varphi_k = \varphi$, $k = \overline{1, \nu}$ (когерентная последовательность), тогда сигнал (1) зависит от двух неизвестных параметров $s(t) = s(t, a, \varphi)$.

Наблюдаемую в течение интервала времени $t \in [0, T]$ аддитивную смесь сигнала (1) и шума $n(t)$ запишем в виде

$$\xi(t) = \gamma_0 s(t, a_0, \varphi_0) + n(t), \quad (4)$$

где a_0 , φ_0 – истинные значения неизвестных параметров, γ_0 – дискретный параметр состояния, принимающий значение $\gamma_0 = 0$ при отсутствии сигнала и $\gamma_0 = 1$ – при наличии сигнала. Располагая принятой реализацией (4), приёмное устройство должно выносить решение о наличии или отсутствии сигнала. Тогда задача обнаружения сводится к оценке параметра состояния γ_0 на основе наблюдаемых данных (4).

Синтез алгоритма обнаружения

Обнаружение последовательности сигналов на фоне гауссовского белого шума, аналогично работам [1,9], можно интерпретировать как задачу обнаружения при многоканальном приёме. Каналы при этом разнесены во времени, а шум в разных каналах статистически независим. Для синтеза алгоритма обнаружения сигнала (оценки параметра γ_0) воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [1,2,9]. Согласно этому методу, по наблюдаемым данным (4) нужно формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) $L(\gamma, a, \varphi)$, зависящий от параметра состояния γ и неизвестных значений a и φ [10]. Тогда оценка МП $\hat{\gamma}$ параметра γ_0 определяется как значение параметра γ , при котором логарифм ФОР принимает максимальное значение. Согласно [10] логарифм ФОР для последовательности импульсов можно представить в виде

$$L(\gamma, a, \varphi) = \frac{2a\gamma}{N_0} \sum_{k=0}^{\nu-1} \int_0^{\tau} \xi_k(t) \cos(\omega t - \varphi) dt - \frac{\gamma a^2}{N_0} \sum_{k=0}^{\nu-1} \int_0^{\tau} \cos^2(\omega t - \varphi) dt, \quad (5)$$

где $\xi_k(t) = \xi(t - kT_0)$ – отрезок наблюдаемой реализации на интервале импульса с номером k . МП алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра γ_0) можно аналогично работам [5,6,9] представить в виде

$$\hat{\gamma} = \begin{cases} 1, & L > h, \\ 0, & L < h. \end{cases} \quad (6)$$

Здесь

$$L = \sup_{a, \varphi} L(a, \varphi) = L(\hat{a}, \hat{\varphi}), \quad (7)$$

$L(a, \varphi) = L(\gamma = 1, a, \varphi)$, а $(\hat{a}, \hat{\varphi}) = \arg \sup L(a, \varphi)$ – оценки МП неизвестных амплитуды и начальной фазы сигнала (1). Порог h в формуле (6) выбирается в соответствии с заданным критерием оптимальности [1,2].

Подставив в выражение (5) явный вид СШП КРС (1), перепишем логарифм ФОР в виде

$$L(a, \varphi) = a [X \cos \varphi + Y \sin \varphi] - \frac{a^2 \nu}{2} [Q_1 + P_{c1} \cos 2\varphi + P_{s1} \sin 2\varphi], \quad (8)$$

где

$$X = \sum_{k=0}^{\nu-1} X_k, Y = \sum_{k=0}^{\nu-1} Y_k, k = \overline{1, \nu}, X_k = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi_k(t) \cos \omega t dt, Y_k = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi_k(t) \sin \omega t dt, \quad (9)$$

$$Q = \frac{\nu \tau}{N_0}, P_c = \frac{\nu \tau}{N_0} \frac{\sin(4\pi \kappa)}{4\pi \kappa}, P_s = \frac{\nu \tau}{N_0} \frac{1 - \cos(4\pi \kappa)}{4\pi \kappa}.$$

Для получения решающей статистики (7) выполним аналитически максимизацию логарифма ФОР (8) по переменным a и φ , и получим

$$L = \max_{a, \varphi} L(a, \varphi) = \frac{X^2(Q - P_c) + Y^2(Q + P_c) - 2XY P_s}{2(Q^2 - P_c^2 - P_s^2)}, \quad (10)$$

где обозначено

$$Q = \nu Q_1, P_c = \nu P_{c1}, P_s = \nu P_{s1}. \quad (11)$$

МП обнаружитель последовательности (1) СШП КРС (2) можно реализовать на основе блок-схемы, приведённой на рис. 1, где линия задержки имеет V отводов через время T_0 , интеграторы работают на интервале времени $t \in [0, \tau]$, РУ – решающее устройство, которое выносит решение о наличии или отсутствии сигнала на основе сравнения величины (10) L с порогом h .

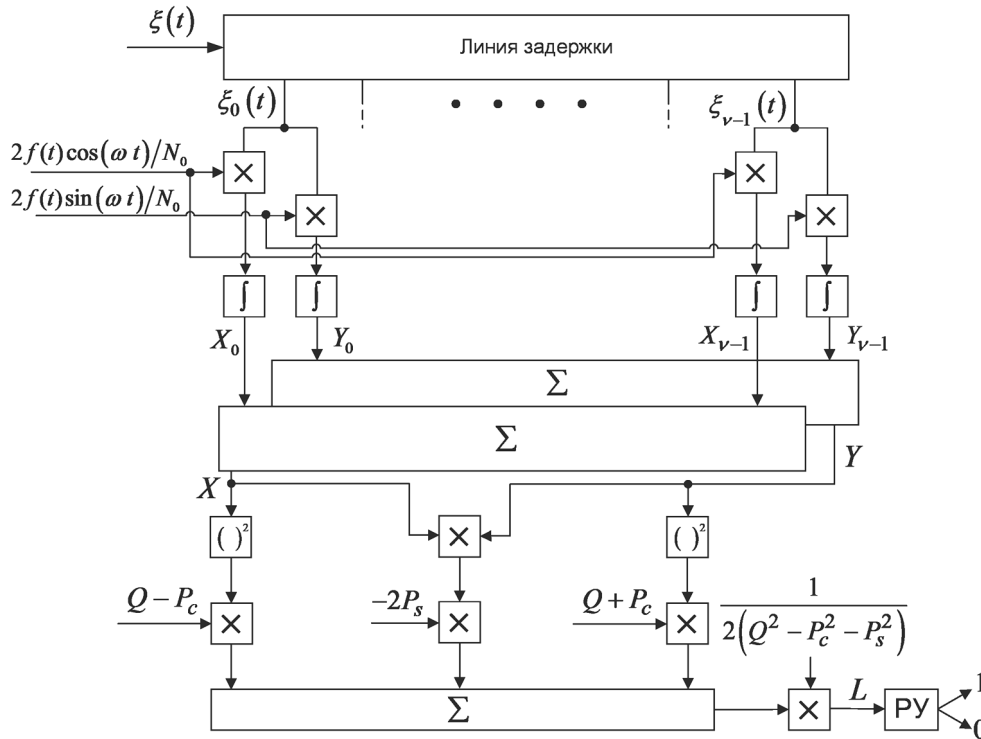


Рис 1. Блок-схема МП обнаружителя когерентной последовательности СШП КРС.

Если полоса частот $\Delta\omega$ импульсов последовательности много меньше ω , т.е. обнаруживается последовательность узкополосных радиосигналов и выполняется условие (3), то $P_c, P_s \ll Q$. Положив в (10) $P_c, P_s = 0$, получим выражение для логарифма ФОП

$$\tilde{L} = \max_{a, \varphi} L(a, \varphi) = \frac{X^2 + Y^2}{2Q}. \quad (12)$$

Алгоритм обнаружения узкополосного радиосигнала аналогично (6) можно записать в виде

$$\tilde{\gamma} = \begin{cases} 1, & \tilde{L} > h, \\ 0, & \tilde{L} < h. \end{cases} \quad (13)$$

Из сопоставления выражений (10) и (12) видим, что оба обнаружителя формируют суммы квадратурных компонент (9), дальнейшая обработка которых отличается при обнаружении СШП КРС и узкополосных радиоимпульсов. Обнаружитель (6), (10) последовательности СШП КРС несколько более сложный, чем обнаружитель последовательности узкополосных радиоимпульсов.

Анализ алгоритма обнаружения

Эффективность обнаружения характеризуется вероятностями ложной тревоги α и пропуска сигнала β [1,2]. Найдём вероятности ошибок МП алгоритма обнаружения (6), (10), применив ход рассуждений, аналогичный работам [5,6]. Чтобы найти вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала необходимо знать плотность вероятности случайной величины (СВ) L (10). Так как решающая статистика L (10) является функцией СВ X и Y , то плотность вероятности L можно найти, зная совместную плотность вероятности СВ X и Y . По определению (9) величины X и Y представляют собой суммы гауссовских СВ X_k и Y_k , следовательно сами являются гауссовскими и полностью

статистически описываются первыми двумя моментами. Для плотностей вероятностей СВ L (10) при отсутствии и наличии сигнала можно воспользоваться выражениями, найденными в [6]

$$W(L|\gamma_0 = 0) = \exp(-L), \quad L \geq 0, \quad (14)$$

$$W(L|\gamma_0 = 1) = \exp\left\{-\frac{Qa_0^2}{2}V\right\} \exp(-L) I_0\left[a_0\sqrt{2LQV}\right], \quad (15)$$

где $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка мнимого аргумента [11],

$$V = [Q + P_c \cos(2\varphi_0) + P_s \sin(2\varphi_0)]/Q, \quad (16)$$

а под Q, P_c, P_s понимаются выражения (11). Используя плотность вероятности (14), находим вероятность ложной тревоги для обнаружителя (6), (13) в виде

$$\alpha = \int_h^\infty W(L|\gamma_0 = 0) dL = \begin{cases} \exp(-h), & h \geq 0, \\ 1, & h < 0. \end{cases} \quad (17)$$

Выражение (17) совпадает с вероятностью ложной тревоги МП алгоритма обнаружения СШП КРС, найденной в [5]. С учётом (15) находим вероятность пропуска сигнала для обнаружителя (6)

$$\beta = \int_0^h W(L|\gamma_0 = 1) dL = \exp\left\{-\frac{Qa_0^2}{2}V\right\} \int_0^h \exp(-L) I_0\left(a_0\sqrt{2LQV}\right) dL.$$

Введём далее обозначение

$$z_0^2 = a_0^2 Q / N_0$$

– отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приёмника МП для последовательности узкополосных радиосигналов [1,2]. Тогда вероятность пропуска сигнала обнаружителем (6) можно переписать в виде

$$\beta = \exp\left\{-\frac{z_0^2}{2}V\right\} \int_0^h \exp(-L) I_0\left(z_0\sqrt{2LV}\right) dL. \quad (18)$$

Если выполняется условие (3), т.е. сигнал является узкополосным, то $P_c, P_s \ll Q$. Положив в (16) $P_c, P_s = 0$ можно убедиться, что вероятность ложной тревоги обнаружителя последовательности узкополосных радиоимпульсов совпадает с (17), а вероятность пропуска сигнала определяется выражением

$$\beta_0 = \exp\left\{-\frac{z_0^2}{2}\right\} \int_0^h \exp(-L) I_0\left(z_0\sqrt{2L/\Delta}\right) dL. \quad (19)$$

Сравним эффективность обнаружения последовательности узкополосных радиоимпульсов с помощью алгоритма (12), (13) с эффективностью обнаружения последовательности СШП КРС алгоритмом (6). Обнаружители (6) и (13) имеют одинаковую вероятность ложной тревоги, описываемую выражением (17). Формулы (18) и (19) для вероятностей пропуска сигнала отличаются наличием множителя V при ОСШ z_0^2 . Обозначим $z^2 = Vz_0^2$ – ОСШ на выходе приёмника МП для последовательности СШП КРС. Значит эффективность обнаружения при одинаковой вероятности ложной тревоги зависит от величины $V = z^2/z_0^2$. Если $V > 1$, то $\beta < \beta_0$ и наоборот. Следовательно, величина V является мерой отличия эффективности обнаружения последовательности СШП КРС по сравнению с обнаружением последовательности узкополосных радиоимпульсов.

На рис. 2 приведены зависимости величины $V = z^2/z_0^2$ (16) от параметра узкополосности κ при $\lambda = 1$ и разных значениях начальной фазы. Сплошная кривая построена при $\varphi_0 = 0$, пунктирная – при $\varphi_0 = \pi/8$, штрихпунктирная – при $\varphi_0 = \pi/4$. На рис. 3 показаны зависимости величины V (16) от параметра узкополосности κ при $\varphi_0 = 0$ и разных значениях λ . Сплошная кривая построена при $\lambda = 0$, пунктирная – при $\lambda = 0,5$, штрихпунктирная – при $\lambda = 1$.

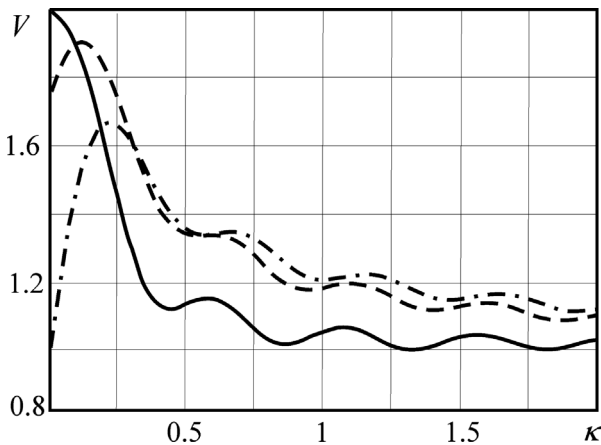


Рис. 2. Зависимость V от параметра узкополосности при разных значениях начальной фазы.

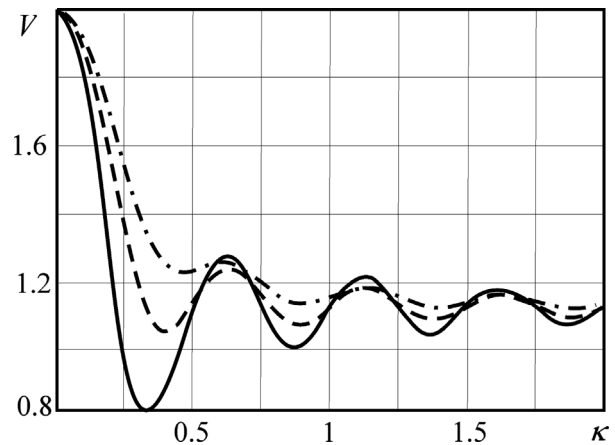


Рис. 3. Зависимость V от параметра узкополосности при разных λ .

Заключение

Приведённые результаты позволяют построить оптимальный обнаружитель последовательности СШП КРС, с учётом неузкополосного характера импульсов. Выражения для вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала когерентной последовательности СШП КРС совпадают с аналогичными выражениями для одиночного СШП КРС с тем отличием, что ОСШ по мощности увеличивается пропорционально количеству импульсов в последовательности. В зависимости от начальной фазы эффективность оптимального обнаружения СШП КРС может быть как выше, так и ниже эффективности обнаружения последовательности узкополосных радиоимпульсов. Анализ выражения (16) и рис. 3 дают представления о количественном значении параметра κ , при котором сигнал можно считать узкополосным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 432 с.
2. Филькенштейн М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов / М.И. Филькенштейн. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
3. Трифонов А.П., Беспалова М.Б. Сверхширокополосное обнаружение цели при зондировании разрывными импульсами // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003, Т.46. – №5. – С.3-10.
4. Трифонов П.А. Обнаружение последовательности сверхширокополосных сигналов с неизвестным временем прихода при наличии узкополосных помех // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2007, Т.10. – №1. – С. 27-32.
5. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума // Известия вузов. Радиофизика. – 2009, Т.52. – №9. – С.749-760.
6. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Квазиправдоподобное обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы с неизвестной // Радиотехника. – 2016. – №6. – С.99-105.
7. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Сравнение характеристик алгоритмов обнаружения сверхширокополосных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – №11. – С.193-199.
8. Трифонов А.П. Эффективность обнаружения одного класса сверхширокополосных сигналов в условиях параметрической априорной неопределенности / А.П. Трифонов, Ю.Э. Корчагин, К.Д. Титов // Журнал технической физики. – 2018. – №8. – С.1235-1240.
9. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. [и др.]. Теория обнаружения сигналов / под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440с.
10. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех – М.: Сов. радио, 1978. – 296с.
11. Справочник по специальным функциям / [под ред. М. Абрамовица, И. Стиган]. – М.: Наука, 1979. – 832с.

ПРИНЦИП МІМО РАДИОКАМЕРЫ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОСТОРОННИХ ПРЕДМЕТОВ НА ВЗЛЕТНОЙ ПОЛОСЕ

Водолазов Р.В., Чапурский В.В.

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
valch2008@yandex.ru

Теоретически проанализирована возможность обнаружения малых посторонних предметов на взлетной полосе аэродрома с помощью наземной МІМО радиокамеры. В качестве ортогональных по времени зондирующих сигналов передающих элементов радиокамеры использованы сверхширокополосные зондирующие сигналы со ступенчатой частотной модуляцией. На математической модели системы пространственно-временной обработки сигналов с выхода приемных элементов МІМО радиокамеры рассмотрены примеры построения 2D радиоизображений совокупности нескольких точечных объектов, лежащих на поверхности взлетной полосы аэродрома.

Введение

Принцип радиокамеры (РК) для определения радио изображений (РИ) объектов был сформулирован и получил экспериментальное подтверждение в работах Б.Д. Стейнберга [1,2]. В [2] использовался также метод инверсного радиолокационного синтеза апертуры для увеличения азимутального разрешения за счет движения воздушных объектов (ВО). В то же время принцип РК реализуем и при использовании неподвижных антенных решеток (АР) из некоторого числа антенных элементов [1]. При произвольном расположении антенных элементов фазы сигналов на выходах приемных каналов РК могут быть скорректированы за счет эталонного отражателя или внешнего источника, что позволяет осуществить когерентную пространственно-временную обработку (ПВО) принимаемых сигналов. В настоящее время при реализации наземных РК в интересах получения РИ наземных объектов для сокращения общего числа элементов АР разрабатываются методы мультистатической радиоголографии [3,4], которые основаны на принципах МІМО радиолокации [5,6]. Разрешение по пространственным координатам в наземных МІМО РК определяется шириной полосы частот зондирующих сигналов (ЗС), а также геометрией расположения передающих и приемных элементов АР. Совокупность свойства ортогональности ЗС, излучаемых передающими элементами, и геометрического расположения передающих и приемных элементов приводит к понятию *виртуальной* АР [7], которая может быть синтезирована как эквидистантная решетка приемопередающих элементов.

В настоящее время в авиации актуальна задача обнаружения посторонних мелких предметов (debris) [8], находящихся на взлетной полосе и представляющих опасность для взлета и посадки самолетов. Важным для практики является применение в наземных РК АР физически большого размера при небольшом числе передающих и приемных элементов, обеспечивающих измерения без наличия дифракционных максимумов. Этим требованиям могут удовлетворять МІМО РК с плотными *виртуальными* АР при небольших расстояниях между виртуальными приемопередающими элементами. Следует отметить, что расположение мелких предметов непосредственно на поверхности взлетной полосы даже при подъеме передающих и приемных элементов РК над поверхностью приводит к отсутствию «антиподов» [9] за счет отражений от поверхности и позволяет не учитывать их при решении задачи обнаружения на полосе посторонних предметов.

Данный доклад содержит предварительные результаты оценки 2D пространственного положения посторонних предметов на поверхности взлетной полосы в МІМО РК на основе анализа сечения обобщенного корреляционного интеграла (ОКИ) [6] системы ПВО. Приводятся примеры построения 2D радиоизображений группы малых (точечных) объектов, при разном положении группы относительно антенной системы для модели МІМО РК, состоящей из малого числа слабонаправленных антенных элементов при ортогональном излучении передающими элементами сверхширокополосных (СШП) ЗС со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ).

Обобщенный корреляционный интеграл для МІМО радиокамеры

Вычисление ОКИ по пространственным координатам для МІМО РК аналогично случаю МІМО РЛС [6]. Оно исходит из выражения для ОКИ системы ПВО принимаемого векторного сигнала от совокупности $P+1$ рассеивателей с интенсивностями q_p и координатами $\vec{r}^{(p)}$, $p=0,1,\dots,P$, с

ожидаемым или опорным вектором координат сигналов $\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|^T$. Алгоритм фокусировки многоточечных объектов в ММО РК вытекает из выражений для ОКИ при конкретных видах ортогональных компонент ЗС [6].

Считаем, что антенная система (АС) наземной ММО РК состоит из передающих и приемных элементов, поднятых над плоскостью xOy прямоугольной системы координат (x, y, z) . Тогда положения n -ого передающего и k -ого приемного элементов определяются векторами $\vec{r}_m = \|x_m, y_m, z_m\|^T$, $n = 0, \dots, N_t$ и $\vec{r}_{rk} = \|x_{rk}, y_{rk}, z_{rk}\|^T$, $k = 0, \dots, N_r$, где $N_t + 1$ и $N_r + 1$ - число передающих и приемных элементов, T - символ транспонирования вектора строки. Пусть передающие элементы работают последовательно во времени, излучая в неперекрывающихся (ортогональных) временных интервалах пачки ЗС со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) [6] с периодом излучения T . Тогда СЧМ сигнал, изучаемый n -ым передающим элементом, можно записать в виде пачки $M + 1$ частотных компонент:

$$\dot{s}(t, n) = \sum_{m=0}^M \dot{s}_m(t - nT), \quad (1)$$

где

$$\dot{s}_m(t) = A(t - mT_\omega) \exp(j\omega_m(t - mT_\omega)), \quad (2)$$

m -ая частотная компонента пачки СЧМ сигнала, T_ω - период излучения по времени отдельных частотных компонент $\dot{s}_m(t)$. Здесь $\omega_m = \omega_0 + m\Delta\omega$, $m = 0, 1, \dots, M$, а $M + 1$ и $\Delta\omega$ - число и шаг по частоте частотных компонент. Как и в [6], $A(t) = \text{rect}(t/\tau_\omega)$ - прямоугольный импульс длительности $\tau_\omega = T_\omega - \tau_{\max}$ на интервале $0 < t \leq \tau_\omega$, амплитуду которого, не нарушая общности, считаем единичной. Величина τ_{\max} равна максимальной возможной задержке по всем парам « n -ый передатчик - k -ый приемник» при нахождении отражателей на максимальной дальности R_{\max} .

Сигнал m -ой частотной компоненты, излученный n -ым передающим элементом, отраженный от отражателя с вектором координат $\vec{r} = \|x, y, z\|^T$ и принятый k -ым приемным элементом, с точностью до константы равен $\dot{s}_m(t - \tau_{nk}(\vec{r}))$. Причем $\tau_{nk}(\vec{r})$ - задержка распространения сигнала по пути « n -ый передающий элемент - отражатель в точке $\vec{r} = \|x, y, z\|^T$ - k -ый приемный элемент», для которой справедливы соотношения:

$$\tau_{nk}(\vec{r}) = \tau_m(\vec{r}) + \tau_{rk}(\vec{r}), \quad (3)$$

$$\tau_m(\vec{r}) = |\vec{r} - \vec{r}_m|/c, \quad \tau_{rk}(\vec{r}) = |\vec{r} - \vec{r}_{rk}|/c, \quad (4)$$

где задержки распространения по путям « n -ый передатчик - точка \vec{r} - k -ый приемник», « n -ый передатчик - точка \vec{r} » и «точка \vec{r} - k -ый приемник», c - скорость распространения электромагнитных волн, $|\vec{a}|$ - модуль вектора \vec{a} .

При сделанных предположениях и обозначениях в [6] было получено следующее выражение для комплексного ОКИ ММО РЛС с временным разделением изучаемых СЧМ ЗС:

$$\dot{Q}(\vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t, N_r} \sum_{p=0}^P q_p \exp\left\{j(\omega_0 + M\Delta\omega/2)\Delta\tau_{nk}(\vec{r}_0^{(p)}, \vec{r})\right\} W\left(\Delta\omega\Delta\tau_{nk}(\vec{r}_0^{(p)}, \vec{r})\right), \quad (5)$$

где $\Delta\tau_{kn}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \tau_{kn}(\vec{r}) - \tau_{kn}(\vec{r}_0)$, а $W(x)$ есть дискретное преобразование Фурье по частотам от функции окна

$$w_m = \begin{cases} \alpha - (1 - \alpha) \cos(2\pi m/M) & \text{при } m = 0, 1, \dots, M; \\ 0 & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (6)$$

При $\alpha = 0.5$ имеем окно Ханна, а при $\alpha = 0.54$ - окно Хемминга, причем [6]:

$$W(x) = \alpha \cdot \frac{\sin((M+1)x/2)}{\sin(x/2)} + \frac{(1-\alpha)}{2} \left[\frac{\sin((M+1)(x/2 + \pi/M))}{\sin(x/2 + \pi/M)} + \frac{\sin((M+1)(x/2 - \pi/M))}{\sin(x/2 - \pi/M)} \right]. \quad (7)$$

Выражение для ОКИ (5) отвечает полному бистатическому режиму работы приемных и передающих элементов, когда ЗС, излучаемый каждым передатчиком, принимается всеми приемниками.

Пример анализа ОКИ МИМО радиолокационной системы при получении радиоизображений посторонних объектов на взлетной полосе

Рассмотрим в качестве примера МИМО РК, работающую со сверхширокополосным (СШП) ЗС со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) в полосе частот $\Delta F = 400\text{МГц}$ (200...600МГц) с числом частот $M+1 = 512$ при шаге по частоте $\Delta f = 782.8\text{кГц}$. Антенная система, состоит из разреженных передающей и приемной линейных АР, содержащих 8 приемных элементов и 4 передающих, которые расположены по два по краям приемной АР. Вся линейная АР находится на общей прямой линии на высоте 1 м над плоскостью $(x, y, 0)$ у края полосы, как показано в координатах на рис. 1.

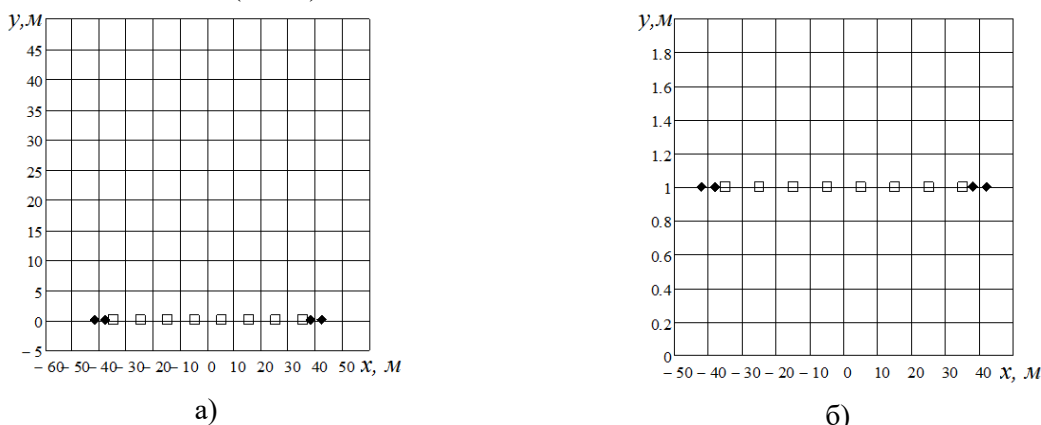


Рис. 1. Расположение 8-ми приемных и 4-х передающих элементов линейной МИМО РК в плоскости (x, y) (а) и по вертикали в плоскости (x, z) (б). Масштаб по осям в метрах

Два примера расположения тестовых групп из 4-х точечных объектов в горизонтальной плоскости, для которых с помощью ОКИ РК рассчитывали РИ, представлены на рис. 2а,б вместе горизонтальными координатами элементов РК.

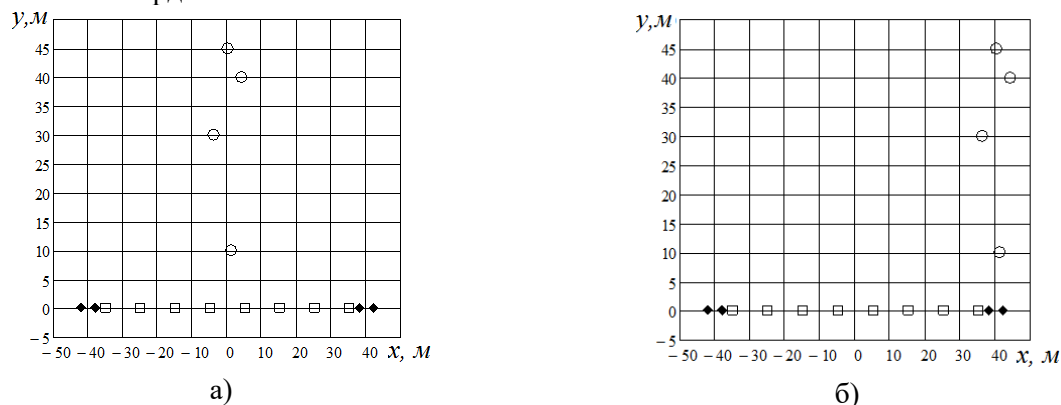


Рис. 2. Примеры расположения тестовых групп из 4-х точечных объектов относительно РК.

Радиоизображения данных тестовых групп точечных объектов, полученные с помощью РК на основе расчета сечений ОКИ, представлены на рис. 3 с учетом изменения масштаба и смещения координаты по горизонтальной оси для большей детализации. Видно, что смещение группы объектов относительно центра РК практически не искажает координаты отметок.

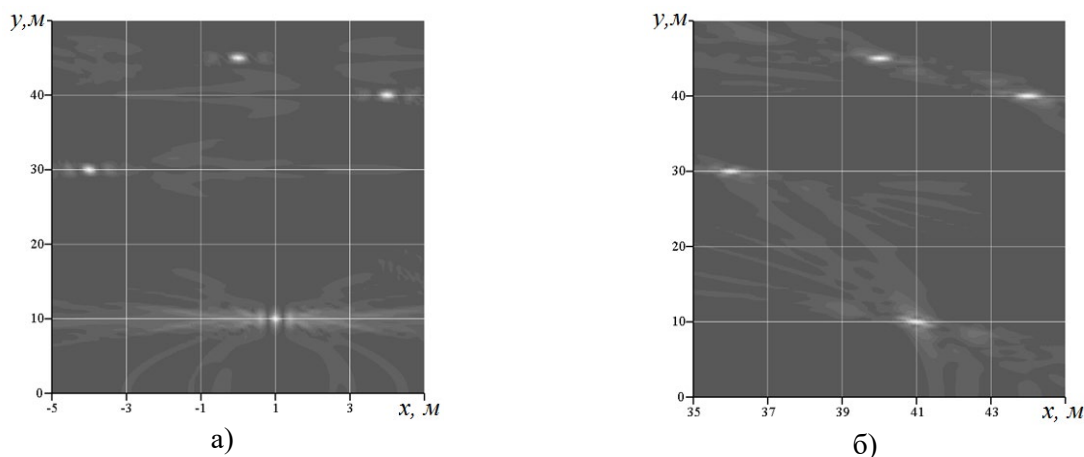


Рис. 3. Радиоизображения двух тестовых групп точечных объектов по рис. 2 с учетом изменения масштаба и смещения горизонтальной координаты. Размерности координат в метрах.

Заключение

В докладе дана теория и пример анализа сверхширокополосной ММО РК, состоящей из поднятых над поверхностью взлетной полосы аэродрома разреженных передающей и приемной ММО АР. В качестве ортогональных компонент ЗС, излучаемых передающими элементами радиокамеры, использованы сигналы с СЧМ при полной частотной полосе 400 МГц в диапазоне частот 200...600 МГц. Теоретически показано, что принципы ММО РК могут быть использованы для обнаружения малых посторонних предметов, находящихся на взлетной полосе. Принципы ММО при СШП зондирующих сигналах позволяют существенно сократить общее число элементов РК без снижения качества радиоизображений, которое вызвано для классических РК наличием дифракционных максимумов в разреженных решетках. Для конкретного примера РК установлено, что смещение группы предметов относительно центра РК не искажает координаты их отметок.

Дальнейшие исследования в данной области могут быть направленные на оптимальный выбор конфигурации ММО антенной системы радиокамеры, а также формы и полосы частот ортогональных зондирующих сигналов. При этом представляется реальным переход к практической реализации ММО радиокамеры для обнаружения посторонних предметов на взлетной полосе.

ЛИТЕРАТУРА

1. B. D. Steinberg, *Microwave Imaging with Large Antenna Arrays: Radio Camera Principles and Techniques*. New York, NY: Wiley, 1983.
2. Стейнберг Б. Д. Формирование радиолокационного изображения самолета в диапазоне СВЧ. ТИИЭР, 1988, т. 76, №12, с. 26-46.
3. Чапурский В. В. Получение радиолографических изображений объектов на основе разреженных антенных решеток типа ММО с одночастотным и многочастотным излучением. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. "Приборостроение". 2011. №4, с. 72-91.
4. Чапурский В. В., Водолазов Р. В. Разрешающая способность и построение радиоизображений трехмерных объектов на основе наземной ММО радиокамеры. XII Всероссийская конференция "Радиолокация и радиосвязь" 26-28 ноября 2018 г. Доклады, с. 166 – 170.
5. Fishler E., Haimovich A., et all. MIMO radar: An idea whose time has come / *Proceedings of the IEEE Radar Conference*. 26–29 April 2004, pp. 71–78.
6. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012г.
7. J. Klare, O. Saalman. MIRA-CLE X: A new Imaging MIMO-Radar for Multi-Purpose Applications. *Proceedings of the 7th European Radar Conference*. 2010, Paris, France. P. 129-132.
8. P. Feill, W. Menzell, T.P Nguyen, Ch. Pichot, C. Migliaccio. Foreign Objects Debris Detection (FOD) on Airport Runways Using a Broadband 78 GHz Sensor. *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*. October 2008, Amsterdam, The Netherlands, pp. 1608-1611.
9. Barton D. K. Low-Angle Radar Tracking. *Proceedings of the IEEE*, v. 62, No. 6, 1974, pp. 687-704.

ВОЗМОЖНОСТИ ИССЛЕДОВАНИЯ АТМОСФЕРНЫХ РЕК С ПОМОЩЬЮ СПУТНИКОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Савченко Е.В., Маклаков С.М.

*Фрязинский институт радиотехники и электроники РАН
eugeniy.fire@yandex.ru, ser2110@mail.ru*

В настоящей работе авторами были проанализированы существующие методы исследования феномена атмосферных рек в рамках дистанционного зондирования Земли. Атмосферные реки – нитевидные структуры в поле атмосферного водяного пара, обеспечивающие быстрый перенос влаги из тропиков в средние и высокие широты. В статье был произведён краткий экскурс в историю исследования феномена атмосферных рек и его влияния в рамках локальных и глобальных атмосферных процессов. Затронут весь цикл, связанный с исследованием - выделены и кратко описаны основные методики их обнаружения и исследования, аппаратура, с помощью которой они произведены. Также затронута тема об удобном многофункциональном интерфейсе для доставки полученных данных до конечного пользователя, их автоматической обработки и дальнейшего тематического использования, путём создания современных геопорталов, построенных на получении данных из распределённых баз данных. В работе были использованы данные развиваемого в нашей лаборатории геопортала спутникового радиотепловидения (<https://fireras.su/tpw/>). Положения и выводы настоящей работы лягут в основу дальнейших исследований нитевидной структуры глобальной атмосферной циркуляции.

Введение

Одной из актуальных задач при исследовании атмосферных процессов является исследование участия т.н. атмосферных рек (АР) – нитевидных структур в тропосфере, обеспечивающих быстрый перенос влаги из зоны тропиков в средние и высокие широты, в формировании различных атмосферных явлений, в том числе неблагоприятных для человека [1, 2]. В настоящее время происходит развитие возможностей сбора данных о состоянии окружающей среды космическими аппаратами на спутниковых платформах. При этом, в связи с усилением мощностей вычислительной техники, обрабатывающей данные космических наблюдений, а также увеличения объёма баз данных, хранящих многолетние объёмы полученной информации, появляются всё большие возможности для исследования атмосферных процессов глобального и крупного регионального масштабов. Эти обстоятельства указывают на перспективность использования космических средств дистанционного зондирования для наблюдения АР. Для реализации этих перспектив главной задачей данной работы является провести анализ возможностей применения данных ДЗЗ для исследования атмосферных рек, а также поиск современных методик и направлений дальнейшего развития средств ДЗЗ для максимально быстрого и эффективного детектирования АР.

Особенности АР и исследование их влияния на атмосферные процессы

История исследования феномена АР берёт начало в работе [3], где авторы впервые употребили термин “тропосферные реки” при описании сильно вытянутых структур в суточных полях тропосферного водяного пара. В данной работе эти нитевидные структуры обеспечивают быстрый перенос влаги из тропиков в средние и высокие широты. Исследователями из той же группы в их следующей работе по данной тематике [4] был впервые введён термин “атмосферные реки”. В этой статье была представлена информация о проведённых исследованиях взаимосвязи между атмосферными реками и т.н. “бомбами” – внетропическими циклонами, у которых давление в центре падает как минимум на 1 Гпа/Час в течении 24 часов. Авторы исследовали аспекты взаимодействия атмосферных рек с внетропическими циклонами и показали, что высвобождение скрытого тепла, адвекцию которого из тропических областей обеспечивают АР, вносит заметный вклад в усиление циклонов. В итоге, на основе результатов численного моделирования авторы построили векторные карты потоков скрытого тепла, наложенные на карты атмосферного давления для полудня и полуночи (GMT). Из полученных карт были собраны хронологические ряды карт для отдельных бассейнов Мирового океана, что позволило анализировать совокупность указанных карт в виде видеорядов.

В статье [5] был предложен алгоритм, позволивший изучать потоки водяного пара в тропосфере с использованием данных о ветре и влагосодержании атмосферы из Европейского центра среднесрочных прогнозов погоды (ECMWF). Потоки делятся на нитевидные структуры, известные как тропосферные реки, и то, что авторы называют широкими полями (broad fields). Результаты исследования

показывают, что АР могут совершать общий (до 90%) меридиональный перенос влаги, наблюдаемой в внетропической атмосфере, но при этом могут занимать всего около 10% от общей долготной длины на выбранной исследователями 35 широте северного полушария. Авторы предложили физически обоснованный алгоритм расчета, который точнее учитывал границы “нитевидных структур” в атмосфере и тем самым лучше учитывал долю транспорта атмосферных рек в общем распределении движущихся потоков переноса воды в атмосфере.

Влияние конкретных АР на погодные явления исследовано, в частности, в работе [1], где проанализированы АР “Pineapple Express” и “Hawaiian fire hose”. Эти АР соединили тропические влагосодержащие области вблизи Гавайских островов с западным побережьем Северной Америки, что стало причиной обильных осадков, приведших к наводнению в регионе. В работе [6] был исследован АР “Maya express”, прошедший из Карибского Региона через Мексиканский залив и штат Техас в район Великих Равнин. Этот АР стал причиной сильных дождей в среднезападном регионе США в течение поздней весны и лета. АР из Атлантического Океана участвуют и в формировании многих погодных явлений в Евразии и Африке, что оказывает существенное влияние на метеорологическую обстановку стран северной Европы и западной Африки. Например, в работе [7] авторами была установлена связь между крупнейшими наводнениями, происходящими на западе Великобритании в осенний и зимний периоды, с деятельностью АР. Согласно новейшим исследованиям [8], “сфера влияния” атмосферных рек распространяется также и на регионы Сибири и Арктики, являясь одной из возможных причин быстрого (по сравнению с большинством других регионов) потепления, называемого “арктическим (полярным) усилением”. Анализ экспериментальных данных показал, что как наличие морского льда в Арктике, так и достаточный запас влаги в Сибири являются важными факторами формирования сибирских атмосферных рек. АР и морской лед усиливают циклоническую активность, а она, в свою очередь, стала причиной дополнительного нагрева тропосферы.

Исследование [9] показывает, что интенсивность АР будет только расти с увеличением атмосферной влажности в тёплом климате благодаря тому, что возможное содержание влаги в воздухе возрастёт вместе с ростом температуры. При этом современные модели показывают, что к концу XXI века частота возникновения рек удвоится. В исследовании [2] был оценён экономический ущерб от влияния атмосферных рек. Было установлено, что с присутствием потоков влаги в газовой оболочке планеты связано около трёх четвертей крупнейших мировых катастроф, материальный ущерб каждой из которых составил порядка двух миллиардов долларов. Степень участия атмосферных рек в общих атмосферных процессах напрямую зависит от изменений климата, происходящих сейчас на нашей планете. Изменения в количестве и интенсивности АР могут влиять на частоту и магнитуду наводнений и направление движения штормов. Из этого можно заключить, что дальнейшее внимание к изучению АР, имеющих связь с неблагоприятными погодными явлениями (сильные ветра, штормы у побережья, обильное выпадение осадков, приводящее к оползням и наводнениям) может оказать помощь в прогнозировании возникновения и уменьшении негативных последствий стихийных бедствий.

Исследование АР посредством спутниковой СВЧ-аппаратуры

Информация о водяном паре, которая позволит производить наблюдение и исследование АР, доступна в результате обработки данных спутниковой аппаратуры, такой, как, например, AMSR-E, AMSR2, GMI, SSM/I, SSMIS, TMI. Согласно статье [10], к 1998 году, пространственно-временное покрытие данных о содержании водяного пара в атмосфере над поверхностью океана значительно улучшилось благодаря использованию микроволнового дистанционного зондирования с полярно-орбитальных спутников, в частности, аппаратуры SSM/I. Это привело к значительному усилению внимания к распространенности и роли атмосферных рек. До использования этих спутников и датчиков ученые в основном зависели от метеозондов и других связанных с ними технологий, которые не обеспечивали покрытие атмосферы над океаническими зонами должным образом. SSM/I и аналогичные технологии обеспечили здесь частые глобальные измерения интегрированного водяного пара (IWV). В число спутников, на которых установлена подобная аппаратура, входят Aqua, SUOMI NPP, MADRAS, TRMM, Метеор-3М. Важно отметить, что при этом в исследованиях зачастую используются данные сразу нескольких спутников. Например, в работе [11] атмосферные реки, оказывающие влияние на западное побережье Северной Америки, одновременно наблюдались над северо-восточной частью Тихого океана полярно-орбитальными спутниками Aqua и CloudSat.

Для правильного детектирования АР необходимо учитывать, какие физические параметры описывают этот феномен. Это необходимая ступень для возможности моделирования и прогнозирования данного феномена. На основании анализа существующих работ по данной тематике можно выделить следующие ключевые параметры для описания АР: интегральное влагосодержание атмосферы IWV (integrated water vapor) или TPW (total precipitable water); интегральный горизонтальный транспорт водяного пара IVT (integrated horizontal water vapor transport); массовая доля водяного пара или удельная влажность (specific humidity), а также вспомогательные, такие как атмосферное давление (atmospheric pressure); скорость ветра (wind velocity); температура воздуха (air temperature); скорость приповерхностного ветра WND; водозапас облаков CLW (cloud liquid water); интенсивность осадков RR (Rain Rate). К большинству из них существуют требования со стороны исследователей к величине пространственного разрешения, абсолютной точности указанной величины, повторяемости съёмки и времени, за которое производится глобальный обзор земной поверхности.

В число преимуществ использования спутниковых средств ДЗЗ входит оперативность получения данных, позволяющая проводить постоянный мониторинг и вовремя отслеживать этот зачастую краткосрочный процесс и его влияние на погодные процессы, а также территориальный охват одновременных наблюдений, несопоставимый с наземными исследованиями. Широкий диапазон спектральных каналов и наличие на орбите целого ряда одновременно функционирующих приборов предоставляет огромные возможности для детального и качественного исследования. Но вместе с этим встаёт вопрос интеграции полученных данных между собой и их доступности для широкого круга исследователей.

На основе полученных данных с указанных выше спутников создаются информационные продукты, описывающие содержание водяного пара в атмосфере и интенсивность осадков, т.е. те параметры, которые используются при детектировании АР. В частности, в работе [12] авторы провели исследование, насколько хорошо подобные спутниковые продукты отразили вызванные АР сильные осадки в начале 2017 года. В работе были использованы и сопоставлены между собой шесть разных продуктов, а также данные двух наземных радаров. В результате установлено, что по сравнению со спутниковой продукцией наземный метеорологический радар показывает лучшую производительность в обнаружении осадков и их оценке. Но при этом радары не обеспечивают полного обзора всей контролируемой зоны Тихого океана из-за сложной микрофизики осадков в этом регионе. Радар не может отследить более трети от общего числа осадков по сравнению с их общей оценкой.

Инструменты выявления и исследования свойств АР

Учитывая указанные в [13,14] проблемы и задачи, стоящие перед исследователями, можно кратко выделить основные пути, по которым современным исследователям необходимо двигаться для дальнейшего развития в работе по данной тематике. Они связаны с растущей ролью автоматизированных систем для обработки данных, внедрение и развитие возможностей которой может позволить в обозримом будущем автоматически выделять АР и предсказывать их последствия. Для реализации данной возможности необходимо, в первую очередь, создать общую базу данных параметров, которые будут использованы для более точного определения АР, с привлечением как можно большего числа независимых источников, которые затем необходимо сопоставить между собой. Эта база данных может стать фундаментом для создания на её основе тематических геопорталов, доступных для широкого круга исследователей, с помощью которых можно добиться консолидированного прогресса в изучении данной темы.

В настоящее время в мире существует множество различных баз данных космических снимков с открытым доступом, которые всё чаще приобретают вид геопорталов, позволяющих не только визуально выбрать дату и область на карте и сохранить связанный с ними снимок, но и провести с ним определённые преобразования. Существенным недостатком является то, что набор данных на этих ресурсах и форматы их представления разнятся между собой. И следующим логичным шагом является появление геопорталов, которые смогут собирать данные из множества распределённых архивов и баз данных, преобразовывать их для успешной интеграции и получения необходимого для пользователя конечного продукта.

В ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН сотрудниками был создан геопортал для объединения и совместного анализа спутниковой информации на принципах виртуальной интеграции

пространственно распределенных архивов и баз данных ДЗЗ [15]. Его данные, представляемые в виде анимированных карт среднесуточных параметров влагосодержания над поверхностью Земли, можно использовать для дальнейшего изучения атмосферных рек. Геопортал спутникового радиотепловидения является важным инструментом удаленной обработки и совместного анализа дистанционных данных в интересах широкого класса прикладных и фундаментальных задач дистанционного зондирования Земли. К ним, в частности, относятся задачи анализа глобальных климатических изменений, региональной изменчивости погоды и климата, развития и эволюции быстропротекающих процессов в атмосфере, океане и на суше, в том числе катастрофического характера, а также диагностика и анализ последствий природных и техногенных катастроф. На сайте <http://fire.fryazino.net/tpw/> можно посмотреть данные по основным параметрам влагосодержания атмосферы на любую выбранную дату и время за период последних пятнадцати лет, также здесь присутствуют уже готовые анимированные изображения полей влагосодержания над всей поверхностью Земли. Отдельно на сайте присутствует ещё один продукт - калькулятор "ИКАР" (Интерактивный Калькулятор для Атмосферных Расчетов), который позволяет проводить самому пользователю необходимые вычисления различных параметров на основе спутниковых изображений. Процесс производится при помощи расчётных формул, задаваемых пользователем по определённому шаблону. Преимущества геопортала заключаются в систематически внедренном подходе к динамическому представлению и анализу доступных данных. Ценность этого подхода будет увеличиваться за счет синергетического эффекта при виртуальной интеграции в портал как можно более представительных и разнотипных массивов дистанционных наблюдений Земли [16].

Выводы

Для успешного детектирования АР необходимо обратить внимание и на саму систему спутникового измерения. Чтобы полученные для исследований данные были качественными, требуется уточнить систему, повысить её надёжность, поэтому требуется определённая доработка. Важным моментом является отсутствие неизмеренных зон – лакун на снимках, для достижения которой при измерении радиояркостной температуры с помощью спутникового прибора-спектрометра необходимо иметь полосу захвата не менее чем 1600 км. Для этого необходимы широкозахватные спутники в СВЧ-диапазоне. В качестве доработки мы предлагаем использовать схему съёмки, близкую к SSM/I. Съёмочная аппаратура данного спутника смотрит вперёд по направлению движения, угол её захвата имеет конусовидную форму, 45 градусов от надира, угол встречи зондирующего луча с поверхностью земли 53,1 градуса. Также можно как дополнение использовать спутник с "качающимся" типом съёмки, тем самым у нас будет два спутника, летящих один за другим с разницей примерно в полчаса на соседних траекториях, и измеряющих двойную полосу, при этом один будет "проверять" другой и заполнять лакуны в данных. Т.к. нам не нужно измерять атмосферные профили, а только параметры интегрального влагосодержания, то можно пренебречь тем, что при 30-40 градусах наклона и более данная схема уже не применима. В данном случае необходимо делать выбор аппаратуры из соображения увеличения полосы охвата, чтобы была возможность долго и непрерывно наблюдать за состоянием вытянутого объекта (более 2000 км в длину и менее 1000 км в ширину), каким является АР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lackmann Gary M., Gyakum John R.. Heavy Cold-Season Precipitation in the Northwestern United States: Synoptic Climatology and an Analysis of the Flood of 17–18 January 1986 // *Weather and Forecasting*, vol. 14, issue 5, pp. 687-700, 1999.
2. Waliser Duane, Guan Bin. Extreme winds and precipitation during landfall of atmospheric rivers // *Nature Geoscience*. Vol. 10, pages 179–183, 2017.
3. Newell R.E., Newell N.E., Zhu Y., Scott C. Tropospheric rivers? – A pilot study // *Geophysical Research Letters*. Vol. 19. P. 2401-2404, 1992.
4. Zhu Y, Newell R. E.. Atmospheric rivers and bombs // *Geophysical Research Letters*, Vol. 21, Issue 18, p. 1999-2002, 1994.
5. Zhu Y., Newell R.E. A proposed algorithm for moisture fluxes from atmospheric rivers. // *Mon. Weather Rev.* Vol. 126 (3). P. 725–735, 1998.

6. Dirmeyer Paul, Kinter James L.. The Maya Express: floods in the U.S. Midwest // DOI: 10.1029/2009EO120001, 2009.
7. Lavers David A., Allan Richard P., Wood Eric F., Villarini Gabriele, Brayshaw David J., Wade Andrew J.. Winter floods in Britain are connected to atmospheric rivers // *Geophysical Research Letters*, Vol. 38, L23803, 2011.
8. Kensuke K. Komatsu, Vladimir A. Alexeev, Irina A. Repina, Yoshihiro Tachibana. Poleward upgliding Siberian atmospheric rivers over sea ice heat up Arctic upper air // *Scientific Reports*. February 13. Doi: 10.1038/s41598-018-21159-6, 2018.
9. Yang Gao, Jian Lu, Ruby L. Leung, Qing Yang, Samson Hagos, Yun Qian. Dynamical and thermodynamical modulations on future changes of landfalling atmospheric rivers over western North America // *Geophysical Research Letters*, Vol. 42, Issue 17, pp. 7179-7186, 2015
10. Ralph, F.M., Dettinger, M.D. Storms, floods, and the science of Atmospheric rivers // *Eos, Transactions, American Geophysical Union.*, Vol. 92, no 32, pp. 265–266, 2011.
11. Matrosov S. Y.. Characteristics of Landfalling Atmospheric Rivers Inferred from Satellite Observations over the Eastern North Pacific Ocean // *Monthly Weather Review*. Vol. 141, pp 3757-3768, 2013.
12. Wen Y, Behrangi A, Chen H, Lambriqtsen B. How well were the early 2017 California Atmospheric River precipitation events captured by satellite products and ground-based radars? // *Q J R Meteorol Soc*. Vol. 144 (Suppl. 1), 344–359, 2018.
13. Gimeno L. Grand challenges in atmospheric science // *Front. Earth Sci*. 2013.
14. Wick Gary A., Neiman Paul J., Ralph F. Martin. Description and Validation of an Automated Objective Technique for Identification and Characterization of the Integrated Water Vapor Signature of Atmospheric Rivers // *ieee transactions on geoscience and remote sensing*, Vol. 51, no.4, pp. 2166-2176, 2013.
15. Ермаков Д.М., Чернушич А.П., Шарков Е.А. Геопортал спутникового радиотепловидения: данные, сервисы, перспективы развития // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. Т. 13. №3. С. 46-57, 2016.
16. Савченко Е. В., Маклаков С.М., Васильев В. С. Развитие технологий виртуальной интеграции данных спутникового мониторинга земли в геопортале спутникового радиотепловидения // *Сборник тезисов докладов XV Конференция молодых ученых "Фундаментальные и прикладные космические исследования"*. Москва. ИКИ РАН, С. 93, 11-13 апреля 2018 г

ПРИМЕНЕНИЕ ЛАЗЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФОРМОЙ ТРАНСФОРМИРУЕМЫХ АНТЕНН КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Страхов С.Ю., Кочин Л.Б., Сотникова Н.В.

Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д.Ф. Устинова

strakhov_s@mail.ru, klen68@mail.ru, sotniknv@yandex.ru

В работе рассмотрена возможность использования лазерного излучения для передачи энергии и информации к актуаторам трансформируемой антенны с последующим его преобразованием в электрическую энергию с помощью фотоэлектрических преобразователей. Такой способ помогает существенным образом облегчить конструкцию, исключить проблемы электромагнитной совместимости и экранирования электромагнитного излучения антенны, повысить надежность конструкции. В работе рассмотрены различные реализации такого подхода, его преимущества и ограничения.

Раскрывающиеся трансформируемые антенны на основе зонтичного каркаса и двойного сетеполотна являются наиболее перспективным типом антенн при апертурах от нескольких десятков до сотен метров. Такие антенны обеспечивают высокое пространственное разрешение, дальность и широкие функциональные возможности в решении задач космической связи и дистанционного зондирования Земли.

Существенно повысить характеристики таких антенн и обеспечить возможность управления диаграммой направленности излучения позволяет специальная система поддержания и управления формой антенны. Действие системы основано на механическом воздействии на отражающую поверхность антенны, приводящем к ее локальной деформации, за счет точечного натяжения сетеполотна с помощью специальных устройств - актуаторов. Наличие необходимого количества актуаторов (несколько десятков) и системы обратной связи для анализа текущей формы антенны позволяет в широком диапазоне трансформировать антенну, управляя тем самым и формой диаграммы направленности излучения.

Актуальной задачей является подведение энергии для питания актуаторов, передача к ним управляющих сигналов и сбор информации об их состоянии для организации обратной связи. Традиционным решением этой задачи является прокладка электрических кабелей к каждому актуатору, что не является оптимальным из-за увеличения массы антенны, возникновения перекрестных помех, сложности при раскрытии антенны и т.д. В настоящей работе в качестве технологии энергоинформационного обмена предлагается использование лазерного излучения, передаваемого по открытому и волоконно-оптическому каналам.

Новизна предлагаемой полезной технологии и технических решений при ее реализации определяется следующими факторами.

Предлагается использовать оптимальное сочетание двух способов передачи лазерной энергии – по открытому каналу и по оптическому волокну. Необходимость этого обусловлена тем, что в рамках реальной конструкции антенны с высокой долей вероятности будут возникать зоны экранирования лазерного излучения элементами конструкции. Чтобы избежать этого потребуются либо увеличивать число источников излучения, добиваясь нахождения их «в зоне прямой видимости» для каждого актуатора, либо использовать волоконный тракт для передачи излучения к удаленным точкам. С учетом того, что передача энергии по каждому открытому каналу потребует и решения задачи наведения (а это дополнительное утяжеление и усложнение конструкции за счет установки лазеров на сканирующее устройство), то оптимальная комбинация открытого и оптоволоконного канала представляется рациональным решением. Преимуществами волоконно-оптического канала являются возможности параллельной раздачи энергии к нескольким актуаторам от одного лазера и объединения несколько лазерных источников в один канал передачи энергии. Конкретная схема реализации будет зависеть от заданной конструкции антенны.

Также предлагается объединить с помощью оптического канала передачу энергии и информации, что также позволит упростить конструкцию трансформируемой антенны. Двухсторонний информационный обмен с актуаторами позволит повысить эффективность системы создания и

поддержания формы антенны. Действительно, в настоящее время концепция крупногабаритной антенны предполагает лазерное сканирование формы антенны, которое, однако, не дает информации о состоянии конкретного актуатора, т.к. воздействие на каждый участок антенны происходит одновременно от нескольких исполнительных устройств. Это затрудняет управление формой антенны, предполагающее подачу управляющих сигналов к конкретным актуаторам. Если же в систему дополнительно будет поступать сигнал обратной связи от актуатора, то это повысит эффективность (быстродействие и точность) системы управления.

Для упрощения конструкции предлагается введение оптоволокну в силовые стропы сете-полотна антенны. Т.к. в узлах силовых строп расположены точки крепления актуаторов, такой подход обеспечит энергоинформационный обмен с каждым из них. При этом армированные стропы обеспечат защиту оптоволокну от механических повреждений, а вес и габариты конструкции практически не изменятся. Кроме того, т.к. допустимый радиус сгиба строп приблизительно соответствует аналогичному параметру для оптоволокну, то при сворачивании антенны в транспортировочный модуль дополнительных требований к укладке предъявляться не будет.

Уменьшение массы кабелей и систем, достигаемое внедрением беспроводной передачи энергии и информации и совместным использованием для подвода энергии, управления и организации обратной связи одних и тех же элементов, позволит не только существенно развить возможные схемы конструкторских решений для механических частей антенны, но и в совокупности с миниатюризацией исполнительных органов и обеспечением возможности их расположения фактически в любой точке по апертуре антенны, позволит реализовать сложные законы управления формой антенны и, тем самым, существенно расширить диапазон, повысить энергоинформационную насыщенность и качество работы радиолокационных средств и средств связи космического базирования.

На рисунках 1-3 представлены возможные схемы лазерно-волоконно-оптической системы беспроводной передачи энергии.

В схемах на рисунках 1 и 2 оптическая мощность передается к потребителям по одному главному транспортировочному волокну, однако, в зависимости от ряда факторов (конструкции антенного устройства; количества и расположения актуаторов; требуемых для каждого актуатора напряжения и мощности; мощности питающего лазерного источника и т.д.) возможны варианты: один лазерный источник - один актуатор (приемник) (рис. 1); объединение лазерного излучения от нескольких источников посредством т.н. «объединителя накачки» и последующее разделение в равной пропорции оптоволоконным разветвителем для подачи излучения одновременно на несколько независимых или включенных параллельно потребителей-актуаторов (рис. 2).

На рисунке 3 приведена схема организации питания потребителей с одновременной передачей управляющего сигнала и снятия телеметрии. В качестве прототипа рассматривается технология грубого спектрального уплотнения CWDM, обеспечивающая до 9 дуплексных каналов в одном волокне. Так к одному "сигнальному" волокну может подключаться до 9 независимых актуаторов с управляющей электроникой, при этом они могут образовывать конфигурацию любой топологии. Преимуществом такого решения станет низкая стоимость реализации, высокая эффективность и унификация элементной базы. Для увеличения количества каналов следует использовать технологию DWDM, позволяющую организовать одновременно более 60 управляющих каналов. Мы рассматриваем возможность объединения оптоволоконной системы питания и управления в едином волокне. Такая реализация позволит уменьшить количество коммутаций и упростит конструкцию, однако потребует применения дополнительных силовых оптоволоконных элементов спектрального разделения несущих оптических частот.

Для схемы лазерно-волоконно-оптической системы беспроводной передачи энергии можно сформулировать следующие основные рекомендации к ключевым функциональным узлам, которые позволят обеспечить решение задачи передачи энергии и информации к актуаторам трансформируемой антенны с последующим его преобразованием в электрическую энергию с помощью фотоэлектрических преобразователей.

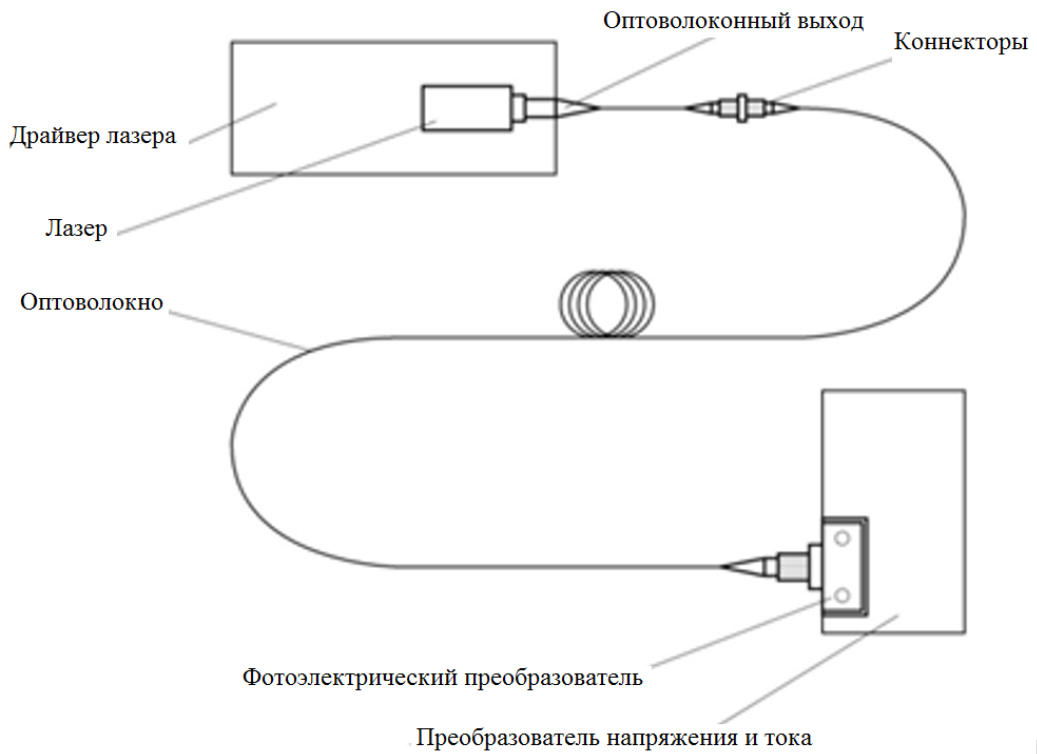


Рис. 1

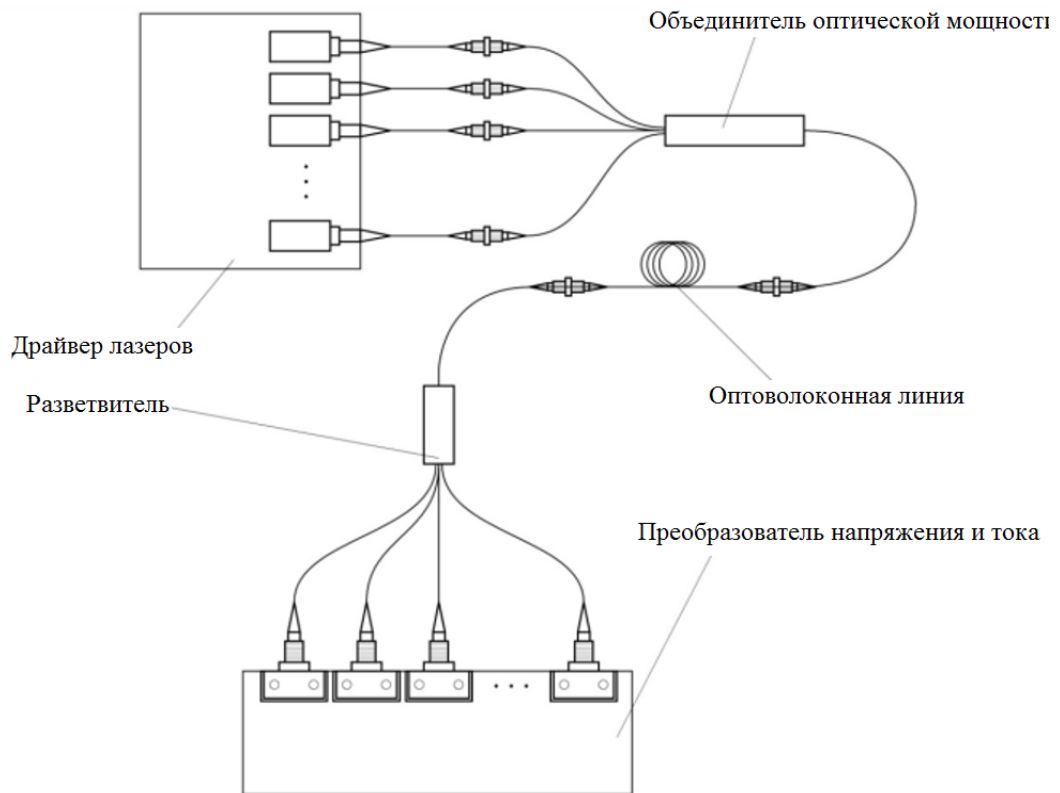


Рис. 2

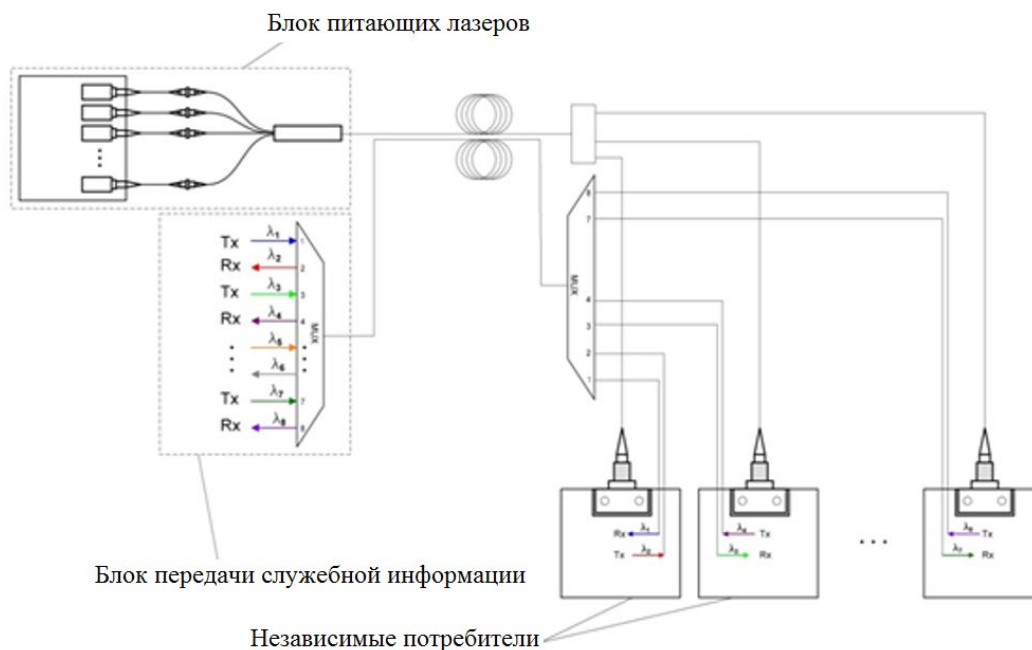


Рис. 3

В качестве источника энергии в открытом канале лазерно-волоконно-оптической системы беспроводной передачи следует использовать лазеры AlGaAs/GaAs, излучающие на длине волны 980-1060 нм, т.к. они демонстрируют рекордные мощностные характеристики и показатели эффективности преобразования электрической энергии в оптическое излучение и, кроме того, потенциальный срок службы таких лазерных диодов, в непрерывном режиме, достигает десятки тысяч часов. Мощность лазерного источника должна составлять не менее 2 Вт, что с учетом эффективности преобразования энергии и потерь в канале транспортировки обеспечит минимально необходимый уровень питания для работы актуатора.

В качестве фотопреобразователя (приемника) должны использоваться приборы на основе гетероструктур AlGaAs/GaAs и антимонида галлия (GaSb) и InGaAsP, т.к. КПД указанных фотопреобразователей находится в пределах от 20 до 75%, или метаморфные - In_{0.24}GaAs/GaAs, являющиеся оптимальным типом преобразователей для лазерного излучения с длиной волны 1064 нм.

В качестве актуатора следует использовать электромеханическое или пьезоэлектрическое устройство с потребляемой мощностью не более 1 Вт, напряжением питания в интервале от 1,5 до 27 В, развивающее линейное усилие не менее 0,25 Н.

Как уже говорилось, необходимо предусмотреть два возможных канала передачи энергии излучения к приемному устройству – открытый канал и волоконно-оптический. Дальность передачи энергии должна составлять не менее 5 м.

В волоконно-оптическом канале передачи энергии должны применяться кварцевые многомодовые волокна с диаметром сердцевины от 105 до 400 мкм и диаметром подложки от 125 до 400 мкм в оболочках до 425-500 мкм, с числовой апертурой от 0,15 до 0,46. Такие волокна могут быть использованы для передачи энергии до 100-150 Вт и более оптической мощности в непрерывном режиме в одном волокне. Оптические волокна указанных характеристик пригодны для прокладки в кабельной канализации или для введения в состав полотна антенны (силовых строп); объединение волокон в одном кабеле практически не увеличивает его веса.

Для открытого канала передачи энергии должны быть использованы расколлимированные до диаметра 5-10 мм лазерные пучки, собираемые на приемной площадке фотопреобразователя плоской линзой Френеля. Наведение излучения на фотоприемную площадку осуществляется с помощью автоматизированной поворотной платформы с управлением по обратной связи от приемника.

При первичном развертывании антенны на орбите, а также периодически - в процессе ее функционирования - производится анализ (измерение) ее формы посредством трех методов: анализа видеоизображений антенны и сравнения положения реперных точек со штатным положением, анализа

диаграммы направленности антенны и 3-D лазерного сканирования формы антенны. На антенне в специальных точках расположены актуаторы, обеспечивающие механическое перемещение частей антенны. Актуатор включает в себя электромеханический привод, оптико-электронный преобразователь, преобразующий оптическое излучение в электрический сигнал.

При рассогласовании измеренной формы антенны с заданной формой бортовой вычислительный комплекс спутника по специальному алгоритму определяет актуаторы, которые необходимо задействовать для корректировки формы и вычисляет параметры перемещения для каждого из них (расстояние и направление перемещения). Далее последовательно на выбранные актуаторы через волоконный канал подается последовательность импульсов лазерного излучения, содержащая кодированную информацию по параметрам перемещения. Последовательность импульсов после преобразования в электрический сигнал воспринимается микроконтроллером актуатора (передача информационного сигнала). Через волоконный канал на актуатор подается непрерывное лазерное излучение, которое после оптико-электронного преобразователя обеспечивает питание актуатора и его заданное перемещение (передача энергии).

Выполнение актуатором команды контролируется на основе обратной телеметрии, которая может осуществляться по волокну с помощью оптического сигнала, по радиоканалу или по сигнальному индикатору на актуаторе, который будет наблюдаться той же видеокамерой, которая контролирует форму антенны.

Указанная процедура проводится для всех выбранных актуаторов, после чего осуществляется контроль формы антенны и при необходимости – повторение процедуры коррекции ее формы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Boreysho A.S., Kochin L.B., Strakhov S.Yu. System for transmitting energy and information using laser radiation for control of the shape of large space-based antennas // Proceedings - 2016 International Conference Laser Optics, LO 2016 2016. С. R65.

2. Матвеев С.А., Страхов С.Ю., Хромихин Д.А., Ким А.А., Дукельский К.В. Организация энергоинформационного обмена между устройствами управления формой трансформируемой антенны с применением волоконно-оптических технологий // Оптический журнал. 2016. Т. 83. № 11. С. 73-78.

3. Ким А.А., Страхов С.Ю., Хромихин Д.А., Матвеев С.А. Использование волоконно-оптических технологий для энергоинформационного обмена между устройствами управления формой крупногабаритной антенны // Вопросы радиоэлектроники. 2016. № 8. С. 41-47.

ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВЫСОТЫ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ С ПОМОЩЬЮ ОДНОПРОХОДНОГО РСА-ИНТЕРФЕРОМЕТРА СКОШЕННОГО ОБЗОРА

Бадак Л.А.¹, Костюк Е.А.¹, Бабокин М.И.²

¹Научный центр оперативного мониторинга Земли АО «Российские космические системы»,

badak_la@ntsomz.ru

²АО «АЭРОКОМ»,

m.baboki57@mail.ru

Введение

В различных отраслях науки и промышленности часто возникают измерительные задачи, связанные с количественной и качественной оценкой высоты рельефа местности. В свою очередь, это порождает актуальную проблему обеспечения потребителей данной информацией, кроме того, немаловажным фактором является оперативность ее предоставления. Одним из методов получения достоверной измерительной информации о высоте рельефа местности является космическая радиолокационная интерферометрическая съемка.

В данной работе рассматривается способ организации однопроходного РСА-интерферометра скошенного обзора, который отличается от общеизвестных способов тем, что формирование интерферометрической базы обеспечивается за счет естественного перемещения носителя РСА, а азимутальное электронное отклонение луча ДНА от траверза используется для осуществления скошенного режима съемки (переднебокового или заднебокового). Такой способ организации интерферометра позволяет с помощью только одного КА при одном проходе получить две или более интерферометрические пары РЛИ. Однако задача обработки траекторного сигнала в скошенном режиме съемки усложняется, по сравнению с обычным обзором, из-за возникновения в спектре отраженного сигнала отличной от нуля регулярной доплеровской составляющей [1].

Вместе с тем в настоящее время проводится интенсивная работа по расширению возможностей РСА, в том числе, путем разработки оптимальных способов обработки радиоголограмм на основе теории анализа и синтеза радиотехнических систем. Именно задаче разработки оптимального способа обработки траекторного сигнала однопроходного РСА-интерферометра скошенного обзора, обеспечивающего наилучшую точность оценки высоты рельефа местности по критерию максимума правдоподобия, посвящена данная работа.

Математическая модель отраженных свойств наблюдаемой поверхности

Фундаментальной характеристикой отражения радиоволн от земной поверхности и распределённых объектов в радиолокации считается дифференциальная или удельная эффективная площадь рассеяния (ЭПР). Однако ЭПР является энергетической характеристикой и не даёт представления об изменении фазы волны при отражении. В качестве математической модели, сохраняющей информацию о амплитудных и фазовых характеристиках рассеянного электромагнитного поля, еще в 60-х годах была введена так называемая функция радиолокационного рельефа (ФРР) [2]:

$$e(x, y) = |e(x, y)| \exp\{i\varphi_e(x, y)\}. \quad (1)$$

Параметр $e(x, y)$ – комплексная величина с размерностью 1/м, модуль которой $|e(x, y)|$ характеризует интенсивность отражения, а аргумент $\varphi_e(x, y)$ указывает на изменение фазы волны в процессе отражения.

В реальных условиях измерениям доступна не функция ФРР $e(x, y)$, а интегральная характеристика отражательной способности некоторого участка поверхности e_p , имеющая размерность м, что ассоциируется с линейным размером объекта, например, высотой. Это даёт основание назвать функцию $e(x, y)$ удельной эффективной высотой рассеяния, или лучше функцией радиолокационного рельефа (ФРР).

Модель движения однопроходного РСА - интерферометра скошенного обзора

Наблюдение за поверхностью рассматривается на примере одиночной точечной цели e_i с координатами (x_i, y_i, z_i) . В РСА космического базирования используют прямоугольную подвижную путевую систему координат (ПСК) O_0XYZ . Носитель РСА движется вдоль оси X с постоянной скоростью V , наблюдая данную точечную цель некоторое время T на дальности R . Время наблюдения T превышает время синтезирования апертуры антенны T_c . Луч реальной диаграммы направленности антенны РЛС при угле падения θ_0 отклонен вперед на угол α_0 относительно угла «нулевой доплеровской частоты» (в случае переднебокового обзора) и стабилизирован на объекте наблюдения. Время синтезирования апертуры T_c разбивается на несколько интервалов T_p , следующих через временной промежуток T_0 . Таким образом, за счет смещения интервалов наблюдения вдоль оси OX формируется так называемая «база интерферометра» $B_0 = VT_0$. Изменения углов падения θ_0 и скошенности α_0 между интервалами наблюдения настолько малы, что ими можно пренебречь. Изменение наклонной дальности R до объекта съемки, возникающее за счет наличия угла скошенности α_0 и базы B_0 , обуславливает образование интерферометрической разности фаз между интервалами наблюдения. Геометрическая схема однопроходного интерферометра скошенного обзора показана на рис. 1. Носитель РСА показан в начальные моменты времени первого ($t = 0$) и второго ($t = T_0$) интервалов наблюдения.

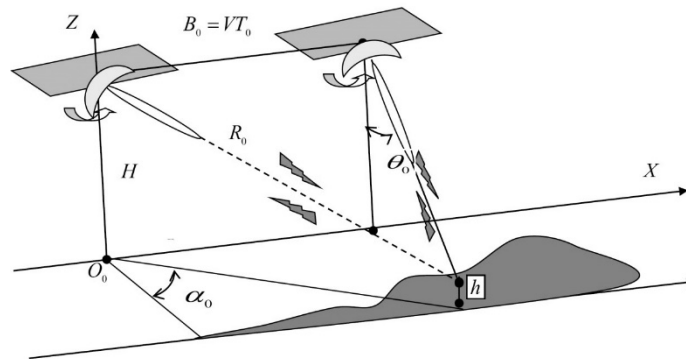


Рис.1. Однопроходный РСА-интерферометр скошенного обзора [3].

При условии $Vt \ll R$, которое для РСА космического базирования выполняется всегда, расстояние от фазового центра антенны до объекта исследования в присутствии местного рельефа может быть представлено в виде:

$$R(t, h) \approx R_0 - h \cos(\theta_0) - Vt \sin(\theta_0) \sin \alpha_0 - \frac{V^2 t^2}{R_0} - \frac{V^2 t^2 \sin^2(\theta_0) \sin^2(\alpha_0)}{R_0} - \frac{V^3 t^3 \sin(\theta_0) \sin(\alpha_0)}{R_0^2} - \frac{hVt \sin(2\theta_0) \sin \alpha_0}{2R_0} - \frac{hV^2 t^2 \cos(\theta_0)}{R_0^2} \quad (2)$$

Выражение (2) можно записать в более краткой форме:

$$R(t, h) \approx R(t, 0) - \mu(t)h, \quad (3)$$

где $R(t, 0) = R_0 - Vt \sin(\theta_0) \sin(\alpha_0) - \frac{V^2 t^2}{R_0} - \frac{V^2 t^2 \sin^2(\theta_0) \sin^2(\alpha_0)}{R_0} - \frac{V^3 t^3 \sin(\theta_0) \sin(\alpha_0)}{R_0^2}$ - изменение наклонной дальности при условии ровной земной поверхности. Данная составляющая компенсируется в результате предварительной обработки с помощью навигационной информации.

$$\mu(t) = \cos(\theta_0) + \frac{Vt \sin(2\theta_0) \sin(\alpha_0)}{2R_0} - \frac{V^2 t^2}{R_0^2} \cos(\theta_0). \quad (4)$$

При оценке высоты рельефа интерферометрами с нормальным боковым обзором определяющим лежит анализ первой компоненты выражения (4) $h \cos \theta_0$ [4]. В случае интерферометра со скошенным обзором изменение угла падения θ_0 настолько мало, что им можно пренебречь. В результате чего при комплексном сопряжении РЛИ, полученных в смежных интервалах наблюдения при скошенном обзоре, компонента $h \cos(\theta_0)$ сокращается.

При скошенном обзоре для получения значений интерферометрической разности фаз определяющей является вторая компонента выражения (4), которая отражается в смещении сигнала по доплеровской частоте $h \frac{Vt \sin(2\theta_0) \sin(\alpha_0)}{2R_0}$. Наличие данной компоненты приводит не только к сдвигу по дальности, но и, в большей степени, к сдвигу по азимуту.

Третья компонента выражения (4) отражается в квадратичном отклонении фазы в принимаемом сигнале на интервале синтезирования $h \frac{v^2 t^2}{R_0^2} \cos(\theta_0)$. В ходе обработки РЛИ, полученных в смежных интервалах наблюдения, эта компонента приводит к относительному сдвигу не только по дальности, но и по азимуту в зависимости от величины местного рельефа. При значительных отклонениях фазы сигнала искажения могут быть настолько велики, что проводить интерферометрические измерения без предварительной фазовой компенсации становится невозможно [3].

Если величина местного рельефа не столь значительна (сотни метров) или выполнена предварительная компенсация квадратичной фазовой составляющей, то выражение (4) можно переписать в виде:

$$\mu(t) = \frac{v t \sin(2\theta_0) \sin(\alpha_0)}{2R_0}. \quad (5)$$

При этом в смежных интервалах наблюдения разность фаз парных сигналов будет определяться следующим образом:

$$\Delta\varphi_{\text{топо}}(T_0, h) = \frac{2\pi h B_0 \sin(2\theta_0) \sin(\alpha_0)}{\lambda R_0}. \quad (6)$$

Отсюда разность фаз пересчитывается в высоту по формуле

$$h = \frac{\lambda R_0}{2\pi B_0 \sin(2\theta_0) \sin(\alpha_0)} \Delta\varphi_{\text{топо}}(T_0, h). \quad (7)$$

Математическая модель принимаемых сигналов на входе РЛС

Принимая во внимание выражение (3), модель полезного сигнала в одном интервале наблюдений однопроходной интерферометрической съемки при скошенном обзоре можно записать в виде

$$s_p(t, h) = \sum_m \sum_n \dot{e}_{p mn}(h) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t, 0) + \mu(t)h) \right\}. \quad (8)$$

Комплексная функция ФРП $\dot{e}_{p mn}(h)$ остается неизвестной, но вместо них допустимо использовать ее оценку, полученную в предыдущем сеансе съемки выбранного участка земной поверхности, например, с помощью фильтра, согласованного с соответствующим сигналом [4]

$$\dot{e}_{p mn}(h) \approx \hat{e}_{(p-1)mn}(h) = \int_0^{T_p} \xi_{p-1}(t, h) \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t, 0)) \right). \quad (9)$$

Если подставить выражение для оценки комплексной функции ФРП (9) в модель принимаемых сигналов (8), то для первого интервала

$$s_1(t, h) = \sum_m \sum_n \hat{e}_{0mn}(h) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t, 0) + \mu(t)h) \right\}. \quad (10)$$

Через определённый промежуток времени T_0 следует второй интервал наблюдения. По аналогии с первым интервалом, модель принимаемых сигналов для второго интервала имеет вид

$$s_2(t + T_0, h) = \sum_m \sum_n \hat{e}_{1mn}(h) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t + T_0, 0) + \mu(t + T_0)h) \right\}. \quad (11)$$

Оптимальная оценка высоты рельефа местности методом максимального правдоподобия

Задача радиоприема сводится к наилучшему (оптимальному в определенном заданном смысле) восстановлению полезной информации по искаженному радиосигналу случайного характера, принимаемого совместно с помехами. Уравнения наблюдаемых сигналов комплекса РСА для каждой независимой $m = 0 \dots M$ полосы дальности (т.е. при фиксированной координате y_m) для задачи синтеза удобно представить в векторном виде:

$$\xi_m(t) = S_m(t, h) + n_m(t), \quad (12)$$

где $S_m(t, h)$ - вектор-функция наблюдаемых сигналов, $n_m(t)$ - вектор-функция мешающих шумов.

В зависимости от выбранной модели наблюдения по принимаемому сигналу должна быть сформирована оценка местного рельефа оптимальная по некоторому критерию качества. При решении различных задач радиолокационного комплекса к выбору критерия предъявляются противоречивые требования, кроме того, этот критерий должен быть удобен для математических преобразований [3]. Для случая, когда о наблюдаемой величине не известно ничего, кроме условного закона распределения результата наблюдения, для нахождения оптимальной оценки рельефа местности в полоске дальности наблюдаемой поверхности целесообразно воспользоваться методом максимального правдоподобия.

Пусть имеется уравнение наблюдения вида (12) с рельефом местности h_{mn} и известен функционал плотности вероятностей шума наблюдения $F\{n(t)\}$. Все задачи синтеза основаны на единой базе теории оптимальной фильтрации в основном для ситуации приема радиосигналов на фоне

широкополосных помех типа белого гауссовского шума. В этом частном случае функционал плотности вероятностей имеет вид

$$F\{n(t)\} = C \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T |n(t)|^2 dt\right\}, \quad (13)$$

где C – множитель, независимый от оцениваемых параметров, N_0 – спектральная плотность мощности шума, T – время наблюдения сигнала.

Из (13) заменой переменных $n_m(t) = \dot{\xi}_m(t) - S_m(t, h_{mn})$ найдем аналитическое выражение для функционала условной плотности вероятности

$$F\{\xi_m(t)|h_{mn}\} = C \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T |\dot{\xi}_m(t) - S_m(t, h_{mn})|^2 dt\right\}. \quad (14)$$

В соответствии с принципом максимального правдоподобия, наиболее близким к действительному состоянию является то значение вектора высот местного рельефа \widehat{h}_{nm} , при котором функция правдоподобия, т.е. функционал плотности вероятности распределения траекторного сигнала оказываются максимальными:

$$\frac{d}{dh_{mn}} \ln F\{\xi_m(t)|\widehat{h}_{nm}\} \Big|_{h_{mn}=\widehat{h}_{mn}} = 0, \quad (15)$$

где $F\{\xi_m(t)|\widehat{h}_{nm}\}$ рассматривается как условный функционал плотности вероятности траекторного сигнала на входе РСА.

Если подставить аналитическое выражение для функционала плотности вероятности (14) в выражение (15) и преобразовать подинтегральную функцию, то уравнение правдоподобия при получении оптимальной оценки параметра h_{mn} примет вид:

$$\frac{d}{dh_{mn}} \frac{1}{N_0} \int_0^T (\dot{\xi}_m(t) S_m(t, \widehat{h}_{mn}) + (\dot{\xi}_m(t) S_m(t, \widehat{h}_{mn})) dt \Big|_{h_{mn}=\widehat{h}_{mn}} = 0. \quad (16)$$

Если подставить модель сигнала второго интервала, рассчитываемую в соответствии с выражением (11), в выражение (16) и вынести сумму по пространственной области за знак временного интеграла, то

$$\frac{d}{dh_{mn}} \frac{1}{N_0} \sum_m \sum_n \overline{\widehat{e}_{1mn}(h)} \int_0^{T_p} \xi_{2m}(t + T_0) \exp\left\{j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t + T_0, 0) + \mu(t + T_0) \widehat{h}_{mn})\right\} + \frac{d}{dh_{mn}} \frac{1}{N_0} \sum_m \sum_n \widehat{e}_{1mn}(h) \int_0^{T_p} (\xi_{2m}(t + T_0)) \exp\left\{-j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t + T_0, 0) + \mu(t + T_0) \widehat{h}_{mn})\right\} dt = 0. \quad (17)$$

Учитывая, что $\overline{\widehat{e}_{2mn}(h)} = \int_0^{T_p} \overline{\xi_{2m}(t, h)} \exp(j \frac{4\pi}{\lambda} (R(t+T_0, 0)))$ и $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, тогда

$$\frac{d}{dh_{mn}} \frac{1}{N_0} \sum_m \sum_n \overline{\widehat{e}_{1mn}(h)} \widehat{e}_{2mn}(h) \exp\{j2k\mu(T_c + T_0) \widehat{h}_{mn}\} + \frac{d}{dh_{mn}} \frac{1}{N_0} \sum_m \sum_n \widehat{e}_{1mn}(h) \sum_n \overline{\widehat{e}_{2mn}(h)} \exp\{-j2k\mu(T_c + T_0) \widehat{h}_{mn}\} = 0. \quad (18)$$

После вычисления дифференциала по h_{mn} и сокращений,

$$\overline{\widehat{e}_{1mn}(h)} \widehat{e}_{2mn}(h) \exp\{j2k\mu(T_p + T_0) \widehat{h}_{mn}\} = \widehat{e}_{1mn}(h) \overline{\widehat{e}_{2mn}(h)} \exp\{-2jk\mu(T_p + T_0) \widehat{h}_{mn}\}. \quad (19)$$

Отсюда, итоговое выражение для вычисления оценки высоты рельефа местности методом максимального правдоподобия имеет вид:

$$\widehat{h}_{mn} = \frac{1}{4k\mu(T_p + T_0)} \arg\left(\frac{\widehat{e}_{1mn}(h) \overline{\widehat{e}_{2mn}(h)}}{\widehat{e}_{1mn}(h) \widehat{e}_{2mn}(h)}\right). \quad (20)$$

Вычисление оценки рельефа местности методом максимального правдоподобия фактически сводится к нахождению разностей фаз между смежными интервалами наблюдения, которые определяются как произведение оценки ФРР одного интервала и комплексно-сопряженной с ней оценки ФРР смежного интервала.

Если в выражение (20) вместо оценок ФРР подставить выражение (1) для комплексной функции ФРР, то

$$\widehat{h}_{mn} = \frac{1}{4k\mu(T_p + T_0)} \arg(\exp(-2\Delta\varphi(T_0, h))). \quad (21)$$

Таким образом, если в случае классической интерферометрии измеряется разность фаз сигналов, полученных в двух сеансах съемки, то в случае применения рассматриваемого метода измеряется удвоенная разность фаз сигналов смежных интервалов наблюдения, полученных в одном сеансе съемки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Костров В.В., Сидоров А.А. Обработка траекторного сигнала РСА в условиях скошенного режима и миграции по дальности. // IV Всероссийские Арmandовские чтения [Электронный ресурс]: Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред / Материалы VI Всероссийской научной конференции (Муром, 27-29 мая 2014 г.) – Муром: Изд.- полиграфический центр МИ ВлГУ, 2014. – С.236-242
2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений: учебник для курсантов ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского. Л.А. Школьный и др. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
3. Бабокин М.И. Однопроходный интерферометр при переднебоковом обзоре. // Радиотехника. 2014. № 7. С. 16–20
4. Бабокин М.И. Авиационные и космические комплексы дистанционного зондирования Земли с интерферометрической обработкой многомерных сигналов: дис. д-р техн. наук, Государственное унитарное предприятие "Научно-производственный центр "СПРУТ", Москва, 2010

БЛИЖНЕПОЛЬНОЕ ИМУЛЬСНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ТКАНЕЙ ТЕЛА ПРИ ДЫХАНИИ И СЕРДЕЧНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

Бокерия Л.А.¹, Какучая Т.Т.¹, Максимович Е.С.², Бадеев В.А.², Гайкович К.П.³

¹Национальный исследовательский центр сердечно-сосудистой хирургии им. А.Н. Бакулева
tkakuchaya@mail.ru

²Институт прикладной физики НАН Беларуси
makhel@mail.ru

³Институт физики микроструктур РАН
gaikovich@mail.ru

Ближнеполюсные измерения рассеянного от области грудной клетки моноимпульсного сигнала показали наличие в вариаций, связанных с трансформацией диэлектрической структура тканей в процессах дыхания и пульса. Разработан метод восстановления глубинного распределения комплексной диэлектрической проницаемости в многослойной среде с частотной дисперсией, основанный на решении соответствующей обратной задачи рассеяния, и на основе его использования получены первые результаты восстановления вариаций глубинных профилей диэлектрических параметров ткани легких, а также обуславливающих эти вариации параметров их относительного воздухонаполнения или содержания крови.

Введение

К настоящему времени были развиты и апробированы в экспериментах различные методы ближнеполюсной диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей, основанные на решении обратных задач ближнеполюсного рассеяния [1-8]. Данный подход позволяет реализовать субволновую разрешающую способность, что особенно важно в сильнопоглощающих средах – таких, как живые ткани, где невозможно использование в зондировании более коротких длин волн из-за сильного поглощения на высоких частотах.

Исследования в области дистанционной СВЧ диагностики процессов дыхания и работы сердца сначала получили развитие в приложении к задачам радиолокационного обнаружения людей за препятствиями, в частности, для их поиска под завалами или снежными лавинами [9-10]. В этих работах диагностика состояла в визуализации вариаций сигнала, принимаемого в дальней зоне, которые определялись главным образом отражением от поверхности тела и отображали в основном ее механические колебания в процессах дыхания и работы сердца. В таких измерениях в дальней зоне рассеяние от внутренней структуры тела относительно мало, а недостаточная разрешающая способность не позволяет локализовать ее детали.

По этим причинам было предложено использовать подповерхностную диагностику внутренней структуры тела, основанную на применении контактных датчиков, и выполнены оценки возможностей ее реализации [11]. Позже, с развитием средств измерений, эти идеи стали исследоваться экспериментально, и появились непосредственно связанные с тематикой данной работы результаты измерения и визуализации параметров отражения низкочастотных гармонических сигналов от ближнеполюсных контактных антенн. В работах [12-13] проводились измерения в диапазоне 0,5 – 10 ГГц, и на частоте 920 МГц обнаружены колебания фазы отраженного сигнала, связанные с работой сердца и дыханием. В ряде дальнейших работ совершенствовалась методика и согласование антенн, в результате чего были выполнены исследования по сравнению вариаций, связанных с дыханием и сердечной деятельностью для здоровых людей и больных после инфаркта, а также с динамикой электрической активности сердца, регистрируемой на ЭКГ [14]. В этой работе была также зарегистрирована корреляция сигнала с количеством откачиваемой из легких жидкости при их отеке. Эти работы демонстрируют чувствительность контактных измерений к внутренней диэлектрической структуре тканей легких и, тем самым, информативность измерений динамики сигнала для восстановления вариаций подповерхностной структуры параметров легких, которые определяют вариации этой структуры.

Было выполнено зондирование тела человека в области грудной клетки моноимпульсными сигналами с центральной частотой спектра 300 МГц и 1 ГГц с помощью бистатической приемно-передающей системы идентичных bow-tie антенн с широким пространственным спектром излучения [6]. Эти результаты также показали наличие вариаций, связанных с дыханием и пульсом. Была поставлена и решена обратная задача восстановления профилей комплексной диэлектрической

проницаемости в многослойной сильно поглощающей среде с частотной дисперсией, на основе которой разработан алгоритм мониторинга параметров, с которыми связаны вариации сигнала в процессах сердечной деятельности и дыхания – глубинного профиля относительного воздухонаполнения или содержания крови в их тканях.

Теория

Постановка обратной задачи ближнепольного рассеяния импульсного сигнала основана на подходе [6]. Согласно [6], принимаемый сигнал $s_p(\mathbf{r}_r, t)$ может быть вычислен по комплексным амплитудам сигнала, который принимался бы на отдельных гармониках спектра генератора с учетом фазового сдвига при их регистрации приемником:

$$s_p(\mathbf{r}_r, t) = \operatorname{Re} \int_{\omega} s(\mathbf{r}_r, \omega) \exp(-i\omega t) d\omega. \quad (1)$$

При этом этот частотный спектр самого принимаемого сигнала

$$s_p(\mathbf{r}_r, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{\Delta t} s_p(\mathbf{r}_r, t) \exp(i\omega t) dt \quad (2)$$

отличается от $s(\mathbf{r}_r, \omega)$ и может быть вычислен для произвольной одномерно неоднородной среды как

$$s_p(\mathbf{r}_r, \omega) = \frac{1}{2} [s(\mathbf{r}_r, \omega) + s(\mathbf{r}_r, -\omega)^*]. \quad (3)$$

Поскольку в принимаемом сигнале потеряна фазовая информация, в общем случае невозможно решить задачу для обеих (действительной и мнимой) компонент комплексной диэлектрической проницаемости, однако это возможно, когда они определяются одним параметром среды $\rho(z)$. Комплексная диэлектрическая проницаемость для диэлектрической смеси «воздух –ткани легких» вычисляется на основе формулы Релея:

$$\frac{\varepsilon(z, \omega) - \varepsilon_0(z, \omega)}{\varepsilon(z, \omega) + 2\varepsilon_0(z, \omega)} = \rho_{air}(z) \frac{\varepsilon_{air}(z, \omega) - \varepsilon_0(z, \omega)}{\varepsilon_{air}(z, \omega) + 2\varepsilon_0(z, \omega)}. \quad (4)$$

Для смеси «кровь-воздух-ткани» легких диэлектрические параметры определяются рефракционной формулой

$$\varepsilon(z, \omega) = [\rho_{blood}(z)(\varepsilon_{blood}^{1/2} - \varepsilon_0^{1/2}) + \rho_{air}(z)(1 - \rho_{air})\varepsilon_0^{1/2}]^2, \quad (5)$$

где $\varepsilon(z, \omega)$ диэлектрическая проницаемость смеси, $\varepsilon_0(z, \omega)$ – диэлектрическая проницаемость ткани легких, а $\varepsilon_{air}(z, \omega)$, $\varepsilon_{blood}(z, \omega)$ – примеси воздуха и крови. Значения диэлектрических параметров для всех типов тканей тела на всех частотах в полосе анализа известны [15].

В решении данной обратной задачи рассеяния применялся итерационный алгоритм нового, основанного на лагранжевом подходе в теории нелинейных некорректных задач, методе двойственной регуляризации [5], в котором профиль примесей $\rho_{air}(z)$, $\rho_{blood}(z)$ находится из условия, что спектр измеренного сигнала $s_p(\mathbf{r}_r, \omega)$ с заданной точностью удовлетворяет условию равенства спектру сигнала $s_{p0}(\omega)$, вычисленному по этому профилю:

$$s_p[\rho_{air}(z)](\omega) = s_{p0}(\omega), \quad s_p[\rho_{blood}(z)](\omega) = s_{p0}(\omega). \quad (6)$$

Было выполнено численное моделирование по замкнутой схеме, где для заданной слоистой структуры покрывающих легкие тканей и профилей глубинных распределений вариаций примеси воздуха или крови в ткани легких рассчитывался принимаемый сигнал, набрасывалась случайная ошибка, решалась обратная задача, и заданный профиль неоднородности сравнивался с восстановленным. Результаты продемонстрировали хорошую точность восстановления монотонных профилей неоднородностей и профилей с максимумами. Соответствующие вариации вычисленных сигналов соответствовали по величине вариациям, наблюдаемым в экспериментах.

Эксперимент

Малость вариаций сигнала, связанных с периодической трансформацией подповерхностной структуры тканей тела дыханием и пульсом, по сравнению с составляющей рассеяния на постоянной слоистой структуре грудной клетки, позволяет выделить эти вариации и разбить решение на две

задачи: одномерная задача восстановления постоянной составляющей диэлектрического профиля покрывающих легкие тканей (кожа, жир, мышцы, кости, ткани легких на глубоком выдохе) и задача восстановления вариаций этой структуры. Предполагается, что вариации сигнала, связанные с трансформацией глубинной диэлектрической структуры тканей легких при дыхании, связаны с изменениями ее воздухонаполнения, а поскольку граница их раздела с более глубокими тканями находится за зоной проникновения зондирующего сигнала, область легких можно рассматривать в модели полупространства.

При решении задачи восстановления постоянной составляющей диэлектрического профиля использовался метод минимизации среднеквадратичного отклонения вычисленного спектра сигнала, измеренного в фазе полного выдоха, путем варьирования толщин слоев в пределах ожидаемых значений относительно первого приближения, получаемого на основе данных осмотра кожи и жирового покрова. В дальнейшем предполагается также применить для этой цели альтернативные средства измерений (УЗИ и рентген) и интегрировать их в алгоритмы решения обратной задачи рассеяния.

Для восстановления вариаций глубинного профиля диэлектрической проницаемости грудной клетки нужно разделить вклад, связанный с трансформацией тканей легких, и вклада вариаций слоистой структуры покрывающих легкие тканей. При этом нужно исключить влияние механических колебаний тканей, покрывающих легкие. Именно эти колебания регистрируются при измерениях в дальней зоне, но при ближнепольных контактных измерениях они приводят к нежелательным искажениям сигнала, связанного с динамикой структуры легких. Для исключения колебаний поверхности тела и лучшего согласования антенн со средой выполнялись измерения через тонкую прозрачную для радиоизлучения диэлектрическую прокладку.

Кроме того, необходимо учесть возможные колебания слоистой структуры покрывающих тканей, которые предположительно связаны главным образом с упругой деформацией жирового слоя. Были выполнены расчеты влияния вариаций толщины этого слоя на принимаемый сигнал, и было установлено, что эти вариации проявляются преимущественно в высокочастотной части спектра сигнала (выше частоты 1 ГГц). Это связано с тем, что трансформация толщины слоя жира является мелкомасштабной, тогда как вариации структуры легких имеют большие характерные размеры. Более того, из-за возрастания поглощения сигнал выше указанной частоты формируется только в слое покрывающих легкие тканей. Это позволяет выделить информативную низкочастотную часть спектра, которая и была использована в анализе вариаций параметров легких при дыхании. Более высокочастотная часть спектра может использоваться для анализа вариаций структуры покрывающих легкие тканей.

Вариации, связанные с сердечной деятельностью, не влияют значимым образом на слоистую структуру покрывающих легкие тканей под диэлектрической прокладкой – на что указывает отсутствие вариаций сигнала при полном выдохе. Как известно, при выдохе капилляры и артериолы легких сжимаются, и через них практически не проходит пульсовая волна. При вдохе, происходит их расширение, и пульсовая волна проходит не только через артериолы, но (в отличие от других тканей тела) и через капилляры. По этой причине вариации сигнала, связанные с пульсом, отчетливо наблюдались только в фазе полного вдоха, и, как мы полагаем, они связаны с вариациями глубинной структуры относительного содержания крови легких.

На рис. 1 представлены форма моноимпульсного сигнала генератора зондирующего поля и его частотный спектр.

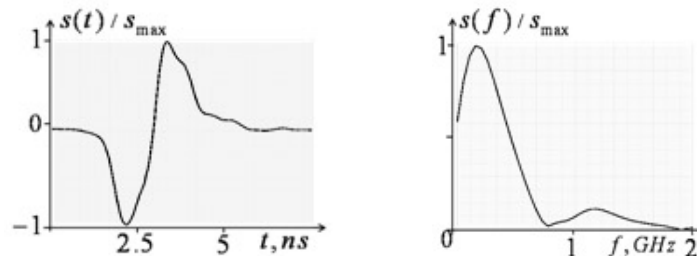


Рис.1. Слева – зондирующий сигнал; справа – спектр сигнала.

На рис. 2 показаны результаты измерений и восстановления вариаций глубинных профилей относительного содержания воздуха и крови в легких из решения обратных задач (6).

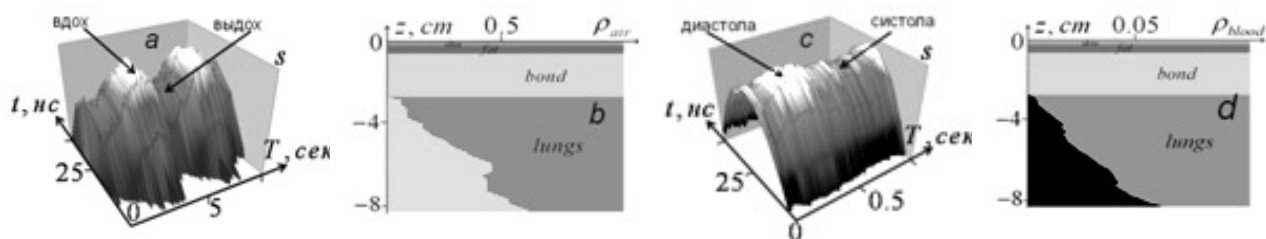


Рис. 2. *a*) измеренная динамика рассеянного импульса в процессе дыхания; *b*) восстановленный профиль относительного содержания воздуха в тканях легких в фазе, близкой к полному вдоху, по вариациям рассеянного импульсного сигнала (см. на рис. 2*a*); *c*) динамика связанных с пульсом вариаций рассеянного импульса, измеренная при задержке дыхания на вдохе; *d*) восстановленный профиль содержания крови в легких в систоле по динамике принимаемого сигнала (см. на рис. 2*c*),

Можно видеть, что дыхание значительно отчетливее проявляется в рассеянном сигнале, чем пульс – и, как следствие, соответствующие восстановленные вариации содержания воздуха в тканях легких при дыхании значительно больше, чем вариации содержания крови, связанные с пульсом. Можно также отметить корреляцию между профилями воздухонаполнения при полном вдохе и кровосодержания в фазе систолы.

На рис.3 можно видеть профили глубинной структуры параметров комплексной диэлектрической проницаемости тканей грудной клетки, включающих ткани покрывающей слоистой структуры и ткани легких в фазе полного вдоха (см. на рис.2*b*) для частоты 400 МГц

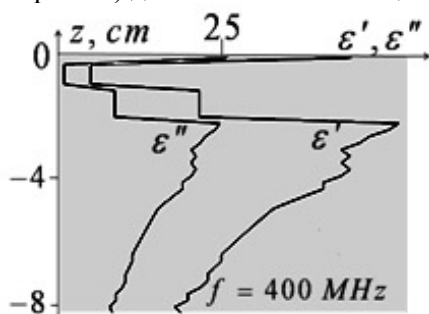


Рис. 3. Восстановленные профили параметров комплексной диэлектрической проницаемости грудной клетки на частоте 400 МГц для фазы полного вдоха на рис. 2*b*.

Профили на рис. 3 отображают уменьшение диэлектрических параметров тканей легких по мере возрастания их воздухонаполнения с глубиной от значений этих параметров у границы легких с покрывающими их тканями, которые соответствуют известным из [15] параметрам легких при полном выдохе.

Заключение

В ближнеполевых контактных измерениях области грудной клетки человека обнаружены вариации рассеянного моноимпульсного сигнала, связанные с процессами дыхания и сердечной деятельности. Решена обратная задача восстановления профилей комплексной диэлектрической проницаемости в многослойной сильно поглощающей среде с частотной дисперсией. На ее основе разработаны и протестированы в численном моделировании и по данным эксперимента методы восстановления динамики подповерхностного профиля содержания воздуха в тканях легких при дыхании и их наполнения кровью пульсовой волной. Результаты могут служить основой для разработки методов динамической томографии глубинной структуры данных параметров и, на их основе, новых методов медицинской диагностики, в частности, для диагностики патологических состояний легких (отек, гидроторакс, пневмоторакс, ателектаз, и др).

ЛИТЕРАТУРА

1. Gaikovich K.P. Subsurface near-field scanning tomography // *Phys. Rev. Letters*. vol.98. no.18. pp.183902, 2007.
2. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K. Inverse problem of near-field scattering in multilayer media // 2010. *Inverse Problems*, vol. 26, no.12, pp.125013, 2010.
3. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Pseudopulse near-field subsurface tomography // *Physical Review Letters*, vol. 108, no.16, pp.163902, 2012.
4. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 9. no.1, pp. 74-82, 2016.
5. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye. S., Smirnov A.I., and Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // *Inverse Problems in Science and Engineering*, vol. 24. no. 7, pp. 1215–1239, 2016.
6. Gaikovich K.P., Maksimovitch Ye.S., Sumin M.I. Inverse scattering problems of near-field subsurface pulse diagnostics // *Inverse Problems in Science and Engineering*, vol. 26, no.11, pp. 1590-1611, 2018.
7. Gaikovich K.P., Smirnov A.I. Inverse problems of low-frequency diagnostics of the Earth's crust // *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 58, no.6, pp. 428-442, 2015.
8. Gaikovich K.P. Left-handed lens tomography and holography // *Inverse Problems in Science and Engineering* // Published online: 2018. <https://doi.org/10.1080/17415977.2018.1552953>.
9. Greneker E. F. Radar Sensing of Heartbeat and Respiration at a Distance with Security Applications // *Proceedings of SPIE, Radar Sensor Technology II*, vol. 3066, pp.22-27, 1997.
10. Ivashov S.I., Razevig V.V., Sheyko A.P., Vasilyev I.A. Detection of Human Breathing and Heartbeat by Remote Radar Progress in Electromagnetic Research Symposium (2004, Pisa, Italy, March 28 – 31), pp. 663-666.
11. Iskander M.F., Durney C.H., Shoff D.J., Bragg D.G. Diagnosis of pulmonary edema by a surgically noninvasive microwave technique // *Radio Science*, vol. 14, no.6S, pp. 265-269, 1979.
12. Celik N., Gagarin R., Youn H.S., and Iskander M.F. A Non-Invasive microwave sensor and signal processing technique for continuous monitoring of vital signs // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 286-289, 2011.
13. Celik N., Gagarin R., Huang G. Ch., et al. Microwave stethoscope: Development and Benchmarking of a vital signs sensor using computer-controlled Phantoms and human studies // *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 61, no. 8, pp. 2341–2349, 2014.
14. Perron R.R.G., Iskander M.F., Seto T.B., Huang G.C., Bibb D.A. Electromagnetics in Medical Applications: The Cardiopulmonary Stethoscope Journey // In: Lakhtakia A., Furse C. (eds) *The World of Applied Electromagnetics*. Springer, Cham, Ch.18, pp.443-479, 2018.
15. Gabriel C. Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies // Report N.AL/OE-TR- 1996-0037, Occupational and environmental health directorate, Radiofrequency Radiation Division, Brooks Air Force Base, Texas (USA), 1996.

БЛИЖНЕПОЛЬНОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ

Гайкович К.П.¹, Смирнов А.И.², Максимович Е.С.³, Бадеев В.А.³

¹Институт физики микроструктур РАН, Нижний Новгород
gaikovich@mail.ru

²Институт прикладной физики РАН, г. Нижний Новгород
smirnov.appl@gmail.com

³Институт прикладной физики НАН Беларуси, Минск, Беларусь
makhel@mail.ru

Предлагается метод ближнеполюсного зондирования подповерхностных неоднородностей, обладающих нелинейным откликом на гармониках зондирующего сигнала, основанный на решении обратной задачи ближнеполюсного рассеяния по данным многочастотных или импульсных измерений в бистатической конфигурации приемно-передающей системы с целью восстановления подповерхностной структуры комплексной диэлектрической проницаемости и нелинейной восприимчивости зондируемого объекта (томография). Приводятся результаты зондирования импульсным монотонусовым сигналом кремниевых объектов в песчаной среде.

Введение

В последние годы были развиты методы ближнеполюсной электромагнитной диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей, основанные на решении обратных задач ближнеполюсного рассеяния в различных постановках и схемах измерений – многочастотной, многоуровневой, импульсной, многоугловой, импедансной и многоапертурной (с переменной базой) [1-8]. В опубликованных статьях экспериментально продемонстрировано главное преимущество данного подхода – возможность реализовать субволновую разрешающую способность, что особенно важно в сильно поглощающих средах. В данной работе выполнена постановка обратной задачи с учетом нелинейного рассеяния и предложены алгоритмы ее решения для восстановления трехмерной структуры диэлектрической проницаемости и восприимчивости нелинейных неоднородностей по данным измерений рассеянного сигнала.

Возможности радиолокации нелинейных подповерхностных неоднородностей по измерениям на гармониках основного сигнала зондирования начали исследоваться применительно к обнаружению различных электронных устройств в стенах, грунте и у людей под снежными завалами [9,10]. В настоящее время для этой цели разработаны и продаются соответствующие приборы (см., например, в <http://www.bnti.ru/des.asp?itm=1746&tbl=04.01.02>). До настоящего времени исследования нелинейного отклика различных материалов проводились преимущественно в оптическом и терагерцовом диапазонах с использованием мощных источников зондирующего сигнала [11,12]. В миллиметровом диапазоне наблюдения третьей гармоники от частоты 188 ГГц были выполнены с применением гиротрона [13]. Об успешных измерениях нелинейного отклика в СВЧ диапазоне до сих пор не сообщалось. В данной работе приводятся результаты ближнеполюсной поверхностной и подповерхностной диагностики образцов монокристаллического кремния и кремниевого порошка в песке широкополосным импульсным зондирующим сигналом с пиковой мощностью 1,8 кВт. Предполагается, что сильная локализация электрического поля в ближней зоне используемых bow-tie антенн позволит наблюдать нелинейный отклик и в перспективе использовать его в подповерхностном зондировании.

Теория

Постановка обратной задачи нелинейного ближнеполюсного рассеяния основана на уравнениях для поля $\mathbf{E}_1(\mathbf{r}, \omega)$, связанного с рассеянием, обусловленным неоднородностью комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1(\mathbf{r}')$, и для рассеянного поля $\mathbf{E}_1(\mathbf{r}, n\omega)$ на гармониках $n\omega$ зондирующего сигнала, связанного с неоднородной нелинейной восприимчивостью $\chi(\mathbf{r})$ объекта:

$$\mathbf{E}_1(\mathbf{r}, \omega) = -\frac{i\omega}{4\pi} \int_V \varepsilon_1(\mathbf{r}') \vec{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', \omega) \mathbf{E}(\mathbf{r}', \omega) d\mathbf{r}', \quad (1)$$

$$\mathbf{E}_1(\mathbf{r}, n\omega) = -in\omega \int_V \tilde{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', n\omega) \mathbf{P}(\mathbf{r}', n\omega) d\mathbf{r}', \quad n = 2, 3, \quad (2)$$

где $\mathbf{P}(\mathbf{r}', n\omega)$ – нелинейная поляризуемость на частотах $n\omega$ с компонентами $P_i(2\omega) = \chi_{ijk} E_j(\omega) E_k(\omega)$ для 2-й гармоники и $P_i(3\omega) = \chi_{ijkl} E_j(\omega) E_k(\omega) E_l(\omega)$ для третьей, $\tilde{\mathbf{G}}$ – соответствующие функции Грина. В борновском приближении (когда в полном поле, $\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_0(\mathbf{r}) + \mathbf{E}_1(\mathbf{r})$ в правых частях (1), (2) пренебрегают связанной с рассеянием составляющей). В случае изотропной кубической нелинейности $\mathbf{P}(\mathbf{r}', 3\omega) = \chi(\mathbf{r}') E_0(\mathbf{r}', \omega)^2 E_0(\mathbf{r}', \omega)$ уравнение (2) преобразуется к виду:

$$\mathbf{E}_1(\mathbf{r}, 3\omega) = -i3\omega \int_V \chi(\mathbf{r}') E_0^2(\mathbf{r}', \omega) \tilde{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}', 3\omega) E_0(\mathbf{r}', \omega) d\mathbf{r}'. \quad (3)$$

Это уравнение можно использовать для постановки задачи восстановления трехмерной подповерхностной структуры нелинейной восприимчивости $\chi(\mathbf{r})$. При решении этого трехмерного уравнения (3) естественно использовать тот же метод, что и в аналогичной задаче рассеяния на диэлектрических неоднородностях. Этот метод справедлив как для моностатических измерений, так и в случае бистатической схемы зондирования по поперечным координатам x и y при условии постоянства фиксированного относительного положения источника и приемника (т.е. вектора $\delta\mathbf{r}$, определяющего сдвиг между антеннами), когда зондирующее поле не изменяется относительно приемно-передающей системы, т.е. представимо в виде $\mathbf{E}_0 = \mathbf{E}_0(x' - x, y' - y, \omega)$. При этом двумерное фурье-преобразование по поперечным координатам позволяет свести трехмерные задачи (1), (3) к одномерным уравнениям в k -пространстве. Для принимаемого сигнала (с учетом передаточной функции приемника) получаются аналогичные по типу уравнения, которые можно применить в методах томографии – определения трехмерного подповерхностного распределения неоднородностей комплексной диэлектрической проницаемости и нелинейной восприимчивости. Эти уравнения можно представить в компактной форме:

$$s_\varepsilon(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}) = \int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') K_\varepsilon(k_x, k_y, z', \omega, \delta\mathbf{r}) dz', \quad (4)$$

$$s_\chi(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}) = \int_{z'} \chi(k_x, k_y, z') K_\chi(k_x, k_y, z', \omega/3 \rightarrow \omega, \delta\mathbf{r}) dz', \quad (5)$$

и для получения решения в k -пространстве они должны решаться для каждой пары k_x, k_y поперечного спектра.

Можно также использовать импульсный метод зондирования, примененный в [6] для диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей. В этом случае для поперечного спектра импульса в k -пространстве имеет место интегральное соотношение, в котором целесообразно выделить в явном виде зависимость от амплитуды генератора зондирующего сигнала A :

$$s_p(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}, A) = (A/A_0) \int_{z'} \left\{ \varepsilon_1(k_x, k_y, z') \frac{1}{2} [K_\varepsilon(k_x, k_y, \omega, z', A_0) + K_\varepsilon^*(-k_x, -k_y, -\omega, z', A_0)] \right. \\ \left. + (A/A_0)^3 \chi_1(k_x, k_y, z') \frac{1}{2} [K_\chi(k_x, k_y, \omega/3 \rightarrow \omega, z', A_0) + K_\chi^*(-k_x, -k_y, -\omega/3 \rightarrow \omega, z', A_0)] \right\} dz' \quad (6)$$

где A_0 – амплитуда генератора, для которой вычислены функции ядра интеграла. Тогда вклад линейной и нелинейной части в (6) можно выделить по данным измерений при двух значениях амплитуды A_1, A_2 и получить интегральные уравнения для определения диэлектрической проницаемости и нелинейной восприимчивости:

$$\int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') \frac{1}{2} [K_\varepsilon(k_x, k_y, \omega, z', A_0) + K_\varepsilon^*(-k_x, -k_y, -\omega, z', A_0)] dz' \\ = \frac{A_0}{A_1} s_p(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}, A_1) - \frac{A_0}{A_2} s_p(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}, A_2) - \frac{A_0}{A_1} s_p(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}, A_1) \\ \frac{A_0}{A_2} s_p(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}, A_2) - \frac{A_0}{A_1} s_p(k_x, k_y, \omega, \delta\mathbf{r}, A_1) \quad (7)$$

$$\int_{z'} \chi_1(k_x, k_y, z') \frac{1}{2} [K_\chi(k_x, k_y, \omega/3 \rightarrow \omega, z', A_0) + K_\chi^*(-k_x, -k_y, -\omega/3 \rightarrow \omega, z', A_0)] dz' = \frac{(\frac{A_0}{A_2})s_p(k_x, k_y, \omega, \delta \mathbf{r}, A_2) - (\frac{A_0}{A_1})s_p(k_x, k_y, \omega, \delta \mathbf{r}, A_1)}{A_2^2 / A_0^2 - A_1^2 / A_0^2}. \quad (8)$$

Уравнения (4-5), (7-8) решаются методом Тихонова и преобразуются к декартовым координатам аналогично [2]:

$$\varepsilon_1, \chi(x, y, z) = \int \varepsilon_1, \chi(k_x, k_y, z) \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y. \quad (9)$$

Однако, на практике вклад нелинейного рассеяния в (7) столь мал, что при анализе при решении этой задачи им можно пренебречь.

Эксперимент

Были выполнены измерения полупроводниковых объектов – полуцилиндра из кремния, допированного бором (7 см длина, 3 см диаметр), который располагался плоскостью вверх, и контейнера из тонкого картона в форме параллелепипеда размерами 50 x 37 x 5 см³, содержащего порошок кристаллического кремния (см. рис 1). Объекты снимались от уровня поверхности и заглублялись до уровня $z = -5$ см.

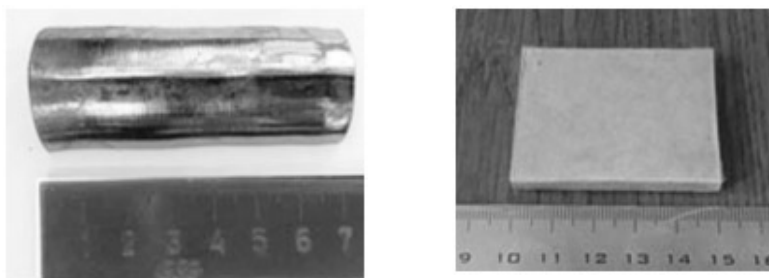


Рис.1. Слева – полуцилиндр из монокристаллического кремния; справа – пластиковый контейнер с кремниевым порошком.

В экспериментах использовалась сканирующая система, которая включала в себя цифровой генератор с центральной рабочей частотой 1 ГГц спектра сигнала в форме моносинуса, а также приемопередающие широкополосные дипольные антенны типа bow-tie, имеющие широкий пространственный спектр передаточной функции (см. на рис.2). Сканирование осуществлялось по сетке 39x39 см² с шагом 0,5 см. Измерения были выполнены при различных значениях амплитуды зондирующего импульса.

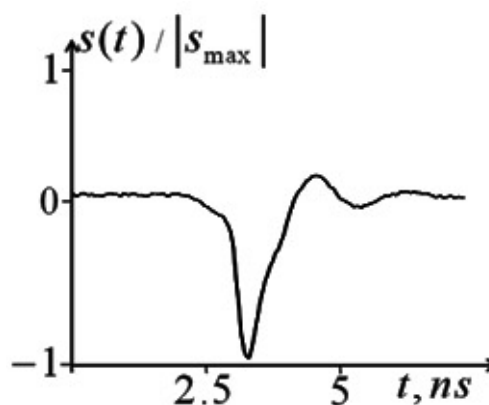


Рис. 2. Слева – измерительная система; справа – моносинусовый сигнал.

На рис.3 показаны результаты экспериментов с контейнером с кремниевым порошком (верхняя плоскость – на уровне песка).

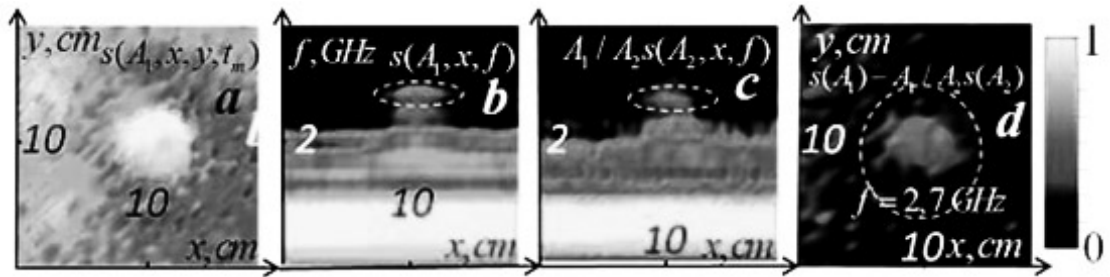


Рис.3. *a)* Поперечное распределение относительной амплитуды рассеянного импульсного сигнала в максимуме зондирующего сигнала генератора с амплитудой A_1 ; *b)* частотный спектр сигнала на рис.3*a* в сечении $y = 11$ см; *c)* частотный спектр рассеянного сигнала зондирующего сигнала с амплитудой A_2 , умноженный на отношение амплитуд $A_1/A_2 = 2.24$; *d)* поперечное распределение нелинейной части спектра сигнала на третьей гармонике максимума спектра основного сигнала (радиус области, выделенной пунктиром, соответствует ширине по оси x спектральных областей третьих гармоник, выделенных пунктиром на рис.3*a,b*, рассеянных от области вблизи спектрального максимума).

Результаты показывают, что над областью образца в спектре рассеянного сигнала представлены частоты на третьей гармонике от частот вблизи спектрального максимума основного сигнала (в красной зоне на рис.3*b,c*). Поперечное распределение комбинации спектров сигналов, рассеянных при двух разных значениях амплитуды зондирующего сигнала, которая образует вклад в нелинейное рассеяние в уравнении (8), представлена на рис. 3*d*. Полученный результат указывает на наличие нелинейного рассеяния, которое нельзя объяснить в рамках обычно используемого в анализе керровского механизма. Вместе с тем, эффект наблюдается на уровне, незначительно превышающем шум, и необходимо дальнейшее исследование с использованием сигналов большей мощности или гармонического сигнала. Эффект становится неразличим при заглублении объекта, поэтому его пока нельзя использовать для реализации нелинейной томографии на основе решения уравнения (8).

На рис.4,5 представлены результаты томографического анализа распределения трехмерного распределения комплексной диэлектрической проницаемости на основе решения уравнения (7) по данным двумерного импульсного сканирования среды с заглубленными на разных уровнях глубины контейнера с кремниевым порошком (см. рис.1 справа), и образца монокристаллического кремния (на рис.1 слева). На рис.4 можно видеть результаты для контейнера с кремниевым порошком заглубленного в песок на 3 см.

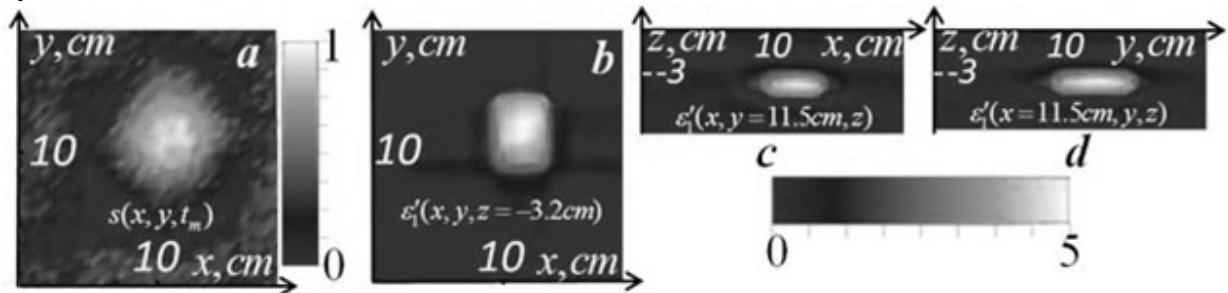


Рис.4. *a)* Поперечное распределение относительной амплитуды рассеянного импульсного сигнала в максимуме; *b)* восстановленное распределение реальной части комплексной диэлектрической проницаемости образца в горизонтальном сечении $z = -3,2$ см из решения обратной задачи (7); *c)* восстановленное распределение реальной части комплексной диэлектрической проницаемости в вертикальном сечении $y = 11,5$ см *d)* восстановленное распределение в вертикальном сечении $x = 11,5$ см.

На рис.5 показаны результаты томографического анализа образца монокристаллического кремния (см. рис.1 слева), заглубленного в песок на 2 см.

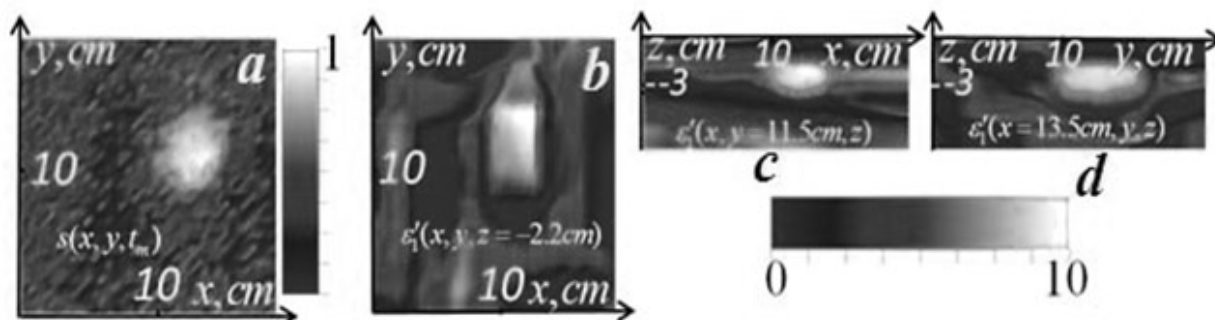


Рис.5. а) Поперечное распределение относительной амплитуды рассеянного импульсного сигнала в максимуме; б) восстановленное распределение диэлектрической проницаемости образца в среде в горизонтальном сечении $z = -3,2$ см из решения обратной задачи (7); в) распределение в вертикальном сечении $y = 11,5$ см; д) распределение в вертикальном сечении $x = 13,5$ см.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00782.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gaikovich K.P. Subsurface near-field scanning tomography // Phys. Rev. Letters. vol.98. no.18. pp.183902, 2007.
2. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K. Inverse problem of near-field scattering in multilayer media // 2010. Inverse Problems, vol. 26, no.12, pp.125013, 2010.
3. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Pseudopulse near-field subsurface tomography // Physical Review Letters, vol.108, no.16, pp.163902, 2012.
4. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, vol.9. no.1, pp. 74-82, 2016.
5. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye. S., Smirnov A.I., and Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // Inverse Problems in Science and Engineering, vol. 24. no. 7, pp. 1215–1239, 2016.
6. Gaikovich K.P., Maksimovitch Ye.S., Sumin M.I. Inverse scattering problems of near-field subsurface pulse diagnostics // Inverse Problems in Science and Engineering, vol. 26, no.11, pp. 1590-1611, 2018.
7. Gaikovich K.P., Smirnov A.I. Inverse problems of low-frequency diagnostics of the Earth's crust // Radiophysics and Quantum Electronics, vol. 58, no.6, pp. 428-442, 2015.
8. Gaikovich K.P.: Left-handed lens tomography and holography // Inverse Problems in Science and Engineering // Published online: 2018. <https://doi.org/10.1080/17415977.2018.1552953>.
9. Горбачев А.А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями // Радиотехника и электроника. т.41. №2, с. 152-157, 1996,
10. Мусабеков П.М., Панычев С.Н. // Нелинейная радиолокация: методы, техника и области применения // Зарубежная радиоэлектроника, №5, с.54-60, 2000.
11. Moss D.J., Ghahramani E., Sipe J.E., van Driel H.M. Band-structure calculation of dispersion and anisotropy in $\chi \rightarrow (3)$ for third-harmonic generation in Si, Ge, and GaAs // Phys. Rev. B. Condens. Matter., vol. 41, no.3, pp. 1542-1560, 1990.
12. Chefonov O. V., Ovchinnikov A. V., Agranat M. B., Fortov V. E., Efimenko E. S., Stepanov A. N., Savel'ev A. B. Nonlinear transfer of an intense few-cycle terahertz pulse through opaque n-doped Si. Phys. Rev. B, vol. 98, pp. 165206, 2018.
13. Narkowicz R., Siegrist M.R., Moreau Ph., Hogge J.P., Raguotis R., Brazis R. Third-Order Susceptibility of Silicon Crystals Measured with Millimeter-Wave Gyrotron // Acta Physica Polonica, vol. 119, no. 4, pp. 509-513, 2011.

РЕКОНСТРУКЦИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПО НЕПОЛНЫМ ДАННЫМ

Кокошкин А.В., Коротков В.А., Новичихин Е.П.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук
shvarts65@mail.ru, 138kirill@mail.ru, epnov@mail.ru

*Предлагаемая работа посвящена проблемам реставрации акустических сигналов. Мы рассматриваем восстановление сигналов из неравномерно расположенных выборок (разреженный сигнал) и сигналов искаженных потерями смежных отсчетов (сплошными лагунами). Для реконструкции сигналов нами предлагаются оригинальные алгоритмы: метод интерполяции последовательно вычисляемого спектра Фурье (МИПВС); метод амплитудных итераций (МАИ). Производится сравнение эффективности этих методов с таким известным подходом как, метод проекций на выпуклые множества (POCS) и его модификацией, реализованной с помощью эволюционного частотно-временного преобразования на основе базовых функций Следиана. В случае сплошных лагун к сравнениям привлекается, родственная нейронным сетям, одномерная модификация метода *image inpainting*. Оцененная по объективным критериям эффективность работы предложенных нами методов свидетельствует об их пригодности для практического использования.*

Введение

Проблема восстановления сигнала искаженного разного вида лагунами чрезвычайно актуальна. Она встречается во многих практических задачах обработки изображений и сигналов [1, 2, 3, 4, 5]. Для решения подобных задач часто используют различные модификации метода проекций на выпуклые множества (projections onto convex sets - POCS). Этот метод был введен в [6, 7] как итерационный алгоритм восстановления сигнала. Поскольку восстановление сигналов конечной энергии можно рассматривать как проблему интерполяции, то решение задачи происходит итеративно, при удовлетворении временных и частотных ограничений. В результате получается приближение к сигналу с заданными выборками. Таким образом, чтобы получить итеративное решение POCS, полагают, что интересующие сигналы не являются бесконечными во времени и ограничены по частоте.

Другим подходом к решению задачи заполнения лагун на изображениях и в сигналах является методы *image inpainting*, в том числе нейронные сети [8, 9]. *Image inpainting* заполняет (буквально зарисовывает) лагуны вероятностным способом так, чтобы, это выглядело правдоподобным. Все манипуляции при таком подходе происходят в пространственной области. Для заполнения лагун выбираются наиболее похожие блоки (фрагменты). В качестве баз данных (библиотек) используется либо сам исходный сигнал (его не поврежденные области), либо набор подобных по структуре эталонных сигналов (обучающая выборка). Основная проблема *image inpainting* связана с тем что, при значительных размерах лагун, большинство алгоритмов не могут поддерживать непрерывность и согласованность структуры для получения правдоподобных результатов после реконструкции.

Нами в [10, 11] был предложен метод интерполяции последовательно вычисляемого спектра Фурье (МИПВС), позволяющий ретушировать и восстанавливать отсутствующие (затененные) части изображения. Заполнение лагун делается итерационно (от нулевой пространственной частоты до наивысшей пространственной частоты) на основе спектра присутствующей части изображения. Модифицировав его для одномерного случая и включив в него внутреннюю процедуру дополнительного итерационного уточнения каждой из гармоник, применим его к поставленной задаче - реконструкции сигнала с лагунами.

Дополнительно к этому мы предлагаем алгоритм, который, подобно МИПВС и POCS, работает в частотной области, но производит итерационные вычисления сразу по всему полю спектра и только в зависимости от значений амплитуд гармоник. Назовем его методом амплитудных итераций (МАИ).

Сравнение эффективности работы наших методов с альтернативными мы проведем на основе перспективной работы [13]. В ней показано восстановление сигналов из неравномерно расположенных выборок с использованием проекции на выпуклые множества (POCS), реализованной с помощью эволюционного частотно-временного преобразования на основе базовых функций Следиана. При этом сигнал ограничен как по времени, так и по частоте. Результаты [13] показывают хорошую сходимость восстановления к исходному сигналу.

Результаты реконструкции разреженного сигнала из неравномерно расположенных выборок.

Тестирование сделано на примере достаточно сложного искажения [13]. Это выборки из тестового сигнала случайно и нерегулярно расположенные с известным распределением (Nonuniform Jittering Sampling with Known Distribution). Графики на рис.1 позволяют предположить, что из-за больших ошибок стандартно применяемые для увеличения количества отсчетов интерполяции (линейные, параболические, сплайновые) использовать не стоит. Поэтому мы для реконструкции сигнала использовали упомянутые выше МИПВС, РОСС и МАИ. Результаты работы РОСС реализованного с помощью эволюционного частотно-временного преобразования на основе базовых функций Следиана приводятся по ссылкам на работу [13].

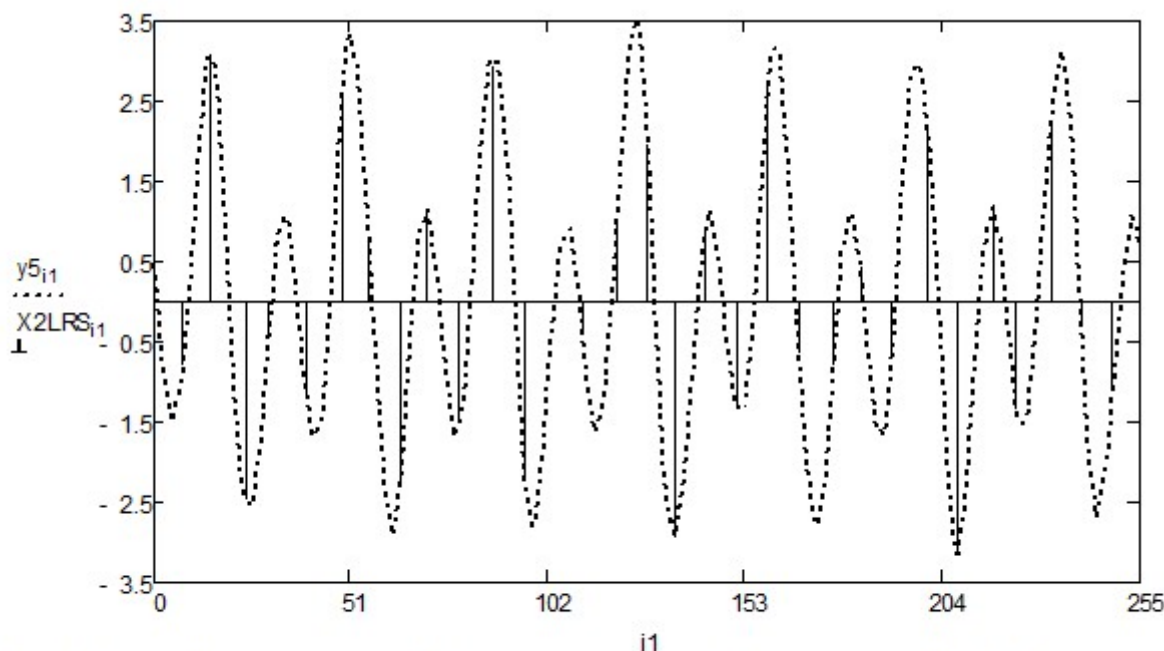


Рис.1 Тестовый сигнал длиной 256 отсчетов (пунктир). Отсчеты случайной выборки из тестового сигнала (столбики) $L=8$, $\tau \sim N(0, 1/2)$.

Черными столбиками показаны случайно выбранные отсчеты из исходного сигнала. Нерегулярно расположенные образцы $\{x(n_i)\}$ получены из исходного сигнала $x(n)$ от $x(n_i) = x([n(N/L) + \tau])$, где τ это джиттер синхронизации с нормальным распределением $N(0, \sigma^2)$ а также $[]$ обозначает ближайшее целое число, и L является фактором прореживания.

Для решения задачи восстановления сигнала применение традиционных методов интерполяции не будет эффективным, особенно при достаточно большой разреженности сигнала. Это видно из рис.1, где черными столбиками показаны отсчеты случайной выборки при $L=8$, $\tau \sim N(0, 1/2)$. Однако применение МИПВС, РОСС и МАИ дают весьма хорошие результаты. Внешний вид восстановленных из случайной выборки сигналов очень мало отличается для всех рассматриваемых методов.

На рисунке 2 изображена сходимость, а точнее зависимость средней абсолютной ошибки (MAE - mean absolute error) восстановления от количества итераций работы МИПВС и РОСС. Предложенная нами реализация методики РОСС после 20 итераций сходится к средней абсолютной ошибке равной 0,1 (сплошная линия). В то же самое время работа МИПВС, обеспечивает такую точность сходимости практически значительно раньше - с нескольких (менее пяти) итераций (пунктир). Говорить о скорости сходимости МАИ (метода амплитудных итераций) можно только условно. Поскольку количество итераций в нем однозначно определяется количеством градаций величин амплитуд спектра (от максимальной до нулевой). Для корректной работы этого метода должен быть достаточно подробно охвачен диапазон изменения амплитуд информативных гармоник. Т.е. могут понадобиться сотни итераций (прерывистая линия на рисунке 3). Отметим только, что МАИ сходится к тем же значениям что и МИПВС и РОСС. Построим зависимость средней абсолютной ошибки (mean absolute error - MAE) от величины разреженности сигнала L . Количество итераций берется с большим запасом для того чтобы показать потенциальные возможности каждого из подходов. Разреженность это L в формуле моделирующей случайную выборку из исходного неискаженного сигнала. Этот параметр

означает во сколько раз разрежен сигнал. Например, $L=4$ означает, что известен один отсчет из четырех возможных, при $L=8$ известен один отсчет из восьми возможных, а при $L=0$ известны все отсчеты (лакун нет). На рис.5 штрихпунктирной линией изображена средняя абсолютная величина ошибки для не восстановленной лакуны.

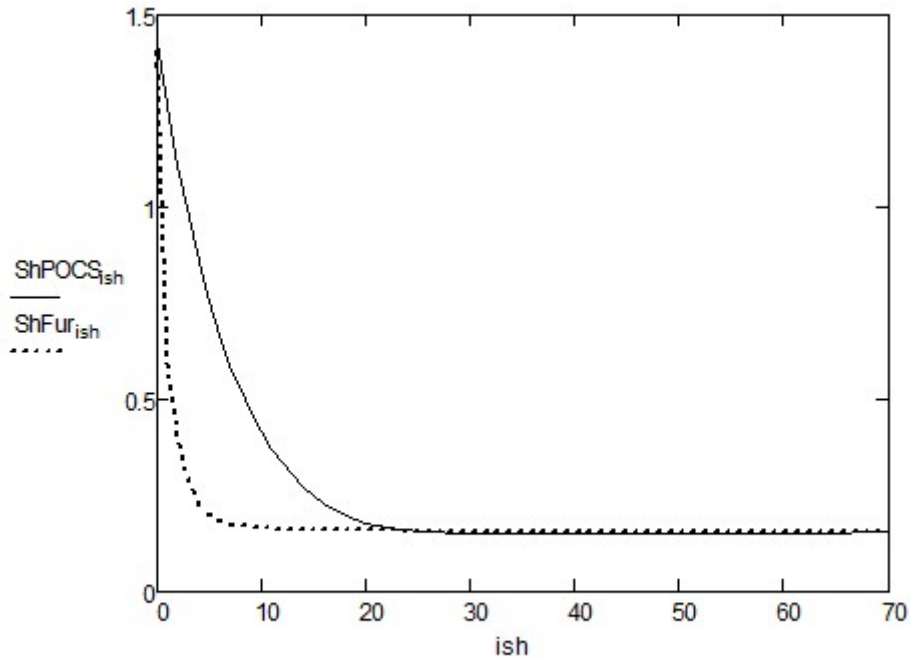


Рис. 2. Поведение сходимости РОКС и МИПВС при восстановлении случайной выборки из исходного тестового сигнала из рис. 1.

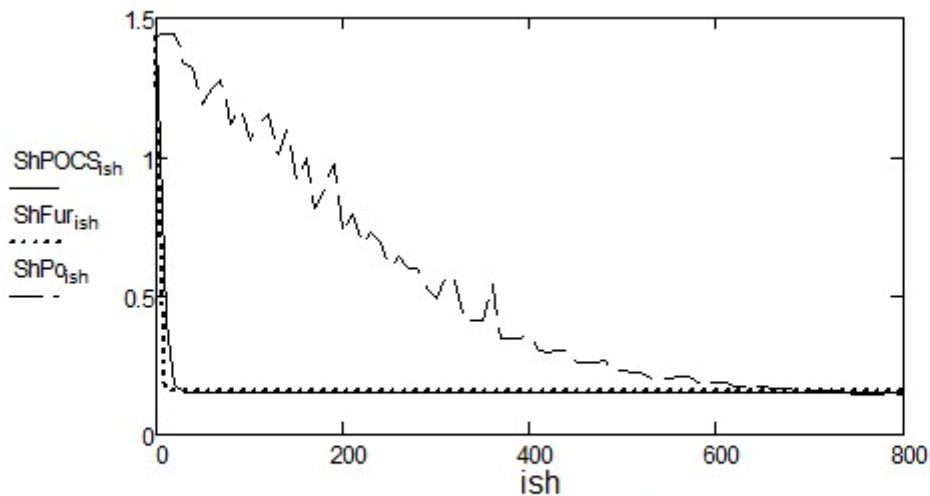


Рис. 3. Поведение сходимости МАИ (прерывистая линия), РОКС (сплошная линия) и МИПВС (пунктир) при восстановлении случайной выборки из исходного тестового сигнала рис. 1 фактор прореживания $L=8$

Здесь отсутствующие данные внутри лакуны приравниваются нулю - близкому к среднему значению исследуемого псевдослучайного сигнала. Затем вычисляется средняя абсолютная величина ошибки, не восстановленной лакуны относительно значений идеального неискаженного сигнала. Эти ошибки (внутри не восстановленной лакуны) будем считать оценкой эффективности работы методов. Т.е., если полученные тем или иным способом значения сигнала в лакуне имеют среднюю абсолютную величину ошибки много меньшую чем ошибки для не восстановленной (заполненной нулями) лакуны, то можно считать, что метод работает хорошо. И наоборот, если полученные тем или иным способом значения сигнала в лакуне имеют среднюю абсолютную величину ошибки близкую к ошибке для не восстановленной (заполненной нулями) лакуны, то можно считать, что тестируемый метод работает

неудовлетворительно. Таким образом, сравнения эффективности работы методов проводится по объективному критерию. Из рисунка 5 видим, что все рассматриваемые методы хорошо справляются с поставленной задачей, поскольку их MAE (средние абсолютные ошибки) значительно (во много раз) меньше, чем MAE для не восстановленной лакуны, но при небольшом росте средней абсолютной ошибки при увеличении разреженности.

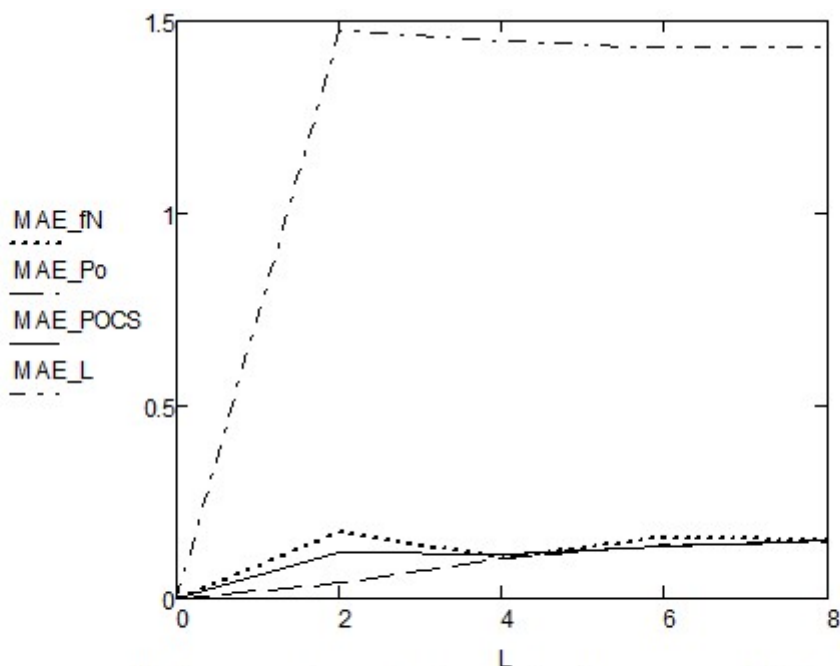


Рис.4. Зависимость средней абсолютной ошибки (mean absolute error - MAE) от величины разреженности сигнала (L). MAE для МИПВС - пунктир, MAE для МАИ - прерывистая линия, MAE для POCS - сплошная линия, MAE лакуны - штрихпунктир.

Результаты реконструкции сигнала со сплошной лакуной (рисунки к этому разделу представлены в презентации к докладу)

Для восстановления равномерно дискретизированных сигналов с непрерывными потерянными выборками (сплошными лакунами) в этом моделировании применяются те же методы. Общее предположение состоит в том, что размер лакуны должен быть существенно меньше длины сигнала [14]. В связи с тем, что при реконструкции сплошной лакуны появилась возможность использовать в качестве обучающей выборки фрагменты исходного неискаженного сигнала для сравнительного анализа привлечем данные полученные с помощью родственной нейронным сетям идеологии image inpainting [12]. В этом случае наилучшим выбором для восстановления можно считать МАИ (метод амплитудных итераций). Его средняя абсолютная ошибка существенно меньше, чем у всех остальных методов и чем средняя абсолютная ошибка для не заполненной лакуны.

При выборе для исследования сигнала большей длительности, чем ранее – 5000 отсчетов. Размеры сплошной лакуны варьируются от нуля до 500 отсчетов (10 процентов исходного сигнала). При таких условиях мы проверяем возможность восстановления сигнала в большой лакуне, где сигнал нельзя представить в виде суммы фрагментов известного сигнала вне лакуны. В данном случае не все рассматриваемые методы справляются с поставленной задачей. Ситуация еще тяжелее, чем для "короткого сигнала". Поскольку сигнал теперь не является квазипериодическим и лакуны имеют большую длину, процедура поиска в одномерном image inpainting не может найти подобные образцы (фрагменты) в библиотеке (в оставшейся точно известной части исходного сигнала).

Средняя абсолютная ошибка для МИПВС с итерациями, POCS и одномерной модификации метода image inpainting одного порядка с MAE для не восстановленной лакуны. Только для метода амплитудных итераций (МАИ) дает реконструкцию сигнала с приемлемыми ошибками.

Заключение

По объективному показателю (средняя абсолютная ошибка в зависимости от ширины лакуны) метод амплитудных итераций (МАИ) имеет наилучшие показатели при заполнении сплошных лакун.

Однако, в случае разреженных сигналов, предпочтительным выбором является МИПВС. Поскольку, помимо его хороших показателей средней абсолютной ошибки в зависимости от разреженности сигнала, ему необходимо меньше итераций для сходимости, чем у других методов. Таким образом, предлагаемые нами МИПВС и МАИ способны эффективно восстанавливать сигналы из случайно расположенных подвыборок и непрерывно потерянных выборок. Перспективной работой мы считаем создание синтетического алгоритма на основе представленных здесь методов для реализации в нем лучших качеств каждого из подходов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yeh S., Stark H. *Iterative and one-step reconstruction from nonuniform samples by convex projections*. Journal of the Optical Society of America 1990, 7(3):491-499. 10.1364/JOSAA.7.000491.
2. Stasiński R., Konrad J. *POCS-based image reconstruction from irregularly-spaced samples*. Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing (ICIP '00), September 2000 2: 315-318.
3. Park J., Park D-C., Marks R.J. II, El-Sharkawi M.A. *Block loss recovery in DCT image encoding using POCS*. Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, September 2002 5: 245-248.
4. Guven H.E., Ozaktas H.M., Cetin A.E., Barshan B. *Signal recovery from partial fractional Fourier domain information and its applications*. IET Signal Processing 2008, 2(1):15-25. 10.1049/iet-spr:20070017.
5. Serbes A., Durak L. *Optimum signal and image recovery by the method of alternating projections in fractional Fourier domains*. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation 2010, 15(3):675-689. 10.1016/j.cnsns.2009.05.013.
6. Bregman L.M. *Finding the common point of convex sets by the method of successive projections*. Doklady Akademii Nauk SSSR 1965, 162(3):487-490.
7. Gubin L.G., Polyak B.T., Raik E.V. *The method of projections for finding the common point of convex sets*. USSR Computational Mathematics and Mathematical Physics 1967, 7(6):1-24. 10.1016/0041-5553(67)90113-9.
8. Qureshi Muhammad Ali, Deriche Mohamed, Beghdadi Azeddine, Qureshi Muhammad Ali, Amin Asja. *A critical survey of state-of-the-art image inpainting quality assessment metrics* // J. Vis. Commun. Image R. 49 (2017), P. 177–191.
9. Chen Z., Dai C., Jiang L., Sheng B., Zhang J., Lin W., Yuan Y. *Structure-aware image inpainting using patch scale optimization* // J. Vis. Commun. Image Represent. 40 (2016), P. 312–323.
10. Кокошкин А.В., Коротков В.А., Коротков К.В., Новичихин Е.П. *Использование спектра Фурье изображения для ретуширования и восстановления отсутствующих частей искаженного аппаратной функцией изображения* // Журнал Радиоэлектроники [электронный журнал]. 2016, №7.
11. Кокошкин А.В., Коротков В.А., Коротков К.В., Новичихин Е.П. *Применение методов цифровой обработки изображений для целей реставрации объектов изобразительного искусства*. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 9.
12. Lokhande Devidas, Zope R.G., Bendre Vrushali *Image Inpainting* // IJCSN International Journal of Computer Science and Network, Volume 3, Issue 1, February 2014, P. 110 – 115.
13. Jinsung Oh, Seda Senay, and Luis F. Chaparro *Signal Reconstruction from Nonuniformly Spaced Samples Using Evolutionary Slepian Transform-Based POCS*. / Hindawi Publishing Corporation, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Volume 2010, Article ID 367317, 12 pages.
14. Oliveira P. *Interpolation of signals with missing data using PCA*. Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP '06), May 2006 3: 828-831.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Бирюков И.Д.^{1,2}, Силин С.И.³

¹ АО ЦНИРТИ имени академика А. И. Берга

² Московский Авиационный Институт (национальный исследовательский университет)

Ivan-birs@yandex.ru

³ МГТУ им. Н. Э. Баумана

sm2-2@inbox.ru

Статья посвящена повышению эффективности обнаружения сигналов радиоизлучающих объектов известного типа в авиационных системах радиоэлектронного наблюдения. Предлагается цифровой обнаружитель, разработанный на основе априорного описания типорежимов, который в отношении обнаружения конкретных радиосигналов этого типорежима является квазиоптимальным.

Авиационные системы радиоэлектронного наблюдения (РЭН), являясь пассивными системами, оперативно в большом районе обеспечивают решение поисково-спасательных задач в отношении объектов, имеющих в своём составе источники радиоизлучения (ИРИ), и задач их радиоконтроля. В отличие от радиолокационных систем, в которых на основе знания излучённого сигнала применяются оптимальные методы приёма отражённых радиосигналов от объектов и подстилающей поверхности, в современных авиационных системах РЭН из-за отсутствия таких знаний используются неоптимальные методы приёма радиосигналов ИРИ. При этом ИРИ могут излучать радиосигналы в широком диапазоне возможных значений их радиотехнических параметров, в частности, частоты и ширины спектра. Поэтому в современных авиационных системах РЭН вынуждено используются широкие полосы промежуточных частот в каналах обнаружения радиосигналов ИРИ, что приводит к существенному снижению средней вероятности их обнаружения.

В авиационных системах РЭН на основе имеющегося априорного описания радиоизлучающих объектов может решаться задача распознавания на каждом его уровне, начиная с нижнего уровня – типорежима. В отношении радиоизлучающих объектов, априорное описание о которых отсутствует или не полное, решается задача его формирования или уточнения.

Анализ обработки информации в авиационных системах РЭН показал, что распознавание типорежима традиционно выполняется на первом этапе обработки информации после оценки параметров сигнала ИРИ, что представлено на рисунке 1. Вместе с тем представляется возможным использовать априорное описание радиоизлучающих объектов, в части их типорежимов, при выполнении обнаружения сигнала ИРИ. Выполненный с учётом этого предложения синтез совместного байесовского алгоритма обнаружения сигналов ИРИ, оценки их параметров и распознавания типорежима, которому они принадлежат, позволил разработать квазиоптимальный алгоритм обработки. Моделирование и оценка эффективности разработанного алгоритма подтвердили соответственно его реализуемость и повышение вероятности правильного обнаружения сигналов ИРИ заданного типа.

В процессе приёма радиосигналов ИРИ в силу ограниченных возможностей бортовая часть авиационной системы РЭН, выполняющая приём радиосигнала, вносит искажения, которые значительно снижают информативность радиосигнала [1]. Снижение уровня этих искажений за счёт оптимального построения бортовой части авиационной системы РЭН не всегда оказывается возможным из-за чрезмерного её усложнения. Поэтому на бортовой специальный вычислитель может быть возложена задача обработки сигнала с целью коррекции искажений, внесённых бортовой частью авиационной системы РЭН. При коррекции сигнала представляется возможным приблизить бортовую часть авиационной системы РЭН к идеальной приемной системе

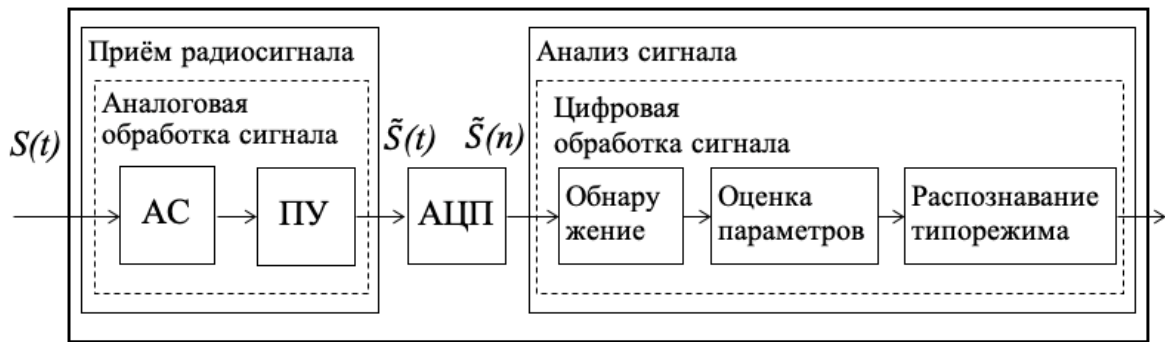


Рис. 1. Первый этап обработки информации в бортовой части авиационной системы РЭН

Построение согласованного фильтра для цифрового сигнала с неизвестной начальной фазой было рассмотрено в [2].

С точностью до начальной фазы сигнал с которым согласован фильтр можно описать набором параметров этого сигнала:

$$\lambda = [M, \tau, T, f_0, \Delta F], \quad (1)$$

где M – тип и параметры модуляции сигнала, τ – длительность сигнала, T – период повторения, f_0 – несущая частота, ΔF – ширина спектра сигнала.

То есть зная набор параметров λ можно однозначно получить выражение для эквивалентного сигнала, зная который не сложно получить отсчеты импульсной характеристики согласованного фильтра, иными словами существует некий оператор F позволяющий осуществить переход:

$$S_3 = F(\lambda), \quad (2)$$

где S_3 – выражение для эквивалентного сигнала, λ – набор параметров, описывающих сигнал, F – некий оператор.

Согласованная фильтрация возможно лишь в том случае, когда спектральные характеристики сигнала полностью известны [3]. На практике в системах РЭН априорная информация о сигнале всегда ограничена [4], поэтому сформировать согласованный фильтр, импульсная характеристика которого представляет собой отраженную относительно нуля копию сигнала сдвинутого на некоторое t_x , не представляется возможным.

Ограниченная информация о параметрах сигнала ИРИ содержится в типорежиме и обычно сводится к знанию типа и параметров модуляции (M) сигнала и широкого диапазона возможных частотно-временных параметров, таких как: длительность импульса ($\tau_{min} \div \tau_{max}$), его период ($T_{min} \div T_{max}$), несущая частота ($f_{0\ min} \div f_{0\ max}$), ширина спектра ($\Delta F_{min} \div \Delta F_{max}$).

Теоретически возможно создать многоканальную систему, которая бы содержала согласованные фильтры для всевозможных комбинаций несущей частоты сигнала и длительности импульсов, однако такая система требует огромных вычислительных затрат, что делает ее фактическую реализацию затруднительной [4].

Поэтому имеет смысл перейти к рассмотрению квазиоптимального алгоритма обнаружения сигнала принадлежащего к априорно известному типорежиму с известными параметрами.

Набор известных параметров представим в виде вектора:

$$\lambda_a = [M, \tau_{min}, \tau_{max}, T_{min}, T_{max}, f_{0\ min}, f_{0\ max}, \Delta F_{min}, \Delta F_{max}]. \quad (3)$$

Как было описано ранее (2) для полностью известного сигнала, для сигнала определенного типорежима должен существовать оператор F' позволяющий перейти от параметрического описания к выражению эквивалентного сигнала.

$$S_3 = F'(\lambda_a), \quad (4)$$

где S_3 – сигнал эквивалентный известному типорежиму, λ_a – набор параметров содержащийся в априорной библиотеке типа, F' – некий оператор.

Согласованный фильтр построенный для эквивалентного сигнала будет квазиоптимальный для сигналов принадлежащих известному типорежиму.

Моделирование

В качестве примера рассмотрим сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией, следующего типорежима работы:

$$\lambda_a = [\text{АИМ}, 3 \text{ мкс}, 5 \text{ мкс}, 10 \text{ мкс}, 15 \text{ мкс}, 115 \text{ МГц}, 135 \text{ МГц}, 200 \text{ кГц}, 333 \text{ кГц}] \quad (5)$$

Сигнал находится в белом Гауссовом шуме.

Частота дискретизации 200 МГц, фильтр расположен в первой зоне Найквиста.

Сигнал и его амплитудный спектр сформированный по априорной библиотеке (5) представлен на рисунке 2, 3 соответственно.

Отсчеты импульсной характеристики квазиоптимального фильтра, полученные с помощью преобразования (4) представлены на рисунке 4, а АЧХ представлена на рисунке 5.

Сигнал на выходе вышеописанного фильтра представлен на рисунке 6, а спектр сигнала на – рисунке 7.

Для сравнения на рисунке 8, 9 показан сигнал и его спектр соответственно, на выходе фильтра согласованного с единичным импульсом последовательности.

Характеристики обнаружения для согласованного фильтра, энергетического обнаружителя с фильтром по априорной информации и энергетический обнаружитель во всей полосе представлены на рисунке 10.

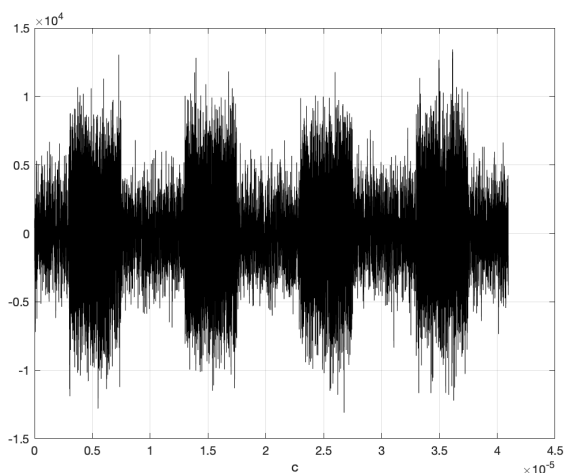


Рис. 2. Исходный сигнал (ОСШ 3.3 дБ)

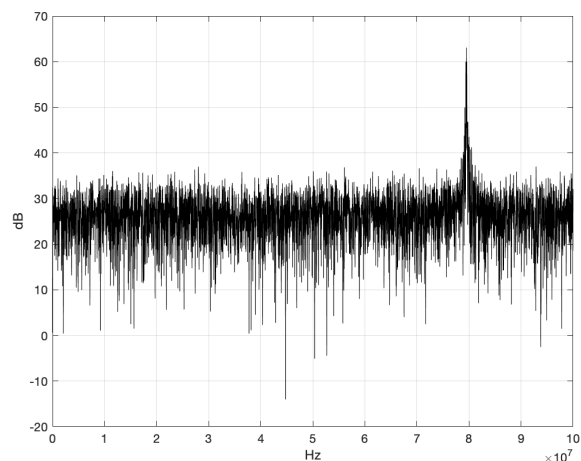


Рис. 3. Спектр исходного сигнала

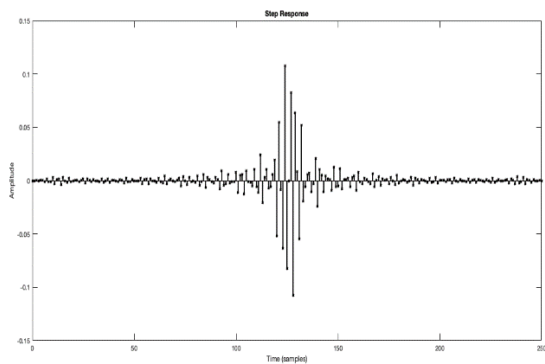


Рис. 4. Импульсная характеристика квазиоптимального фильтра

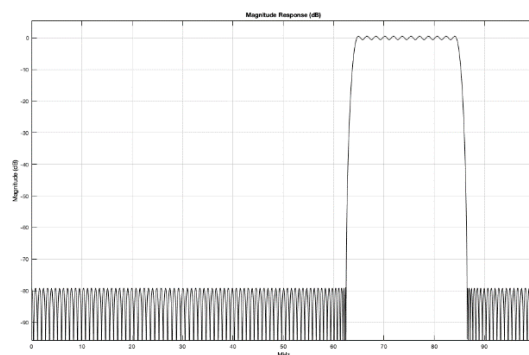


Рис. 5. АЧХ квазиоптимального фильтра

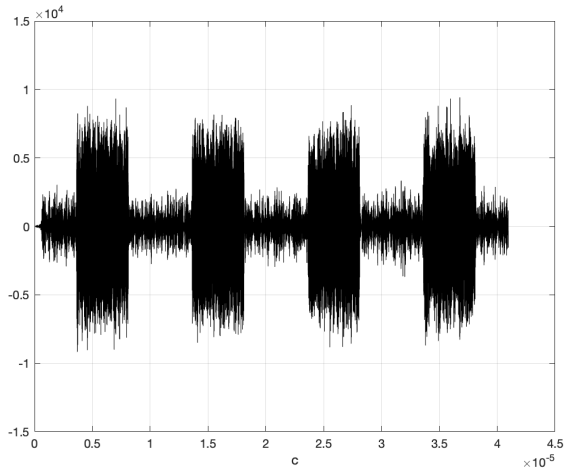


Рис. 6. Сигнал на выходе квазиоптимального фильтра (ОСШ 10 дБ)

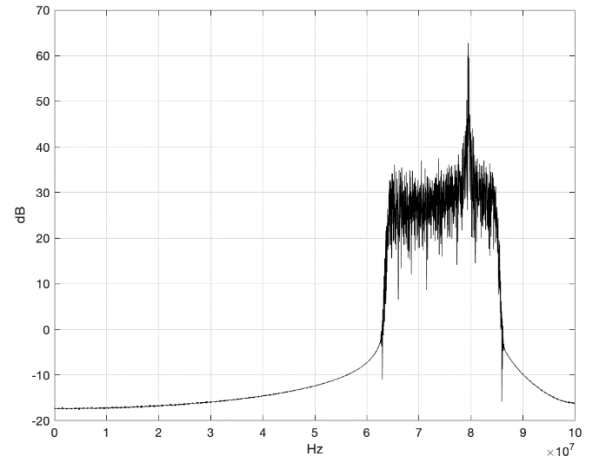


Рис. 7. Спектр сигнала на выходе квазиоптимального фильтра

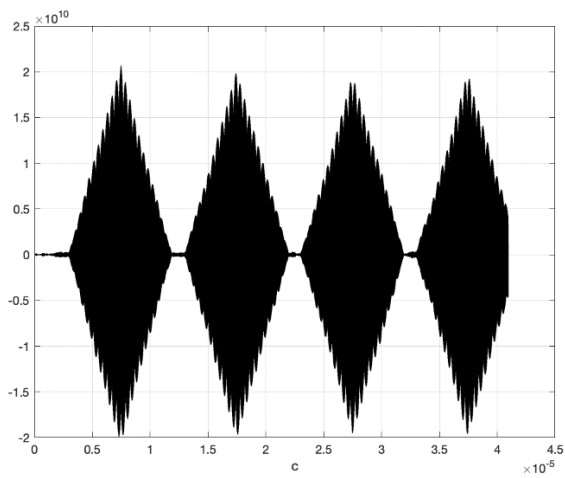


Рис. 8. Сигнал на выходе согласованного фильтра (ОСШ 30 дБ)

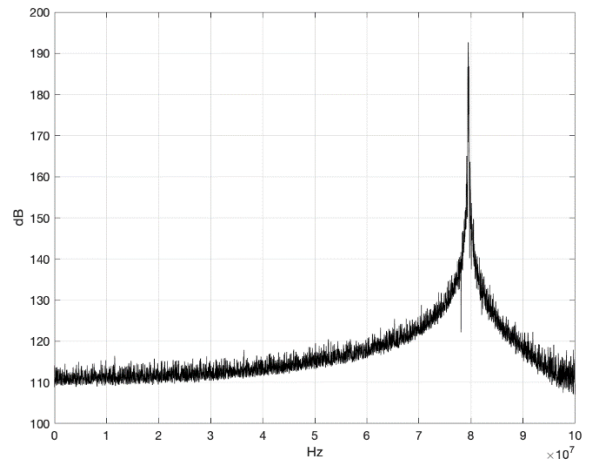


Рис. 9. Спектр на выходе согласованного фильтра

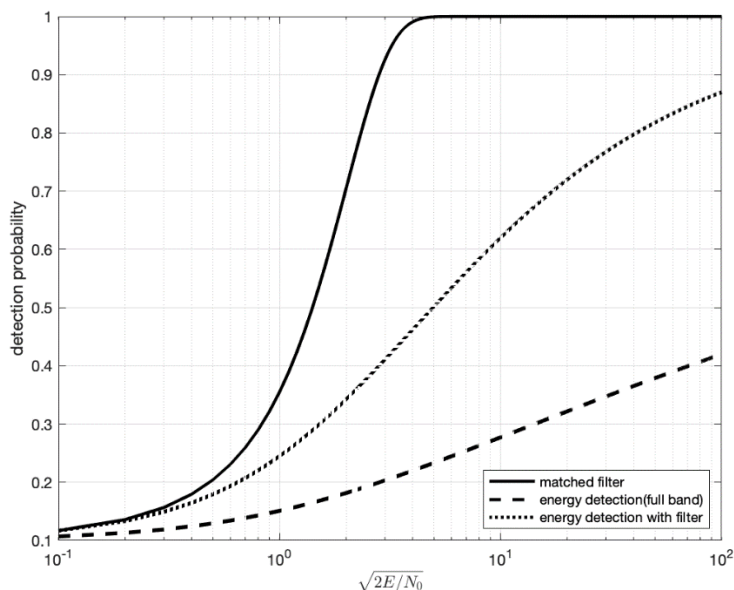


Рис. 10. Характеристики обнаружения для согласованного фильтра(—), энергетического обнаружителя с фильтром по априорной информации (·····), энергетический обнаружитель во всей полосе (- - -); при вероятности ложной тревоги 0.1.

Выводы

Наиболее сложным элементом в создании квазиоптимального фильтра по отношению к априорному описанию типорежима ИРИ является определение оператора перехода от параметрического описания типорежима к эквивалентному сигналу.

В работе получено значение оператора перехода в случае априорного описания типорежима ИРИ амплитудно-импульсного радиосигнала.

В результате моделирования была продемонстрировано повышение эффективности обнаружения сигналов ИРИ известного типа в авиационных системах РЭН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Толстов Е.Ф., Филончиков В.Д., Школьный Л.А. Радиотехнические цепи и сигналы / 1993
2. Тихонов В.И., Ефименко В.С., Журавлев А.Г. Статистическая теория радиоэлектронных систем / под ред. В.И. Тихонова. 2000.
3. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации / М. Радио и связь. 1992.
4. Куприянов А.И. Петренко П.Б. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / М. Издательство МГТУ им. Н.Э.Баумана 2009.

АНАЛИЗ ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПЕЛЕНГАЦИОННЫМ МЕТОДОМ В АВИАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Бучучан П.В.^{1,2}, Былдин А.Ю.³

¹ *Российский технологический университет – МИРЭА*

² *АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»*

p.v.buchuchan@yandex.ru

³ *МГТУ им. Н.Э. Баумана*

alexbyl7@gmail.com

С целью повышения точности определения местоположения источников радиоизлучения пеленгационным методом проведён анализ широко используемого метода оценивания ошибки места. Полученное аналитическое выражение плотности вероятности определения координат источника радиоизлучения и выполненное статистическое моделирование свидетельствуют о смещённости оценки местоположения источника излучения. Проведённая оценка смещения в зависимости от условий, ошибки пеленгования и числа пеленгов показала существенность её значения и необходимость учёта в алгоритмах определения местоположения источников излучения пеленгационным методом.

Введение

В настоящее время в объектах различного назначения широко используются радиоэлектронные средства, излучающие радиосигналы. Наиболее эффективно решают поисково-спасательные задачи и задачи радиомониторинга авиационные системы радиоэлектронного наблюдения. С их помощью в любое время суток и в любых погодных условиях оперативно определяются координаты ИРИ, расположенные в большом диапазоне дальностей.

В авиационных системах РЭН наиболее часто координаты ИРИ и ошибки их оценивания определяются по совокупности измеренных пеленгов. Для этого в основном используют метод обработки фильтром Калмана, метод наименьших квадратов поправок углов. Общим и необходимым условием реализации этих методов является задание начальной оценки координат. При большом числе пеленгов это могут быть координаты центра области, через которую проходит наибольшее число пеленгов, а при малом числе пеленгов, как правило, координаты точки пересечения двух пеленгов. В последнем случае рекомендуется [1] для начальной оценки координат выбирать пеленги, у которых угол пересечения наиболее близок к 109° . От точности начальной оценки, особенно при малом числе пеленгов, значительно зависит результат оценивания. Из-за большой ошибки начальной оценки координат в ряде случаев наблюдается «миграция» оценки координат ИРИ.

Точность оценки обычно характеризуют [2] средним значением квадрата ошибки, которое равно сумме дисперсии оценки и квадрата смещения оценки.

$$\varepsilon^2 = D + \Delta^2.$$

Учитывая, что выражения для вычисления дисперсии оценки λ координат λ_0 известны [3], то наибольший интерес представляет задача определения и анализа их смещения

$$\Delta = \mathbf{M}\{\lambda\} - \lambda_0 = \int \lambda p(\lambda) d\lambda - \lambda_0. \quad (1)$$

Как следует из выражения (1), для определения смещения оценки координат требуется знать плотность вероятности координат начальной оценки $p(\lambda)$ и истинные координаты λ_0 ИРИ.

Определение плотности вероятности начальных координат ИРИ по измерениям двух пеленгов

Задача определения плотности вероятности начальных координат ИРИ по измерениям двух пеленгов следующая (рис. 1). Местоположение ИРИ в декартовой системе координат задано точкой (x_0, y_0) и измеряется пеленгами (α_i, α_j) в точках $(x_i, 0)$ и $(x_j, 0)$ соответственно. Сообщение $\lambda = [\alpha_i, \alpha_j]^T$ подвергается воздействию аддитивного белого гауссовского шума $n = [\Delta\alpha_i, \Delta\alpha_j]^T$, и формируется наблюдение λ_n в точке (x, y) . Задаваясь координатами местоположения ИРИ, необходимо получить плотность вероятности $p_{xy}(x, y)$ начальных координат (x, y) .

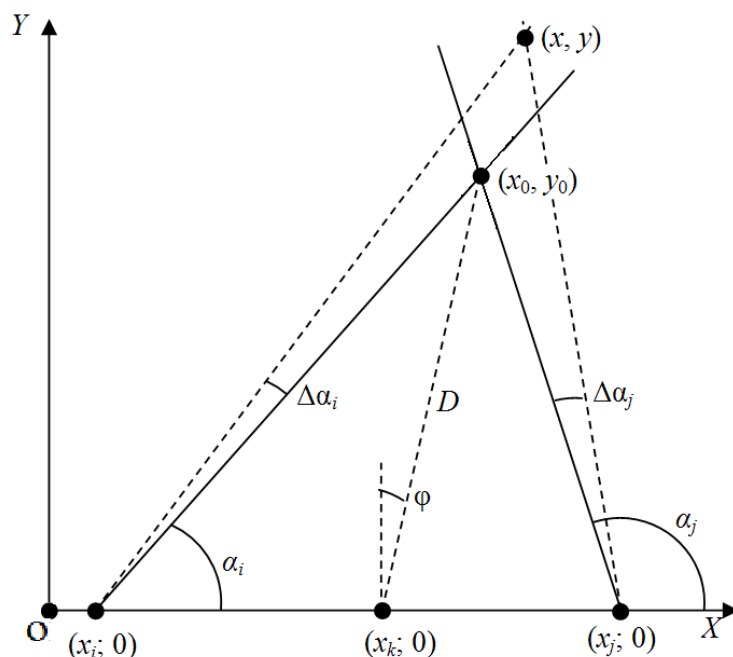


Рис. 1. К постановке задачи.

Преобразование двумерной случайной величины производится по формуле [2]

$$p_{xy}(x, y) = p_{\alpha_i \alpha_j}(h_1(x, y), h_2(x, y)) |J_2(x, y)|,$$

$J_2(x, y)$ – якобиан, $p_{\alpha_i \alpha_j}(h_1(x, y), h_2(x, y))$ – совместная плотность вероятности наблюдения λ_n .

В результате математических преобразований плотность вероятности начальных координат

$$p_{xy}(x, y) = \frac{\left| \frac{x_j - x_i}{y_0^3} \right| \exp \left\{ - \frac{[\arctg((x_0 - x_i)/y_0) - \alpha_i]^2 - [\arctg((x_0 - x_j)/y_0) - \alpha_j]^2}{2\sigma^2} \right\}}{2\pi\sigma^2 \left[1 + \left(\frac{x_0 - x_i}{y_0} \right)^2 \right] \left[1 + \left(\frac{x_0 - x_j}{y_0} \right)^2 \right]}. \quad (2)$$

Для рассмотрения вида (2) необходимо провести моделирование и построить график плотности вероятности $p_{xy}(x, y)$.

В среде программирования MATLAB проведено моделирование функции $p_{xy}(x, y)$ при следующих параметрах: истинное положение ИРИ в точке (0; 100 км); измерение пеленга в точках (-5 км; 0) и В(5 км; 0); среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения пеленгов 1 градус. Результаты моделирования приведены на рисунках 2 и 3. Плотность вероятности $p_{xy}(x, y)$ нормирована по максимальному значению. Пересечением светло-серых линий отмечена точка истинного положения ИРИ. Величина плотности вероятности выражена черно-белым градиентом. Из анализа графиков следует, что распределение плотности вероятности начальных координат ИРИ $p_{xy}(x, y)$ унимодальное и имеет положительную асимметрию. График плотности вероятности стремится к симметричному виду, когда угол между пеленгами стремится к 109° . Данный вид плотности вероятности подтверждается экспериментально при построении гистограммы.

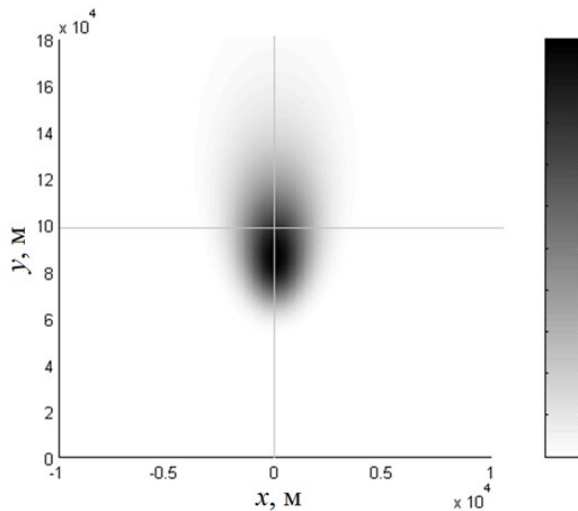


Рис. 2. Проекция плотности вероятности $p_{xy}(x, y)$ на плоскость OXY

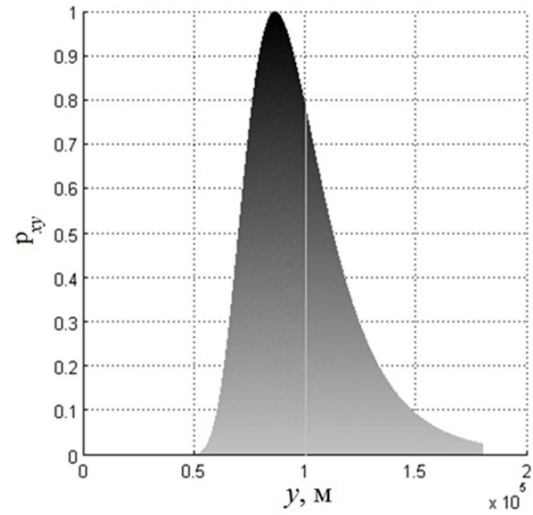


Рис. 3. Сечение плотности вероятности $p_{xy}(x, y)$ плоскостью, перпендикулярной оси OX и проходящей через точку (0,0).

Ошибка оценки местоположения ИРИ по измерениям двух пеленгов

В качестве оценки местоположения принимается математическое ожидание местоположения ИРИ.

При истинном положении ИРИ в точке (x_0, y_0) смещение оценки местоположения ИРИ по координате x (далее – Δx) и y (далее – Δy) определяется по формуле

$$\Delta x = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} x p_{xy}(x, y) dy dx - x_0; \quad \Delta y = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} y p_{xy}(x, y) dy dx - y_0. \quad (2)$$

В программной среде MATLAB проведено моделирование зависимости смещения Δx и Δy от следующих факторов (см. рис. 1): расстояния D от центра базы пеленгации в точке $(x_k; 0)$ до ИРИ (далее – «дальность до ИРИ»); среднеквадратического отклонения σ измерения пеленга; угла φ между нормалью к базе и направлением из центра базы на ИРИ с отсчётом по часовой стрелке (далее – «угол наклона к ИРИ»). При моделировании пеленг всегда измеряется в точках $A(-5 \text{ км}; 0)$ и $B(5 \text{ км}; 0)$, то есть длина базы 10 км.

Моделирование зависимости смещения от угла наклона к ИРИ φ произведено при следующих параметрах: СКО измерения пеленга σ равно $0,1^\circ$; дальность до ИРИ меняется в значениях 50, 100 и 150 км; угол наклона к ИРИ φ изменяется в пределах от минус 60° до плюс 60° . Результаты моделирования представлены на рис. 4 и 5.

Моделирование зависимости смещения от дальности до ИРИ D произведено при следующих параметрах: СКО измерения пеленга σ равно $0,1^\circ$; угол наклона к ИРИ φ меняется в значениях $0; 30^\circ; 60^\circ$; дальность до ИРИ D изменяется в пределах от 50 км до 200 км. Результаты моделирования представлены на рис. 6 и 7.

Моделирование зависимости смещения от СКО измерения пеленга σ произведено при следующих параметрах: дальность до ИРИ 100 км; угол наклона к ИРИ φ меняется в значениях $0; 30^\circ; 60^\circ$; СКО измерения пеленга σ изменяется в пределах от $0,1^\circ$ до $0,5^\circ$. Результаты моделирования представлены на рис. 8 и 9.

Из анализа графиков следует, что смещение оценки местоположения ИРИ по измерениям двух пеленгов увеличивается нелинейно с увеличением угла наклона, дальности и СКО измерения пеленга и может достигать больших значений.

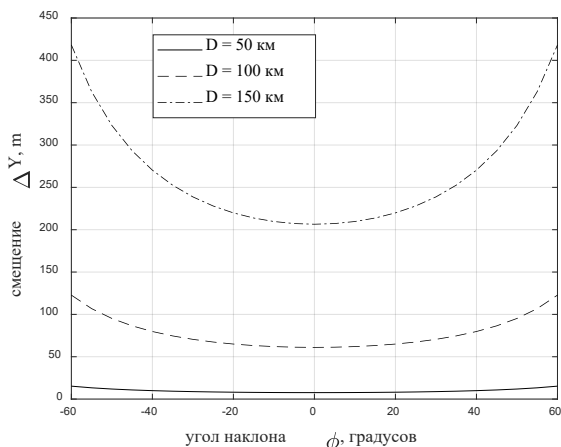


Рис. 4. Зависимость смещения Δy от угла наклона φ .

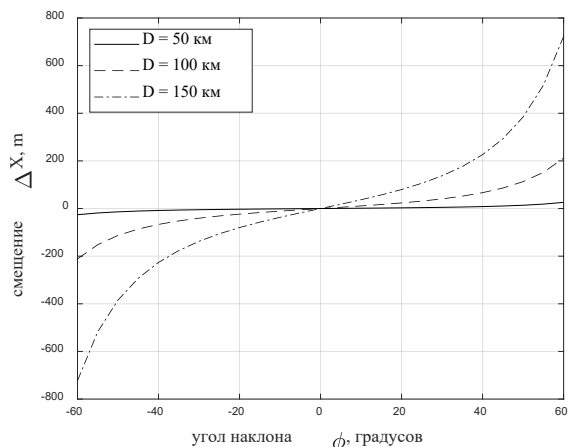


Рис. 5. Зависимость смещения Δx от угла наклона φ .

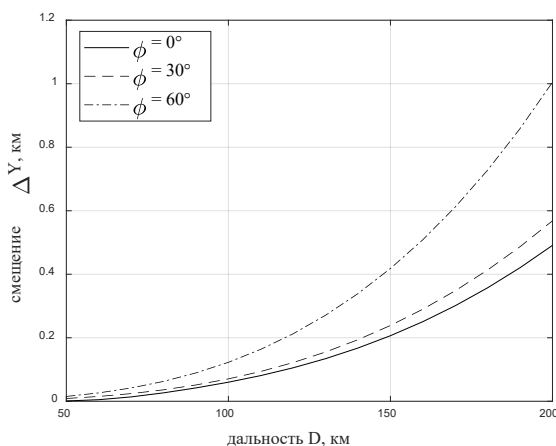


Рис. 6. Зависимость смещения Δy от дальности D .

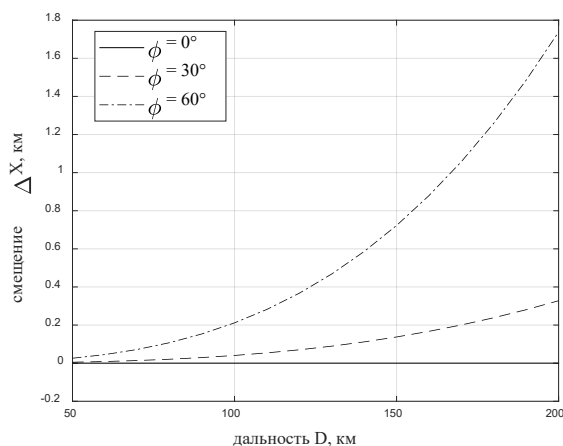


Рис. 7. Зависимость смещения Δx от дальности D .

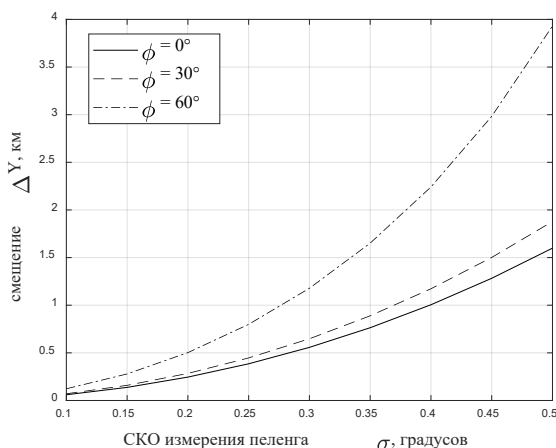


Рис. 8. Зависимость смещения Δy от СКО измерения пеленга σ .

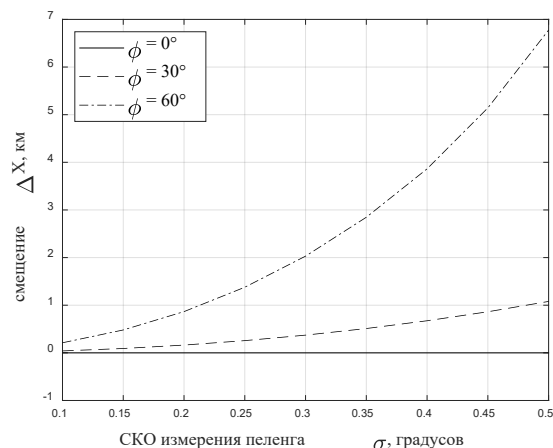


Рис. 9. Зависимость смещения Δx от СКО измерения пеленга σ .

Оценка координат ИРИ по измерениям нескольких пар пеленгов

Для получения более точной оценки на практике используют данные по измерениям большого числа пеленгов. Общий эффект применения известных [3] методов оценки заключается в уменьшении среднеквадратической ошибки оценки местоположения ИРИ. Смещение оценки этих методов, в свою очередь, в литературе не рассматривается. Исходя из того, что оценка координат по математическому ожиданию измерения по двум пеленгам является смещенной, имеет смысл проанализировать

используемые на практике методы оценки координат по измерениям большого числа пеленгов на предмет компенсации смещения.

Один из методов обработки измерений множества пеленгов, приведенный в [3], заключается в следующем. Имеется n пар пеленгов, измеренных в точках, распределенных по базе симметрично. Измерения λ_i местоположения ИРИ симметричными относительно центра базы парами пеленгов суммируются с учетом весовых коэффициентов k_i , обратно пропорциональных дисперсии измерения λ_i . Таким образом, оценка местоположения ИРИ λ вычисляется по формуле

$$\lambda = \frac{\sum_{i=1}^n k_i \lambda_i}{\sum_{i=1}^n k_i}.$$

Произведено моделирование данного метода обработки и получена зависимость смещения оценки Δy и среднеквадратической ошибки оценки σ_y от количества измеренных пеленгов, при следующих параметрах: СКО измерения пеленга 0.5° , дальность до ИРИ 100 км, длина базы 10 км, угол наклона к ИРИ равен нулю. Значение каждой точки на графиках в рис. 10 и 11 определено статистически при выборке из 10^6 измерений на точку. Из графиков следует, что с увеличением количества пеленгов среднеквадратическая ошибка оценки уменьшается, но смещение увеличивается. Таким образом, рассмотренный метод не компенсирует смещение оценки с увеличением числа пеленгов.

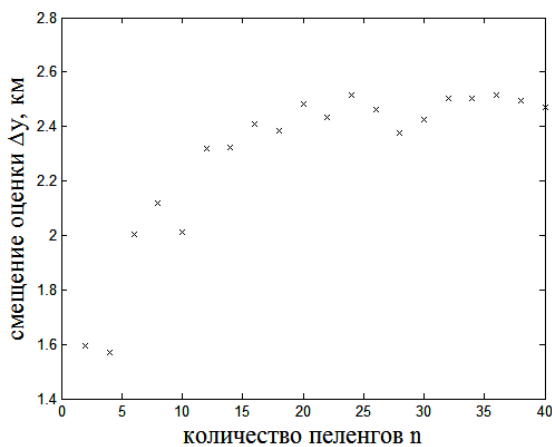


Рис. 10. Зависимость смещения Δy от количества пеленгов n .

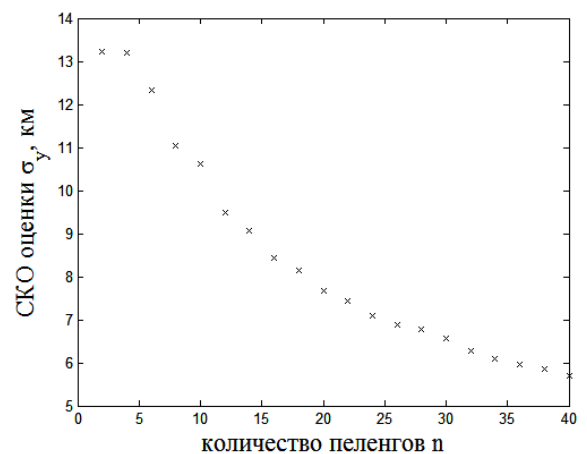


Рис. 11. Зависимость СКО σ_y от количества пеленгов n .

Заключение

На основании проведенного исследования можно сделать следующие выводы:

1. Смещение оценки местоположения ИРИ может быть существенно и её рекомендуется учитывать при оценивании местоположения ИРИ.
2. Распределение плотности вероятности начальной оценки координат ИРИ ассиметрично и максимальная плотность вероятности находится в точке, лежащей ближе истинного положения ИРИ к базе пеленгации, при этом математическое ожидание распределения находится в точке, лежащей дальше истинного положения ИРИ от базы пеленгации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сайбель А. Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения. Учебное пособие. / А. Г. Сайбель. – М.: Оборонгиз, 1958. – 55 с
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
3. Мельников Ю.П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности) – М.: Радиотехника, 2005. – 304 с.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ЛИНЕЙНОГО ФИЛЬТРА ПРИ НАЛИЧИИ ФЛЮКТУАЦИОННЫХ МОДУЛИРУЮЩИХ ПОМЕХ

Артюшенко В.М.¹, Воловач В.И.²

¹ ГБОУ ВО МО «Технологический университет»

artuschenko@mail.ru

² ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»

volovach.vi@mail.ru

Определены статистические характеристики распределения сигнала на выходе линейного фильтра при наличии флюктуационных модулирующих помех. При этом линейная система рассматривается как идеальный интегратор. Показано, что среднее значение и дисперсия выходного сигнала связаны достаточно простыми соотношениями с соответствующими моментами гармонического сигнала. Также показано, что среднее значение выходного сигнала осциллирует с определенной частотой, в то время как дисперсия имеет наряду с осциллирующей также и неосциллирующую часть. Осуществлена оценка сходимости распределения выходного сигнала к нормальному распределению с неосциллирующим и осциллирующим вторым моментом. Проведена количественная оценка точности аппроксимации закона распределения сигнала.

Введение

Наиболее полной статистической характеристикой сигналов на выходе линейной цепи при флюктуационных модулирующих помехах является многомерный закон распределения [1]. В некоторых случаях, например, при анализе влияния модулирующих помех на обнаружение радиосигналов, вероятность правильного измерения их параметров и вероятность разрешения двух сигналов, можно ограничиться знанием одномерного закона распределения выходных сигналов. К сожалению, в настоящее время нет общих методов анализа трансформации законов распределения случайных процессов, отличающихся от нормального распределения, при прохождении через линейные цепи [2]. Рассмотрим и проанализируем статистические характеристики распределения сигнала на выходе линейного фильтра при наличии флюктуационных модулирующих помех.

Статистические характеристики распределения узкополосного сигнала на выходе линейного фильтра при воздействии модулирующих помех

Пусть на вход линейного фильтра поступает узкополосный сигнал, подверженный воздействию флюктуационной модулирующей помехи:

$$s_m(t) = \eta(t)U(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t) + \varphi(t)],$$

где $\eta(t) \geq 0$, $\varphi(t)$ – случайные функции, определяющие, соответственно, искажения амплитуды и фазы в общем случае функционально связанные; $\Phi(t)$, $U(t)$ – известные законы изменения фазы и амплитуды, определяющие передаваемую информацию; ω_0 – несущая частота сигнала.

Полагаем, что ширина спектра функций $\varphi(t)$ и $\eta(t)$ много меньше несущей частоты сигнала, то есть искажения имеют характер паразитной модуляции сигнала. Огибающая сигнала $s_i(t)$ при этом равна $U_m(t) = \eta(t)U(t)$.

В этом случае сигнал $s_i(t)$ может быть записан в виде

$$s_m(t) = \text{Re} \{ \dot{U}_m(t) \exp(j\omega_0 t) \},$$

где $\dot{U}_m(t) = \dot{U}(t)\eta(t) \exp\{j\varphi(t)\} = \dot{U}(t)\dot{M}(t)$ – комплексная огибающая сигнала, искаженного модулирующей помехой; $\dot{M}(t) = \eta(t) \exp\{j\varphi(t)\}$ – функция помеховой модуляции, полностью характеризующая паразитную модуляцию сигнала, вызываемую помехой.

Ограничимся в рассмотрении линейными цепями, осуществляющими преобразования интегрального типа. Тогда, на основании центральной предельной теоремы теории вероятностей можно считать, что в тех случаях, когда интервал корреляции входного процесса τ_k много меньше постоянной времени линейной системы τ_c ($\tau_k \ll \tau_c$), закон распределения выходного сигнала по мере увеличения отношения τ_c/τ_k приближается к нормальному.

Для линейных систем интегрального типа входной сигнал $s_{\text{м.вх}}(t) = \text{Re}\{\dot{M}(t)\dot{U}(t)\exp(j\omega_0 t)\}$, искаженный флюктуационной модулирующей помехой, и выходной сигнал $s_{\text{м.вых}}(t) = \text{Re}\{\dot{W}_m(t)\exp(j\omega_0 t)\}$ связаны между собой соотношением:

$$s_{\text{м.вых}}(t) = \frac{1}{2} \text{Re}\left\{\exp(j\omega_0 t) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{H}(t-\tau)\dot{U}_m(\tau) d\tau\right\} = \frac{1}{2} \text{Re}\left\{\exp(j\omega_0 t) \int_0^t \dot{H}(t-\tau)\dot{U}_m(\tau) d\tau\right\}, \quad (1)$$

где $\dot{H}(t)$ – комплексная огибающая импульсной переходной функции линейной цепи; $\dot{W}_m(t)$ – комплексная огибающая сигнала на выходе фильтра при наличии модулирующих помех [3].

При условии $\tau_c \ll \tau_k$ интеграл (1) можно представить в виде суммы

$$s_{\text{м.вых}}(t) \cong \frac{1}{2} \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} \dot{H}(t-\Delta t)\dot{U}_m(k\Delta t)\exp(j\omega_0 t)\Delta t\right\}, \quad (2)$$

где элементарный интервал Δt должен быть таким, что $\tau_c \gg \Delta t$ и $\Delta t \leq \tau_k$, а число суммируемых элементов равно $N = t/\Delta t$.

При выполнении условия $\Delta t \cong \tau_k$ отдельные слагаемые в (2) можно считать некоррелированными и распределение их суммы $P(s_{\text{м.вых}})$ в соответствии с центральной предельной теоремой при $\tau_c/\tau_k \rightarrow \infty$ будет стремиться к нормальному.

Плотность распределения вероятностей (ПРВ) случайных функций, мало отличающихся от нормальной ПРВ, удобно представить в виде ряда Эджварта [1, 4, 5]:

$$W(s_{\text{м.вых}}) \cong W_H(s_{\text{м.вых}}) \sum_{k=0}^N \frac{1}{k!} \frac{b_k}{\mu_{20}^{k/2}} H_k\left(\frac{s_{\text{м.вых}} - m_{10}}{\mu_{20}^{1/2}}\right), \quad (3)$$

где $W_H(s_{\text{м.вых}}) = (2\pi\mu_{20})^{-0.5} \exp\left\{-\frac{(s_{\text{м.вых}} - m_{10})^2}{2\mu_{20}}\right\}$ – нормальная ПРВ; $\sigma_{k,ij}^2 = \tilde{K}_i \tilde{K}_j =$

$$\lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H \left[\frac{s'_{\lambda,i}(\vec{\lambda}, t_h) s'_{\lambda,j}(\vec{\lambda}, t_h)}{s^2(\vec{\lambda}, t_h)} \right]$$

$$H_k(z) = (-1)^k \exp\left\{\frac{z^2}{2}\right\} \frac{d^k}{dz^k} \exp\left\{-\frac{z^2}{2}\right\}, \quad (4)$$

– одномерные полиномы Эрмита;

m_{10}, μ_{20} – нормирующие постоянные, например, среднее значение и дисперсия ПРВ $W(s_{\text{м.вых}})$; b_k – квазимоменты [5], определяемые из выражения

$$b_k = \mu_{20}^{k/2} \int_{-\infty}^{\infty} W(s_{\text{м.вых}}) H_k\left(\frac{s_{\text{м.вых}} - m_{10}}{\mu_{20}^{1/2}}\right) ds_{\text{м.вых}}.$$

Учитывая (4), запишем ряд (3) в виде

$$W(s_{\text{м.вых}}) = \sum_{k=0}^N \frac{1}{k!} \frac{b_k}{\mu_{20}^{k/2}} W_H^{(k)}(s_{\text{м.вых}}) = W_H(s_{\text{м.вых}}) + \sum_{k=0}^N \frac{1}{k!} \frac{b_k}{\mu_{20}^{k/2}} W_H^{(k)}(s_{\text{м.вых}}). \quad (5)$$

Соответственно, ряд для интегрального закона распределения $P(s_{\text{м.вых}}) = \int_{-\infty}^{s_{\text{м.вых}}} W(x) dx$ имеет вид

$$P(s_{\text{м.вых}}) = P_H(s_{\text{м.вых}}) + \sum_{k=0}^N \frac{(-1)^k}{k!} \frac{b_k}{\mu_{20}^{k/2}} W_H^{(k-1)}(s_{\text{м.вых}}), \quad (6)$$

где $P_H(s_{\text{м.вых}}) = (2\pi\mu_{20})^{-0.5} \int_{-\infty}^{s_{\text{м.вых}}} \exp\left\{-\frac{(s_{\text{м.вых}} - m_{10})^2}{2\mu_{20}}\right\} ds_{\text{м.вых}}.$

Число слагаемых N в ряде Эджварта зависит от требуемой точности аппроксимации закона распределения рядом и выбора нормирующих величин m_{10} , μ_{20} . Как правило, значения m_{10} , μ_{20} принимают равными, соответственно, среднему значению и дисперсии случайной функции $s_{M, \text{ВЫХ}}$. При этом обеспечивается наилучшая сходимость рядов (3) и (6) [4].

Ограничим дальнейшее рассмотрение простейшим случаем, когда все слагаемые в (2) имеют одинаковые моменты. Это предположение эквивалентно тому, что линейная система представляет собой идеальный интегратор за время $T = N\Delta t$, настроенный на среднюю частоту сигнала ω_0 . Входной неискаженный сигнал будет представлять собой гармоническое колебание постоянной на интервале T амплитуды, а функция помеховой модуляции $\dot{M}(t)$ – стационарный случайный процесс.

К такой же модели можно прийти и при рассмотрении линейных фильтров, согласованных с сигналами постоянной на интервале T амплитуды с произвольной фазовой структурой при $\tau = 0$.

При сформулированных условиях на интервале $[0, N\Delta t]$ огибающая импульсного отклика линейного фильтра постоянна. Для простоты будем считать $|\dot{H}(t)| = 1$ на интервале $0 \leq t \leq N\Delta t$.

Полагаем также, что для рассматриваемого случая интервал корреляции τ_k равен интервалу корреляции функции помеховой модуляции, а число независимых отсчетов N равно параметру ξ , характеризующему отношение ширины энергетического спектра функции помеховой модуляции $\Delta\Omega_i$ к ширине спектра огибающей сигнала [1] $\xi = \frac{1}{2\pi} \Delta\Omega_m T$.

В рассматриваемом случае среднее значение m_{1W} и дисперсия μ_{2W} выходного сигнала $W(s_{M, \text{ВЫХ}})$ связаны простыми соотношениями с соответствующими моментами m_1 и μ_2 гармонического сигнала

$$s_m(t) = \text{Re} \left\{ \exp(j\omega_0 t) \eta(t) \exp\{j\varphi(t)\} \right\} = \text{Re} \left\{ \exp(j\omega_0 t) \dot{M}(t) \right\},$$

искаженного той же модулирующей помехой, что и входной сигнал: $m_{1W} = Nm_1$, $\mu_{2W} = N\mu_2$.

Даже при стационарной модулирующей помехе сигнал, искаженный модулирующей помехой, является нестационарным. Причем нестационарность связана как со сравнительно медленными по сравнению с периодом несущей частоты ω_0 изменениями амплитуды и фазы неискаженного сигнала, так и с быстрыми осцилляциями (колебаниями) с частотой ω_0 .

При принятой выше модели линейной цепи и входного сигнала для дальнейшего анализа медленная нестационарность входного сигнала не представляет интереса, поскольку амплитуда неискаженного сигнала за время накопления T принята постоянной. Тогда, среднее значение и дисперсию выходного сигнала $s_{M, \text{ВЫХ}}$ можно записать в виде

$$m_{1W} = a_1 \cos \omega_0 t; \quad \mu_{2W} = a_2 + c_2 \cos 2\omega_0 t = \mu_{2Wc} + \mu_{2Wh} = N\mu_{2c} + N\mu_{2h},$$

где коэффициенты a_1 , a_2 , c_2 не зависят от времени, а индексами «с» и «н» обозначены стационарная и нестационарная части μ_2 и μ_{2W} .

Последнее выражение показывает, что среднее значение выходного сигнала осциллирует с частотой ω_0 , а дисперсия имеет как неосциллирующую часть $N\mu_{2c}$, так и составляющую с частотой $2\omega_0$.

Учитывая, что в выражениях (5), (6) не накладывается специальных требований на выбор нормирующих констант m_{10} , μ_{20} , целесообразным является оценка сходимости распределения выходного сигнала $s_{M, \text{ВЫХ}}(t)$ к двум типам нормальных распределений:

- нормальному распределению с неосциллирующим вторым моментом ($\mu_{20} = \mu_{2Wc}$; $m_{10} = m_{1W}$);
- нормальному распределению с осциллирующим вторым моментом ($\mu_{20} = \mu_{2W}$; $m_{10} = m_{1W}$).

Нами был проведен подробный анализ названной оценки сходимости, результаты которого в силу ограниченности объема настоящей публикации, можно свести к нижеследующему. Распределение сигнала, искаженного стационарной случайной модулирующей помехой, на выходе линейной цепи можно аппроксимировать неосциллирующим (по второму моменту) нормальным распределением. При этом должны быть наложены специальные условия на статистические характеристики функции помеховой модуляции, при которых модуль отношения нестационарного второго момента к стационарному был намного меньше единицы: $|\delta| = |\mu_{2h} / \mu_{2c}| \ll 1$.

Количественная оценка точности аппроксимации закона распределения сигнала на выходе линейного фильтра при воздействии модулирующих помех

Приведем далее краткое определение количественной оценки точности аппроксимации закона распределения сигнала, искаженного случайной модулирующей помехой, на выходе линейной системы $P(s_{м.вых})$ нормальным распределением $P_H(s_{м.вых})$ с неосциллирующим и осциллирующим вторым моментом.

Оценим зависимость условий сходимости распределения с ПРВ к нормальному с неосциллирующим вторым моментом от статистических характеристик функции помеховой модуляции в предельном случае, когда ширина спектра функции помеховой модуляции значительно превосходит полосу пропускания линейной системы ($N \rightarrow \infty$). Тогда, при $N \rightarrow \infty$ имеем:

$$P(s_{м.вых}) - P_H(s_{м.вых}) = -\frac{\delta}{2} \left[W_H(s_{м.вых}) - \frac{\delta}{12} W_H^{(3)}(s_{м.вых}) - \frac{\delta^3}{24} W_H^{(5)}(s_{м.вых}) \right] J_{ij} = \{4m(-1)^{i+j-2} T^{i+j-1} (i + j - 1)^{-1} + I_{\phi,ij}^\lambda\} \quad (7)$$

$$\text{где } \delta \equiv \frac{|\theta_1^\phi(2)| - |\theta_1^\phi(1)|^2}{1 - |\theta_1^\phi(1)|^2} \cos 2\alpha(t) = \Delta \cos 2\alpha(t).$$

Если задаться относительной точностью аппроксимации

$$\frac{|P(s_{м.вых}) - P_H(s_{м.вых})|}{P_H(s_{м.вых})} \leq 10^{-k} J_{ij} = \{4m(-1)^{i+j-2} T^{i+j-1} (i + j - 1)^{-1} + I_{\phi,ij}^\lambda\},$$

то более высокие требования к величине Δ будут при малых значениях $P_H(s_{м.вых})$.

При $P_H(s_{м.вых}) \leq 0,1 \dots 0,3$ можно ограничиться первым членом в (7). Тогда условие, ограничивающее величину Δ , будет

$$|\Delta| \leq 2 \times 10^{-k} \frac{P_H(s_{м.вых})}{W_H(s_{м.вых})}, \quad P_H(s_{м.вых}) \leq 0,3. \quad (8)$$

При нормальном распределении фазовых ошибок с дисперсией фазы σ_ϕ^2 , (8) переходит в следующее условие для среднеквадратического значения фазовых ошибок:

$$\sigma_\phi \geq 1,58k \frac{P_H(s_{м.вых})}{W_H(s_{м.вых})}.$$

$$\text{При } k = 1 \text{ и } P_H(s_{м.вых}) = 0,1, \sigma_\phi \geq 1,28; \quad P_H(s_{м.вых}) = 0,2, \sigma_\phi \geq 1,18.$$

В ходе проведенного анализа авторами были получены зависимости $|\Delta(\phi_m)|$, которые показывают, что при достаточно общих предположениях о распределении амплитудных и фазовых искажений закон распределения сигнала, искаженного стационарной модулирующей помехой, на выходе узкополосной линейной системы может быть с достаточной точностью принят нормальным с неосциллирующим вторым моментом лишь при выполнении следующих условий:

– фазовые искажения сигнала достаточно велики (максимальная фазовая ошибка достигает $\pm(2 \dots 3)$ рад);

– интервал корреляции искаженного модулирующей помехой сигнала значительно меньше постоянной времени линейной системы.

Первое условие связано со спецификой рассматриваемых сигналов и требованием отсутствия осцилляций второго момента ПРВ сигнала на выходе линейной системы. Второе условие широко известно и является общим условием, необходимым для нормализации случайных процессов в линейных цепях.

Произведем далее оценку на примере условия сходимости закона распределения сигнала на выходе линейной цепи, искаженного модулирующей помехой, к нормальному распределению с осциллирующим вторым моментом.

Ряд, определяющий ошибки аппроксимации для соответствующей ПРВ, может быть получен при заданных $\mu_{2c} = \mu_2$ и, следовательно, $\delta = 0$, приобретает вид:

$$W(s_{\text{м.в.ых}}) = W_{\text{н}}(s_{\text{м.в.ых}}) - \frac{k_a}{6N^2} W_{\text{н}}^{(3)}(s_{\text{м.в.ых}}) + \frac{k_3}{24N} W_{\text{н}}^{(4)}(s_{\text{м.в.ых}}) + \frac{k_a^2}{72N} W_{\text{н}}^{(6)}(s_{\text{м.в.ых}}),$$

где k_a, k_3 – соответственно, коэффициенты асимметрии и эксцесса.

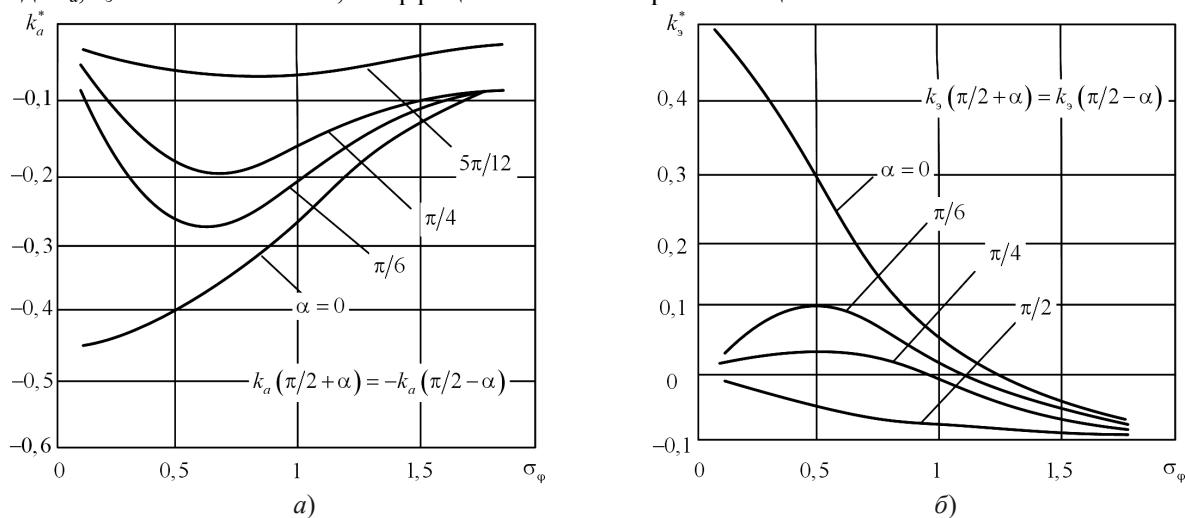


Рис. 1. Зависимости при различных значениях угла α : а - $k_a^* = f(\sigma_\varphi)$; б - $k_3^* = f(\sigma_\varphi)$

На рис. 1 приведены полученные зависимости коэффициентов асимметрии $k_a^* = k_a/6$ и эксцесса $k_3^* = k_3/24$ для данного случая при нескольких фиксированных значениях угла $\alpha(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ (для нескольких моментов времени). Анализ показывает, что при $\sigma_\varphi \leq 1$ максимальные абсолютные значения коэффициентов k_a и k_3 получаются при $\alpha = k\pi$ ($k = 1, 2$). При $\sigma_\varphi \geq 1,5$ коэффициенты k_a и k_3 слабо зависят от времени (угла α) и близки к соответствующим коэффициентам при равномерном распределении фазовых ошибок (при $\sigma_\varphi \rightarrow \infty$ и $k_a \rightarrow 0, k_3 \rightarrow -3/2$).

Заключение

Приведены статистические характеристики распределения сигнала на выходе линейного фильтра (линейной системы интегрального типа) при наличии флюктуационных модулирующих помех. Осуществлена оценка сходимости распределения выходного сигнала при наличии модулирующих помех на выходе линейного фильтра к двум типам нормальных распределений: нормальному распределению с неосциллирующим и осциллирующим вторым моментом. Показано, что для того чтобы распределение сигнала, искаженного стационарной случайной модулирующей помехой, на выходе линейной цепи можно было аппроксимировать неосциллирующим (по второму моменту) нормальным распределением, должны быть наложены специальные условия на статистические характеристики функции помеховой модуляции, с тем, чтобы модуль отношения нестационарного второго момента к стационарному, был намного меньше единицы.

Проведена количественная оценка точности аппроксимации закона распределения сигнала, искаженного случайной модулирующей помехой, на выходе линейной системы нормальным распределением с неосциллирующим и осциллирующим вторым моментом. Показано как во втором случае на ошибки аппроксимации влияют коэффициенты асимметрии и эксцесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники; 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь. 656 с.

2. Мидлтон Д. Введение в статистическую теорию связи; в 2-х т.: пер. с англ.; под ред. Б.Р. Левина. – М.: Сов. радио, Т.1, 1961. 782 с.; Т.2, 1962. 832 с.
3. Артющенко В.М., Воловач В.И. Квазиоптимальная обработка сигналов под влиянием помех с негауссовским распределением // XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 26-28 ноября 2018 г. С. 87-91.
4. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов. Под ред. И.Я. Кремера. – М.: Сов. радио, 1972, 480 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника; 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1982. 624 с.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ НА ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ АДДИТИВНОГО ШУМА

Артюшенко В.М.¹, Воловач В.И.²

¹ ГБОУ ВО МО «Технологический университет»

artuschenko@mail.ru

² ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»

volovach.vi@mail.ru

Осуществлен анализ влияния мультипликативных помех на обнаружение приемным устройством сигналов с известной начальной фазой на фоне аддитивного шума. Получены графики вероятности обнаружения сигнала при флюктуационных мультипликативных помехах в зависимости от параметров помех при различных значениях вероятности обнаружения. Показано, что степень влияния мультипликативных помех на обнаружение сигналов зависит как от параметров помех, так и от параметров самих сигналов.

Введение

Проблемам обнаружения сигналов на фоне аддитивных шумов посвящено довольно много трудов [1, 2 и др.]. Гораздо меньше исследовались вопросы, связанные с обнаружением сигналов на фоне аддитивных шумов при воздействии мультипликативных (модулирующих) помех, например, [3].

Для анализа влияния мультипликативных помех на обнаружение сигналов при наличии аддитивных шумов примем модель приемного устройства, содержащего N каналов по времени прихода сигнала или по частоте сигнала. В соответствии с этим будем полагать, что параметр, по которому производится разделение сигналов, время прихода сигнала или его частота может принимать N известных дискретных значений, причем интервал дискретизации выбран так, что в отсутствие мультипликативных помех сигналы ортогональны. Каждому значению параметра соответствует один из N неперекрывающихся каналов приемного устройства, причем все значения параметра равновероятны. Из ортогональности сигналов следует, что при отсутствии мультипликативных помех сигнал создает выходной эффект лишь в одном канале приемного устройства, который будем обозначать индексом k . Все другие каналы будем обозначать индексом m .

Решение о наличии полезного сигнала принимается при превышении выходным сигналом приемника некоторого порога, устанавливаемого, исходя из допустимой вероятности превышения его в отсутствие полезного сигнала – вероятности ложных тревог, причем при наличии модулирующих помех значение порога остается таким же, как и при их отсутствии. При наличии мультипликативных помех нарушается ортогональность сигналов и сигнал, искаженный помехой, может создавать выходной сигнал не только в том канале, где имеется сигнал при отсутствии помехи, но и в других.

Таким образом, можно различать два случая обнаружения:

1. Обнаружение сигнала в истинном канале. Вероятность такого обнаружения D_m равна вероятности D_{mk} превышения выходным сигналом приемника порогового уровня в k -ом канале при условии наличия полезного сигнала;

2. Обнаружение наличия сигнала. Вероятность такого обнаружения D_m^* равна вероятности превышения выходным сигналом приемника порогового уровня хотя бы в одном канале приемника при условии наличия полезного сигнала на входе приемника.

Данные вероятности определяются следующими соотношениями:

$$D_m = D_{mk}, \quad (1)$$

$$D_m^* = 1 - (1 - D_{mk}) \prod_{m=1}^N (1 - D_{mm}), \quad m \neq k, \quad (2)$$

где D_{mm} – вероятность превышения порога в m -ом канале при условии, что в отсутствие помех полезный сигнал создает выходной сигнал s_b в k -ом канале. Заметим, что (2) справедливо в том случае, когда выходные сигналы отдельных каналов статистически независимы.

Рассмотрим в настоящей статье подробно первый случай – случай влияния мультипликативных помех на обнаружение в приемном устройстве сигналов с известной начальной фазой. Второй проанализированный авторами случай, связанный с обнаружением сигналов с неизвестной начальной фазой, приведем вследствие ограниченности объема в дальнейших публикациях.

Характеристики выходного сигнала оптимального приемника для случая сигнала с известной начальной фазой

Пусть при отсутствии мультипликативных помех входной сигнал определяется соотношением:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_k(t) + n(t),$$

где $n(t)$ – аддитивная помеха (белый гауссовский шум);

$$u_k(t) = u_k(t, \eta_u) = \eta_u u_{0k}(t),$$

– сигнал, параметры которого соответствуют k -му каналу приемного устройства.

Здесь

$$u_k(t) = u_k(t, \eta_u) = \eta_u u_{0k}(t), \quad (3)$$

– опорный сигнал k -го канала; $\eta_u = \sqrt{E}$ – множитель, пропорциональный амплитуде сигнала; E – энергия неискаженного сигнала $u_k(t)$; $U_{0k}(t)$, ω_k , $\Phi(t)$ – соответственно, огибающая, несущая частота и закон фазовой модуляции опорного сигнала k -го канала.

Приняв, что энергия опорного сигнала u_{0k} равна единице, запишем $u_k(t)$ в виде:

$$u_k(t) = u_k(t, \eta_u) = \eta_u u_{0k}(t),$$

Выходной сигнал одного из каналов приемного устройства можно описать как [4]:

$$s_{\text{в}} = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{вх}}(t) u_{\text{он}}(t) dt = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{\text{вх}}(t) \dot{U}_{\text{он}}(t) dt \right\}, \quad (5)$$

где $u_{\text{он}}(t) = \operatorname{Re} \{ \dot{U}_{\text{он}}(t) \exp \{ j\omega_n t \} \}$ – опорный сигнал n -го канала ($n = k, m$); ω_n – несущая частота опорного сигнала n -го канала; $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$, $\dot{U}_{\text{он}}(t)$ – комплексная огибающая, соответственно, входного сигнала и опорного сигнала n -го канала.

Считаем, что результирующий выходной сигнал n -го канала $s_{\text{вн}}$, описываемый выражением (5), имеет нормальное распределение со средним значением и дисперсией, соответственно:

$$s_{\text{вн}} = \sqrt{E} \int_{-\infty}^{\infty} u_{0k}(t) u_{\text{он}}(t) dt = \begin{cases} \sqrt{E}, & n = k; \\ 0, & n \neq k, \end{cases}$$

$$\mu_2 \{ s_{\text{вн}} \} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} m_1 \{ n(t_1) n(t_2) \} u_{\text{он}}(t_1) u_{\text{он}}(t_2) dt_1 dt_2 = \frac{N_0}{2},$$

где $m_1 \{ . \}$ – математическое ожидание; $N_0/2$ – спектральная плотность шумов $n(t)$.

При наличии мультипликативных помех входной сигнал будет равен

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{мк}}(t) + n(t),$$

где

$$u_{\text{мк}}(t) = \sqrt{E} \operatorname{Re} \{ \dot{M}(t) \dot{U}_{\text{ок}}(t) \exp \{ j\omega_k t \} \} \quad (6)$$

– сигнал, образовавшийся в результате искажения сигнала $u_k(t)$ мультипликативной (модулирующей) помехой; $\dot{M}(t) = \dot{\bar{M}} - \dot{V}_o(t)$ – функции помеховой модуляции; $\dot{V}_o(t)$ – флуктуации функции помеховой модуляции.

С учетом (5) и (6), результирующий выходной сигнал n -го канала при наличии мультипликативных помех $s_{\text{вн}}$, будет

$$s_{\text{вн}} = \int_{-\infty}^{\infty} [u_{\text{мк}}(t) + n(t)] u_{\text{он}}(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{мк}}(t) u_{\text{он}}(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} n(t) u_{\text{он}}(t) dt = s_{1n} + s_{2n}.$$

Результирующий сигнал $s_{\text{вн}}$ является суммой двух сигналов. Один из сигналов

$s_{2n} = \int_{-\infty}^{\infty} n(t) u_{\text{он}}(t) dt$ представляет собой выходной сигнал, создаваемый аддитивным шумом, и как при отсутствии мультипликативной помехи, во всех каналах имеет нормальное распределение с дисперсией $N_0/2$ и нулевым средним значением. Другой сигнал

$$s_{1n} = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{мк}}(t) u_{\text{он}}(t) dt \quad (7)$$

представляет собой выходной сигнал, создаваемый сигналом $u_{mk}(t)$.

При наличии мультипликативной помехи сигнал $u_{mk}(t)$ создает выходной сигнал s_{1n} как в k -м канале приемного устройства ($n = k$), где имелся полезный выходной сигнал при отсутствии мультипликативной помехи, так и в других каналах ($n = m \neq k$), где в отсутствие мультипликативной помехи полезный сигнал не создавался. Следовательно, необходимо определить s_{1n} как при $n = k$, так и при $n = m \neq k$.

Рассмотрим выражение (7). В соответствии с (3) опорное напряжение n -го канала равно

$$u_{on} = \operatorname{Re}\{\dot{U}_{on}(t) \exp\{j\omega_n t\}\}.$$

Пусть n -й и k -й каналы приемного устройства отличаются по времени прихода сигнала на τ_{nk} и по частоте на Ω_{nk} . Тогда опорное напряжение n -го канала может быть выражено через опорное напряжение k -го канала:

$$u_{on}(t) = u_{ok}(t - \tau_{nk}, \Omega_{nk}) = \operatorname{Re}\{\dot{U}_{ok}(t - \tau_{nk}) \exp\{j(\omega_k - \Omega_{nk})(t - \tau_{nk})\}\}. \quad (8)$$

С учетом (6) и (8) выражение (7) может быть представлено в виде:

$$s_{1n}(\tau_{nk}, \Omega_{nk}) = \frac{\sqrt{E}}{2} \operatorname{Re}\left\{\exp\{j\omega_n \tau_{nk}\} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{M}(t) \dot{U}_{ok}(t) \dot{U}_{ok}(t - \tau_{nk}) \exp\{j\Omega_{nk} t\} dt\right\}. \quad (9)$$

С учетом свойства ортогональности сигналов $u_{on}(t)$ среднее значение выходного сигнала $s_{1n}(\tau_{nk}, \Omega_{nk})$ равно:

$$\bar{s}_{1n} = \begin{cases} \alpha_0 \sqrt{E} \cos \beta_0 & n = k; \\ 0, & n = m \neq k. \end{cases} \quad (10)$$

Здесь $\alpha_0 = |\bar{M}|$; $\beta_0 = \arg \bar{M}$; $\bar{M} = m_1\{\dot{M}(t)\}$ – математическое ожидание функции помеховой модуляции, не зависящей от времени.

Дисперсия $s_{1n}(\tau_{nk}, \Omega_{nk})$ может быть найдена, исходя из выражения [5]:

$$\mu_2\{s_{1n}(\tau_{nk}, \Omega_{nk})\} = E\delta_{n1}^2 + E \operatorname{Re}\left\{\exp\{j2\omega_n \tau_{nk}\} \delta_{n2}^2\right\},$$

где

$$\delta_{n1}^2 = \delta_{n1}^2(\tau_{nk}, \Omega_{nk}) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(\omega) |\dot{\rho}(\tau_{nk}, \Omega_{nk} + \omega)|^2 d\omega; \quad (11)$$

$$\delta_{n2}^2 = \delta_{n2}^2(\tau_{nk}, \Omega_{nk}) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_D(\omega) |\dot{\rho}(\tau_{nk}, \Omega_{nk} + \omega)|^2 d\omega;$$

$\dot{G}_D(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{D}_V(x) \exp\{j\omega x\} dx$ – преобразование Фурье функции $\dot{D}_V(x)$; $G_V(\omega)$ – энергетический спектр флуктуационной функции помеховой модуляции; $\dot{\rho}(\tau_{nk}, \Omega_{nk})$ – автокорреляционная функция сигнала на выходе n -го и k -го каналов приемного устройства отличающихся по времени прихода τ_{nk} и частоте Ω_{nk} ; ω – несущая частота сигнала.

Функции δ_{n1}^2 и δ_{n2}^2 полностью определяются формой сигнала и функцией помеховой модуляции $\dot{M}(t)$.

Поскольку помеховая составляющая сигнала и аддитивный шум $n(t)$ статистически независимы, составляющие s_{1n} и s_{2n} также являются независимыми и дисперсия результирующего выходного сигнала s_{mn} в n -м канале приемника равна:

$$\sigma_n^2(\tau_{nk}, \Omega_{nk}) = \mu_2\{s_{1n}(\tau_{nk}, \Omega_{nk})\} + \frac{N_0}{2} = E\delta_{n1}^2 + E \operatorname{Re}\left\{\delta_{n2}^2 \exp\{j2\omega_n \tau_{nk}\}\right\} + \frac{N_0}{2}. \quad (12)$$

Заметим, что распределение выходного сигнала n -го канала приемника может быть приближенно описано нормальным законом со средним значением и дисперсией, определяемыми (10) и (12).

Влияние мультипликативных помех на обнаружение сигналов в приемном устройстве, рассчитанном на сигналы с известной начальной фазой

В таком приемном устройстве пороговый уровень z_0 связан с допустимой вероятностью ложных тревог в одном канале F_k соотношением [6]

$$F_k = 1 - \Phi\left(z_0 (N_0/2)^{-0.5}\right) = 1 - \Phi(g_0),$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\{-t^2/2\} dt$; $g_0 = z_0 (N_0/2)^{-0.5}$.

При отсутствии мультипликативных помех, если вероятность ложных тревог мала, а вероятность правильного обнаружения велика, то вероятность обнаружения в истинном канале D и вероятность обнаружения D^* практически одинаковы $D^* \cong D$ [7]. При этом

$$D = D_k = 1 - \Phi\left(\left(z_0 - \sqrt{E}\right) (N_0/2)^{-0.5}\right) = 1 - \Phi(g_0 - g),$$

где $g = \sqrt{2E/N_0}$ – энергетический параметр (параметр обнаружения).

При флуктуационной мультипликативной помехе, если выполняются условия нормировки $S_{i \hat{a}}$, вероятность обнаружения сигнала в истинном канале (1) равна

$$D_m = D_{mk} = \int_{z_0}^{\infty} p_k(s_{m,b}) ds_{m,b} = 1 - \Phi\left(\frac{z_0 - \alpha_0 \sqrt{E}}{\sigma_k^2}\right), \quad (13)$$

где $p_k(s_{m,b})$ – функция распределения сигнала $s_{m,b}$ на выходе k -го канала приемного устройства, подверженного воздействию мультипликативной помехи; σ_k^2 – в общем случае определяется выражением (12) при $n = k$, $\tau_{nk} = 0$, $\Omega_{nk} = 0$.

Достаточно часто выполняются условия, при которых $\delta_{k1}^2 \gg |\delta_{k2}^2|$. При этом $\sigma_k^2 = E\delta_{k1}^2 + N_0/2$ и (13) может быть представлено в виде:

$$D_m = D_{mk} = 1 - \Phi\left(g_0 \frac{1}{\sqrt{1 + g^2 \delta_{k1}^2}} - g \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + g^2 \delta_{k1}^2}}\right). \quad (14)$$

Если время корреляции τ_k функции помеховой модуляции $\dot{M}(t)$ значительно меньше длительности сигнала T ($\tau_k \ll T$), то можно воспользоваться приближенной формулой [5]

$$\delta_{k1}^2 \cong G_V(0)/2T, \quad (15)$$

где $G_V(0) = \frac{\bar{\eta}^2 - \alpha_0^2}{\Delta F_m}$; ΔF_m – ширина энергетического спектра.

Тогда

$$\delta_{k1}^2 = \frac{\bar{\eta}^2 - \alpha_0^2}{2T\Delta F_m} \cong (\bar{\eta}^2 - \alpha_0^2) \frac{\Delta F_{or}}{2\Delta F_m},$$

где $\Delta F_{or} \cong 1/T$ – ширина спектра огибающей сигнала.

Таким образом, при заданных значениях $\bar{\eta}^2$ и α_0^2 параметр δ_{k1}^2 характеризует отношение ширины спектра функции помеховой модуляции к ширине спектра огибающей сигнала.

Заметим, что выражение (15) показывает, что при определенном значении параметра помехи $G_V(0)$ величина δ_{k1}^2 тем меньше, чем больше длительность T когерентно обрабатываемого сигнала. Поэтому более уязвимыми по отношению к мультипликативным помехам являются те системы, в которых используются сигналы большой длительностью или когерентные пачки импульсов. Наличие у сигнала частотной или фазовой модуляции в данном случае значения не имеет.

Вероятность превышения порога в m -м канале при условии, что в отсутствии мультипликативных помех сигнал имеется в k -м канале, равна

$$D_{mm} = \int_{z_0}^{\infty} p_m(s_m) ds_m = 1 - \Phi\left(\frac{z_0}{\sigma_m^2}\right), \quad (16)$$

где σ_m^2 определяется выражением (12) при $n = m$.

Если выполняются условия, при которых $\delta_{m1}^2 \gg |\delta_{m2}^2|$, выражение (16) записывают в виде:

$$D_{mk} = 1 - \Phi\left(g_0(1 + g^2\delta_{m1}^2)^{-0,5}\right),$$

где δ_{m1}^2 определяется (11) при $n = m$. Подставив (13) и (16) в (2) определим вероятность D_m^* .

На рис. 1 представлены графики значений вероятности обнаружения сигнала в истинном канале при флюктуационных мультипликативных помехах, рассчитанных по (14), в зависимости от параметров помех при различных значениях вероятности обнаружения D и ложных тревог F_k в отсутствие помех.

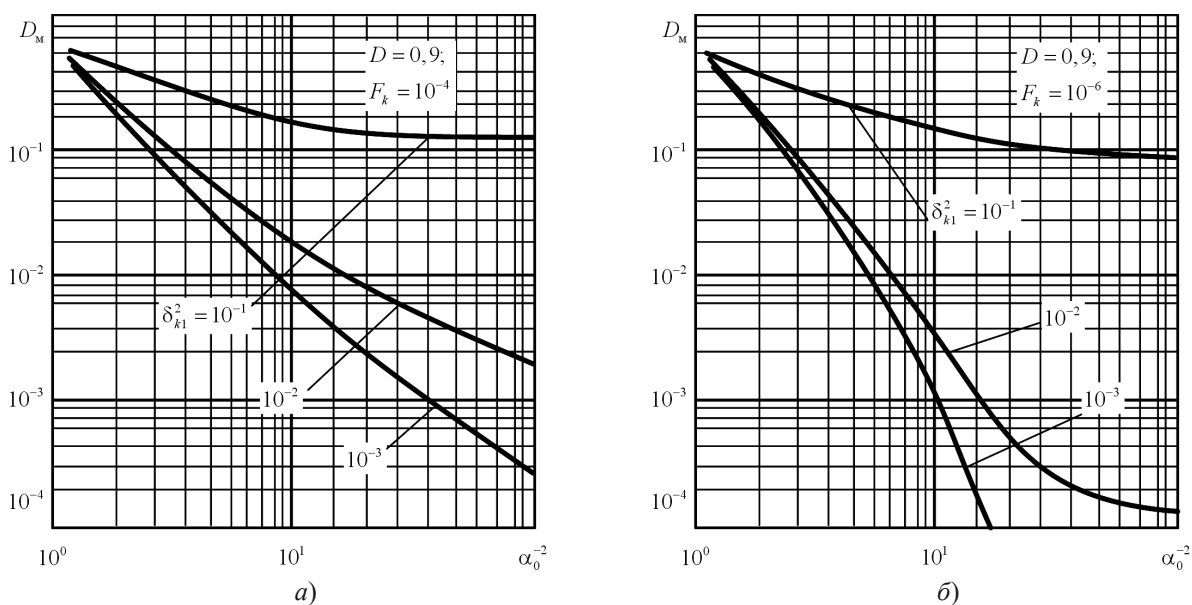


Рис. 1. Зависимости вероятности обнаружения сигнала от параметров флюктуационных мультипликативных помех при: а – $D = 0,9, F_k = 10^{-4}$; б – $D = 0,9, F_k = 10^{-6}$

Заключение

Проанализировано влияние мультипликативных помех на обнаружение сигналов приемным устройством, оптимальным при обнаружении на фоне аддитивных шумов. Показано, что степень влияния мультипликативных помех на обнаружение сигналов зависит как от параметров помех, так и от параметров сигналов. Более уязвимыми к мультипликативным помехам являются системы, в которых используются сигналы большой длительностью или когерентные пачки импульсов, при этом наличие у сигналов частотной или фазовой модуляции значения не имеет. Получены графики значений вероятности обнаружения сигнала при флюктуационных мультипликативных помехах в зависимости от параметров помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Теория обнаружения сигналов; под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
2. Современная радиолокация; пер. с англ.; под ред. Ю.Б. Кобзарева. – М.: Сов. радио, 2012. 699 с.
3. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Оценка точности измерения векторного информационного параметра сигнала при воздействии негауссовских мультипликативных помех // XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 26-28 ноября 2018 г. С. 82-86.
4. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. – М.: Ин. литература, 1963. 432 с.
5. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов; под ред. И.Я. Кремера. – М.: Сов. радио, 1972. 480 с.

6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
7. Фалькович С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флюктуационных помех. – М.: Сов. радио, 1961. 311 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМА КУМУЛЯТИВНЫХ СУММ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМ МОМЕНТОМ ПОЯВЛЕНИЯ

Артюшенко В.М.¹, Воловач В.И.²

¹ ГБОУ ВО МО «Технологический университет»

artuschenko@mail.ru

² ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»

volovach.vi@mail.ru

Рассмотрен и проанализирован метод обнаружения сигналов со случайным моментом появления с использованием алгоритма кумулятивных сумм. На примере обнаружения сигнала на фоне негауссовской квазидетерминированной аддитивной помехи получены зависимости вероятностей ложного обнаружения от величины отношения сигнал/помеха, при различных значениях величины порога обнаружения. Проанализирован алгоритм обнаружения сигнала на фоне импульсной помехи и флуктуационного негауссовского шума. Показано, что алгоритм кумулятивных сумм позволяет не только решать задачу по обнаружению сигнала в реальном масштабе времени, но и обладает достаточной простотой и конструктивизмом, что является одним из достоинств при решении практических задач.

Введение

На практике при реализации схемных решений построения оптимальных приемников сигналов, в условиях воздействия в общем случае комплекса помех с негауссовской плотностью распределения вероятностей (ПРВ) широкое применение получил математический аппарат обнаружения разладки – скачкообразного изменения случайного процесса – η_τ на основе алгоритма кумулятивных сумм (АКС) с отражающим экраном [1, 2 и др.].

Суть данного алгоритма состоит в том, что обнаружение разладки происходит путем сравнения некоторой решающей статистики $s_{p,h+1}$ на $(h+1)$ -ом шаге с наперед заданными порогами

$$s_{p,h+1} = \left[s_{p,h} + \Delta s_{p,h+1} \right]_{U_{\text{ни}}}^+ \geq U_{\text{пв}};$$

где $U_{\text{пв}}$, $U_{\text{ни}}$ – соответственно, верхний и нижний порог обнаружения;

$$\Delta s_{p,h+1} = \ln \frac{W(y_{h+1} | \eta_2)}{W(y_{h+1} | \eta_1)}. \quad (1)$$

Порог $U_{\text{пв}}$ определяет вероятность пропуска разладки, так как он устанавливается по требуемой вероятности ложного обнаружения F .

Если на h -ом шаге $s_{p,h} > U_{\text{пв}}$, то считается, что есть разладка. В этом случае, принимается гипотеза H_1 : $\eta = \eta_2$. Если $s_{p,h} < -U_{\text{ни}}$, то считается, что разладки нети принимается гипотеза H_0 : $\eta = \eta_1$.

Если же $-U_{\text{ни}} < s_{p,h} < U_{\text{пв}}$, производится следующее $(h+1)$ -ое наблюдение. При этом, так как нарушается предположение о принадлежности всей выборки $\{y_h\}$, $h = \overline{1, H}$ одной из гипотез H_1 или H_0 , то на следующем шаге кумулятивная сумма обнуляется, то есть $s_{p,h+1} = 0$, что в (1) обозначается знаком (+). Здесь и далее, черта сверху означает усреднение по множеству.

Рассмотрим задачу обнаружения с применением АКС на двух примерах. В первом из них будет достаточно подробно описано обнаружение сигнала на фоне негауссовской квазидетерминированной помехи. Второй пример по использованию АКС для обнаружения сигнала на фоне импульсной помехи и флуктуационного негауссовского шума вследствие ограниченности объема настоящей публикации будет приведен в сокращенном виде.

Обнаружение сигнала на фоне негауссовской квазидетерминированной аддитивной помехи

Пусть необходимо обнаружить изменение амплитуды сигнала Q_τ при действии комплекса помех, содержащих импульсную μ_h и флуктуационную $n_{\varepsilon,h}$ составляющие с известными статистическими характеристиками.

Наблюдаемая последовательность y_h имеет следующий вид:

$$y_h = Q_\tau + \mu_h + n_{\xi,h}. \quad (2)$$

Считаем [3], что флюктуационная составляющая помехи $n_{\xi,h}$ представляет собой квазидетерминированную помеху, состоящую из аддитивной смеси синусоидальной составляющей

$$n_n = A_n \sin(\omega_n t + \varphi_n(t)),$$

и белого гауссовского шума (БГШ) $n_0 \in N(0, \sigma_{n,0}^2)$.

Здесь A_n , ω_n , φ_n – соответственно, амплитуда, круговая частота и фаза синусоидальной составляющей квазидетерминированной аддитивной помехи; $\sigma_{n,0}^2$ – дисперсия БГШ.

Считаем, что одномерная ПРВ квазидетерминированной помехи – бимодальная, описываемая выражением:

$$W_n(n_\xi) = C \exp\{pn_\xi^2 - gn_\xi^4\},$$

где C – нормировочный коэффициент; p, g – параметры распределения.

Рассмотрим относительно Q_τ две гипотезы:

$$H_0 : Q_\tau = Q_0 \quad h = \overline{1, H};$$

$$H_1 : Q_\tau = Q_0 \quad h = \overline{\tau, H};$$

$$Q_\tau = Q_1 \quad h = \overline{\tau+1, H},$$

где H – число испытаний, а черта сверху – усреднение по множеству.

Для рассматриваемого случая АКС запишем в виде

$$s_{h+1} = \left\{ s_h + \ln I_{h+1} \left[y_0^{h+1}, W(\mu_h | y_0^h), Q_\tau \right] \right\}^+, \quad s_0 = 0, \quad (3)$$

где $\{\cdot\}^+ = \max\{0, \cdot\}$; $y_0^{h+1} = (y_1, \dots, y_{h+1})$ – вектор наблюдаемой реализации; $W(\mu_h | y_0^h)$ – апостериорная плотность распределения вероятностей (АПРВ) наблюдаемого марковского компонента μ_h ; $I_{h+1}[\cdot]$ – функция, характеризующая изменение отношения правдоподобия на $(h+1)$ -ом шаге.

Отметим, что для дискретных марковских процессов расчет АПРВ типа $W_n(\mu_h | y_0^h, Q_i)$ на $(h+1)$ -ом шаге осуществляется по рекуррентной формуле

$$W_n(\mu_h | y_0^h, Q_i) = \frac{\sum_{\mu_{h-1}}^l W_n(\mu_{h-1} | y_0^{h-1}, Q_i) P_{\alpha\beta}}{\sum_{\mu_h, \mu_{h-1}}^l W_n(\mu_{h-1} | y_0^{h-1}, Q_i) P_{\alpha\beta}}.$$

При выполнении условия $\Delta t \cong \tau_k$ отдельные слагаемые в (2) можно считать некоррелированными и распределение их суммы $P(s_{m, \text{вых}})$ в соответствии с центральной предельной теоремой при $\tau_c / \tau_k \rightarrow \infty$ будет стремиться к нормальному.

$$W_n(\mu_1 | y_1, Q_i) = \frac{W_n(y_1 - \mu_1 - Q_i) P_\alpha}{\sum_{\alpha=1}^l W_n(y_1 - \mu_1 - Q_i) P_\alpha}, \quad \alpha = \overline{0, 1}.$$

При наблюдении реализации (2) оценим эффективности обнаружения случайного сигнала, с применением АКС, с помощью статистического моделирования алгоритма (3).

Полезный сигнал Q считается известным, $Q_0 = 0,2$, $Q_1 = 0,6$, и неизвестным на интервале наблюдения T : $Q = Q_0$ на $[0, \tau]$ и $Q = Q_1$ на $[\tau+1, T]$. Импульсная составляющая помехи μ описывается однородной марковской цепью с двумя состояниями, численные значения которых будут $\mu^{(1)} = +0,5$; $\mu^{(2)} = -0,5$, равновероятными начальными состояниями P_α и матрицей переходных вероятностей $P_{\alpha\beta}$

$$\|P_{\alpha\beta}\| = \begin{vmatrix} 0,2 & 0,8 \\ 0,4 & 0,6 \end{vmatrix}.$$

Негауссовская помеха n_ξ моделировалась формирующим фильтром, описываемым стохастическим дифференциальным уравнением (СДУ) следующего вида:

$$\frac{dn_{\xi}}{dt} = \frac{pn_{\xi} - 2gn_{\xi}^3}{2\tau_{\text{кор}}(p - 2gn_0)} + [\tau_{\text{кор}}(p - 2gn_0)]^{-0.5} \xi(t), \quad (5)$$

где $\tau_{\text{кор}}$ – корреляционный интервал аддитивной помехи; $\xi(t) \in N(0,1)$ – БГШ; $n_0 = \frac{M[n_{\xi}^4]}{M[n_{\xi}^2]}$.

При исследовании выборок $\{n_{\xi,h}\}$, $h = \overline{1, H}$ принималось, что они обладают нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями. Для всех рассматриваемых реализаций $\{n_{\xi,h}\}$ выборочные значения коэффициента асимметрии k_a равнялись нулю, а коэффициента эксцесса k_3 , путем подбора в СДУ (5) параметров p и g , изменялись от $(-0,1)$ до $(-2,9)$.

На рис. 1 представлены зависимости вероятностей ложного обнаружения F от величины порога разладки U_{Π} для различных значений ОСП $\rho_{\text{осп}}^2$.

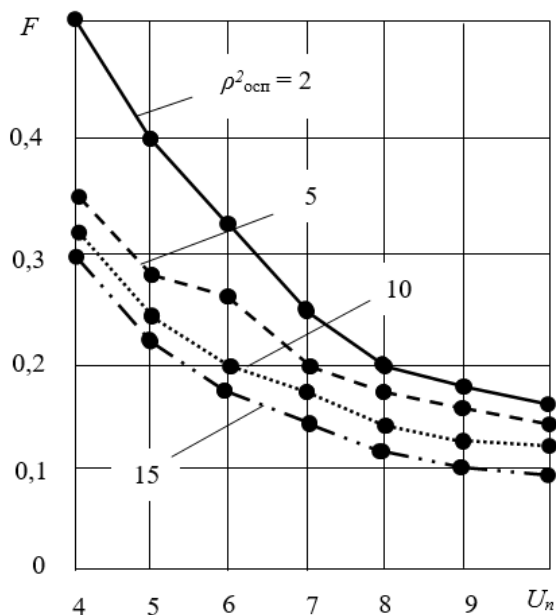


Рис. 1. Зависимости $F = f(U_{\Pi})$ при различных значениях $\rho_{\text{осп}}^2$

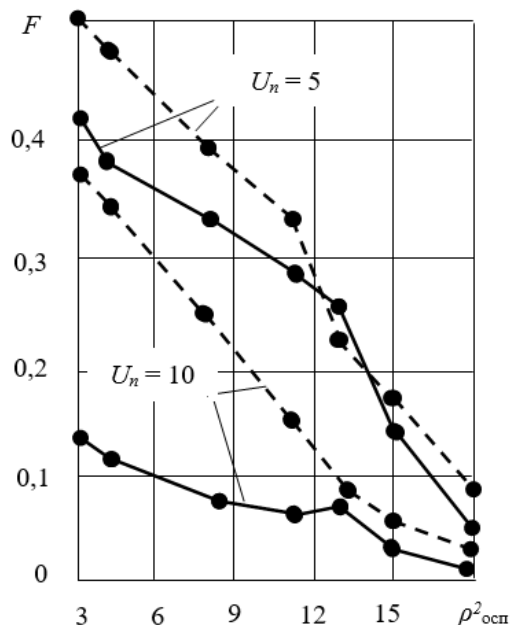


Рис. 2. Зависимости $F = f(\rho_{\text{осп}}^2)$ при различных значениях U_{Π}

Из анализа приведенных зависимостей видно, что с ростом порога U_{Π} вероятность ложного обнаружения F уменьшается. Причем, чем больше значение величины ОСП, тем меньше величина вероятности F при одном и том же значении порога U_{Π} .

На рис. 2 представлены кривые зависимостей вероятностей ложного обнаружения от величины ОСП для разных значений величины порога U_{Π} .

Представленные на рис. 2 зависимости построены для случая, когда функция правдоподобия $W_{\Pi}(\cdot)$, входящая в выражение (4) негауссовская, а помехи – в первом случае гауссовская (штрихпунктирные линии), а во втором – негауссовская (сплошные линии) с коэффициентом эксцесса равным $k_3 = -2,9$.

Из представленных на рис. 2 зависимостей видно, что, если алгоритм кумулятивных сумм согласован с реальной ПРВ воздействующей на сигнал помехи, то это приводит к уменьшению вероятности ложного обнаружения, а значит к увеличению вероятности правильного обнаружения D . За счет учета априорной информации о ПРВ воздействующей помехи, при малых значениях ОСП, можно получить дополнительный выигрыш.

На рис. 3 приведены зависимости вероятностей правильного обнаружения от величины ОСП $D = f(\rho_{\text{осп}}^2)$ при различных значениях коэффициента эксцесса k_3 .

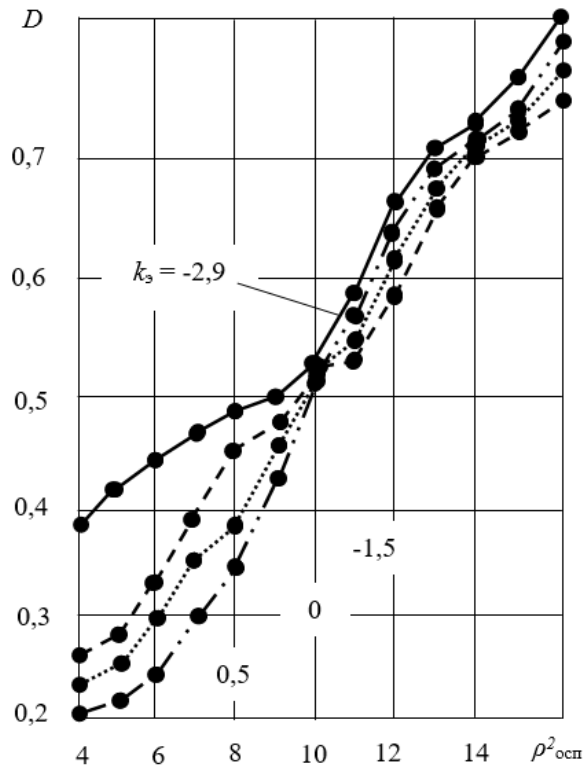


Рис. 3. Зависимости $D = f(\rho^2_{\text{осп}})$ при различных значениях k_s

При проведении моделирования в АКС функция правдоподобия $W_n(\cdot)$ принималась согласованной с негауссовской аддитивной помехой, имеющей коэффициент эксцесса равным $k_s = -2,9$, тогда как на входе обнаружителя в реальных условиях он изменялся в пределах от 0 до $(-2,9)$.

Как видно из представленных зависимостей (см. на рис. 4 сплошная линия), наибольшей вероятностью правильного обнаружения обладает случай согласованной помехи. С ростом величины k_s (см. на рис. 4 пунктирные линии) значение величины D падает. В том случае, когда величина ОСП имеет относительно малую величину, рассогласование плотности распределения вероятностей помех с алгоритмом кумулятивных сумм дает значительный проигрыш в вероятности правильного обнаружения. С увеличением величины ОСП кривые вероятностей D сближаются.

Обнаружение сигнала на фоне импульсной помехи и флюктуационного негауссовского шума

Пусть наблюдению доступна последовательность, имеющая следующий вид:

$$y_h = \eta_\tau + \mu_h + n_{\xi,h},$$

где η_τ – уровень полезного сигнала, изменяющийся в неизвестный момент времени τ ; μ_h – сосредоточенная по времени импульсная помеха, описываемая марковской цепью с дискретным временем и конечным числом несовместимых состояний $\mu^{(1)}, \mu^{(2)}, \dots, \mu^{(l)}$; $n_{\xi,h}$ – флюктуационный шум с негауссовской ПРВ $W_n(n_\xi)$.

Случайные величины $\{\mu_h\}$ заданы матрицей переходных вероятностей

$$\left\| P \left\{ \mu_{h+1} = \mu^{(\alpha)} \mid \mu_h = \mu^{(\beta)} \right\} \right\| = \| P_{\alpha\beta} \|; \alpha, \beta = \overline{1, l},$$

вектором начальных вероятностей (P_1, \dots, P_l) и вектором начальных значений $(\mu^{(1)}, \mu^{(2)}, \dots, \mu^{(l)})$.

Считаем, что флюктуационный шум n_ξ описывает аддитивную смесь сосредоточенной по спектру помехи $n_n(h) = A_n \sin(\omega t + \varphi(t))$; $\omega(\varphi) = (2\pi)^{-1}$; $\varphi \in [0, 2\pi]$ и БГШ $n_\sigma \in N(0, \sigma_{n,\sigma}^2)$.

В этом случае ПРВ флюктуационного шума n_ξ будет иметь следующий вид:

$$W_n(n_\xi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{n_\xi^2 A_n^2}{2\sigma_n^2}\right\} \left[I_0\left(\frac{A_n^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{n_\xi A_n}{\sigma_n^2}\right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n\left(\frac{A_n^2}{4\sigma_n^2}\right) I_{2n}\left(\frac{n_\xi A_n}{\sigma_n^2}\right) \right], \quad (6)$$

где $I_0(\cdot)$ – функция Бесселя I-го рода нулевого порядка; I_n – функция Бесселя I-го рода n -го порядка; I_{2n} – функция Бесселя II-го рода n -го порядка.

Так как случайный процесс $n_{\xi,h}$ является коррелированным, то для его описания используем марковскую модель. Для этого введем соответствующую p -связной марковской модели условную ПРВ $W_n(n_{\xi,h+1} | n_{\xi,h}, n_{\xi,h-1}, \dots, n_{\xi,h-p})$. С помощью увеличения порядка аппроксимирующей марковской модели, можно получить с заданной точностью описание любого реального процесса.

Далее производится применение метода гауссовских сумм для аппроксимации необходимой ПРВ с требуемой точностью.

Рассматривая две гипотезы относительно уровня полезного сигнала η_τ , изменяющегося в неизвестный момент времени τ :

$$\begin{aligned} H_0: \quad \eta_\tau &= \eta_1; & h &= \overline{1, H}; \\ H_1: \quad \eta_\tau &= \eta_1; & h &= \overline{1, \tau}; \\ & \eta_\tau &= \eta_2 & h = \overline{\tau + 1, H}, \end{aligned}$$

приходим к выводу, наилучшие возможности имеет алгоритм [4]: $\sigma_{k,ij}^2 = \tilde{K}_i \tilde{K}_j =$

$$\lim_{H \rightarrow \infty} H^{-1} \sum_{h=1}^H \left[\frac{s'_{\lambda,i}(\vec{\lambda}, t_h) s'_{\lambda,j}(\vec{\lambda}, t_h)}{s^2(\vec{\lambda}, t_h)} \right] s_{p,h+1} = \left\{ s_{p,h} + \ln I_{h+1} \left[y_1^{h+1}, W(\mu_h | y_1^h), \eta \right] \right\}^+, \quad (7)$$

где $\{ \}^+ = \max(0, \cdot)$, $s_0 = 0$; $y_1^{h+1} = (y_1, \dots, y_{h+1})$ – вектор наблюдаемой реализации; $W(\mu_h | y_0^h)$ – АПРВ наблюдаемого марковского компонента μ_h .

Опуская ряд преобразований, включая получение искомого алгоритма кумулятивных сумм для $\alpha, \beta = 2$, получаем, что статистическое моделирование алгоритма обнаружения разладки (7) для представленного выше примера позволяет осуществить оценку эффективности АКС в случае воздействия на полезный сигнал флюктуационного шума с гауссовской и негауссовской ПРВ (6).

В ходе работы были получены кривые вероятности правильного обнаружения D в зависимости от ОСП $\rho_{осп}^2$ для разных значений величины порога U_n из которых видно, что рассогласование АКС с реальной ПРВ $W_n(n_\xi)$ приводят к уменьшению вероятности правильного обнаружения D .

Заключение

Показано, что алгоритм кумулятивных сумм позволяет не только решать задачу по обнаружению сигнала в условиях воздействия негауссовских помех в реальном масштабе времени, но при этом обладает еще достаточной простотой и конструктивизмом, что так необходимо при практической реализации. Рассмотрены примеры использования АКС для обнаружения сигнала на фоне негауссовской квазидетерминированной аддитивной помехи, а также импульсной помехи и флюктуационного негауссовской шума. Показано, что на вероятность правильного обнаружения сигнала влияет не только величина ОСП, но и рассогласование алгоритма кумулятивных сумм с реальной плотностью вероятностей воздействующей помехи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жиглявский А.А., Красковский А.Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1988. 224 с.
2. Никифоров И.В. Последовательное обнаружение изменения свойств временных рядов. – М.: Наука, 1983. 200 с.
3. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Квазиоптимальная обработка сигналов под влиянием помех с негауссовским распределением // XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 26-28 ноября 2018 г. С. 87-91.

4. Бродский Б.Е., Дарховский Б.С. Сравнительный анализ некоторых непараметрических методов скорейшего обнаружения момента «разладки» случайной последовательности // Теория вероятностей и ее применения. 1990. Т. 35. № 4. С. 655-668.

СТРОБИРОВАНИЕ ПРИ ТРАЕКТОРНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В СВЯЗАННЫХ КООРДИНАТАХ

Васильев К.К.¹, Саверкин О.В.^{1,2}, Маттис А.В.²

¹Ульяновский Государственный Технический Университет

vk@ulstu.ru, saverkin-oleg@mail.ru

²ФНПЦ АО «НПО «Марс»

mattisav@rambler.ru

Предложен алгоритм стробирования, основанный на модели движения в скоростной, связанной с направлением движения объекта системе координат. Такой подход предполагает строб в форме усеченного эллипсоидного сектора, размеры которого определяются величиной допустимых отклонений по дальности, курсу и углу наклона траектории, а ориентация в пространстве – направлением движения цели. В среде Matlab разработана математическая модель и проведен сравнительный анализ средней продолжительности сопровождения для эллиптического и предложенного стробов. Установлено, что применение стробирования в связанных координатах обеспечивает увеличение среднего времени сопровождения для среднескоростных и высокоскоростных целей.

Введение

Траекторная обработка состоит из нескольких этапов, в число которых входят этапы обнаружения цели, завязывания траектории, фильтрации траекторных параметров и контроля отметок от цели в стробе сопровождения [0-0]. Итоговая точность обработки зависит от точности на каждом этапе, при этом существенную роль играет модель движения, положенная в основу алгоритмов. В известной модели в декартовой системе координат параметры ускорений a_x , a_y , a_z оказываются привязанными к координатным осям, а при изменении направления движения цели изменяются и возможные допустимые СКО по этим координатам, что не учитывается при задании модели. В связи с этим в работе [0] предложена новая модель в скоростной, связанной с направлением движения цели системе координат, сочетающая простоту математического представления и позволяющая адекватно описывать реальные физические явления. Выражения для описания изменения траекторных параметров в такой модели имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} x_i &= x_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \cos K_{i-1} \cos \phi_{i-1} \\ y_i &= y_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \sin K_{i-1} \cos \phi_{i-1} \\ z_i &= z_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \sin \phi_{i-1} \\ V_i &= V_{i-1} + a T_i \xi_{vi} \\ K_i &= K_{i-1} + v_K T_i \xi_{Ki} \\ \phi_i &= \phi_{i-1} + v_\phi T_i \xi_{\phi i} \end{aligned} \quad (1)$$

где x_i , y_i , z_i – декартовы координаты положения объекта; V_i – путевая скорость; K_i – курс; ϕ_i – угол наклона траектории; a – СКО ускорения; v_K – СКО скорости изменения курса; v_ϕ – СКО скорости возможного изменения угла наклона траектории рассматриваемого класса целей; ξ_{vi} , ξ_{Ki} , $\xi_{\phi i}$ – стандартные гауссовские независимые СВ; T_i – интервал времени между соседними отсчетами.

О фильтрации в связанных координатах

На основе модели (1) разработаны новые алгоритмы траекторной фильтрации [0-0]. При этом по сравнению с известным линейным фильтром Калмана [0] в этих алгоритмах изменилось лишь выражение для расчета ковариационной матрицы ошибок прогнозирования:

$$P_{zi} = \varphi_i P_{(i-1)} \varphi_i^T + \mathcal{G}_i \left(\hat{\bar{x}}_{i-1} \right) V_{\xi i} \mathcal{G}_i^T \left(\hat{\bar{x}}_{i-1} \right),$$

где $\mathcal{G}_i \left(\hat{\bar{x}}_{(i-1)} \right) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ I_{xK} \left(\bar{y}_{x(i-1)} \right) \mathcal{G}_{Vi} \end{pmatrix}$ – 6×3 -матричная функция вектора состояния $\bar{x}_{(i-1)}$; $\mathbf{0}$ – нулевая

квадратная матрица третьего порядка; $v_{V_i} = \text{diag}(aT_i \quad v_K T_i \quad v_\phi T_i)$; $V_{\xi_i} = M \{ \bar{\xi}_{Ki} \bar{\xi}_{Ki}^T \}$. Ковариационная матрица порождающего процесса будет иметь вид:

$$I_{xK} \left(\hat{v}_{x(i-1)} \right) \mathcal{G}_{V_i} \mathcal{G}_{V_i}^T I_{xK}^T \left(\hat{v}_{x(i-1)} \right) = \begin{pmatrix} \hat{a}_{xi}^2 & \hat{a}_{yxi} & \hat{a}_{zxi} \\ \hat{a}_{yxi} & \hat{a}_{yi}^2 & \hat{a}_{zyi} \\ \hat{a}_{zxi} & \hat{a}_{zyi} & \hat{a}_{zi}^2 \end{pmatrix} . y = A \sin 6x \text{ab-i} \pm i2 - 4 \text{ci} 2x \text{ex}$$

При этом оценки параметров ускорения $\hat{a}_{xi}, \hat{a}_{yi}, \hat{a}_{zi}$, рассчитанные на основе оценочных значений скорости цели \hat{V}_{i-1} , курса \hat{K}_{i-1} и угла наклона траектории $\hat{\phi}_{i-1}$, позволяют учитывать направление движения целей и связанные с ним различные возможности по выполнению маневров по различным декартовым координатам при получении следующей оценки траекторных параметров сопровождаемой цели.

О стробировании в связанных координатах

Применение таких алгоритмов траекторной фильтрации обеспечивает возможность стробирования в связанных координатах [0]. В этом случае строб будет иметь форму усеченного эллипсоидного сектора. Процесс формирования такого строба для случая двух измерений представлен на рис. 1.

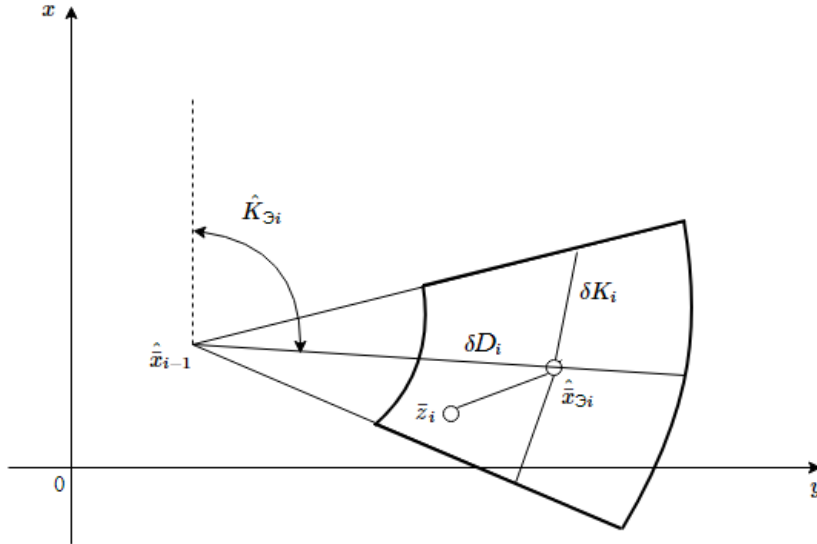


Рис. 1. Вид строба в связанных координатах на плоскости.

При этом отметка с координатами считается находящейся в стробе, если выполняются все три неравенства:

$$D_{\Delta i} - \Delta D_i \leq D_i \leq D_{\Delta i} + \Delta D_i,$$

$$K_{\Delta i} - \Delta K_i \leq K_i \leq K_{\Delta i} + \Delta K_i,$$

$$\phi_{\Delta i} - \Delta \phi_i \leq \phi_i \leq \phi_{\Delta i} + \Delta \phi_i.$$

где D_i и $D_{\Delta i}$ – наблюдение координаты дальности в связанной системе и ее экстраполированное значение; K_i и $K_{\Delta i}$ – наблюдение курса и его экстраполированное значение; ϕ_i и $\phi_{\Delta i}$ – наблюдение угла наклона траектории и его экстраполированное значение; $\Delta D_i, \Delta K_i, \Delta \phi_i$ – соответствующие отклонения по дальности, курсу и углу наклона траектории.

Размеры такого строба могут быть рассчитаны следующим образом:

$$\delta D_i = \gamma \sigma_{cxi}, \delta K_i = \gamma \sigma_{cvi}, \delta \phi_i = \gamma \sigma_{czi},$$

где $\delta D_i, \delta K_i, \delta \phi_i$ – линейные размеры по дальности, курсу и углу наклона траектории; $\sigma_{cxi}, \sigma_{cvi}, \sigma_{czi}$ – соответствующие отклонения на связанных осях; γ выбирается по заданной вероятности пропуска

отметки от цели, как правило, в интервале (2-3).

Полученные размеры строга связаны с допустимыми отклонениями очередного измерения от центра строга следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \delta_{Di} &= \Delta D_i, \\ \delta_{Ki} &= \left| \left(\hat{x}_{\varepsilon i} - \hat{x}_{i-1} \right) \right| \Delta K_i, \\ \delta_{\phi i} &= \left| \left(\hat{x}_{\varepsilon i} - \hat{x}_{i-1} \right) \right| \Delta \phi_i, \end{aligned}$$

Результаты моделирования

Для оценки эффективности предложенного алгоритма стробирования в среде Matlab была разработана математическая модель, которая позволяет:

- имитировать различные траектории движения воздушных объектов;
- имитировать наблюдения от РЛС в декартовых координатах;
- выполнять траекторную фильтрацию с использованием алгоритмов, основанных на модели (1);
- оценивать положение очередной отметки с координатами относительно границ эллиптического и предложенного секторного стробов;
- оценивать среднее время сопровождения цели для эллиптического и секторного стробов идентичного размера;
- выполнять графическое построение полученных результатов в зависимости от различных начальных условий.

Среднее время сопровождения цели для каждого строга рассчитывалось согласно выражению:

$$\hat{t}_{cp} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^N t_i^2},$$

где t_i – время до первой потери отметки от цели на i -реализации. Усреднение производилось по $N = 2000$ реализациям. Полученные значения сравнивались с аналогичными показателями для известного алгоритма эллиптического стробирования [0].

В ходе исследования выполнялась имитация наблюдений в декартовых координатах с погрешностью измерений 10 м по каждой координате. Траекторные фильтры были настроены на сопровождение воздушной цели, движущейся со средней скоростью 300 м/с, единичным ускорением и скоростью изменения курса 3 град/с.

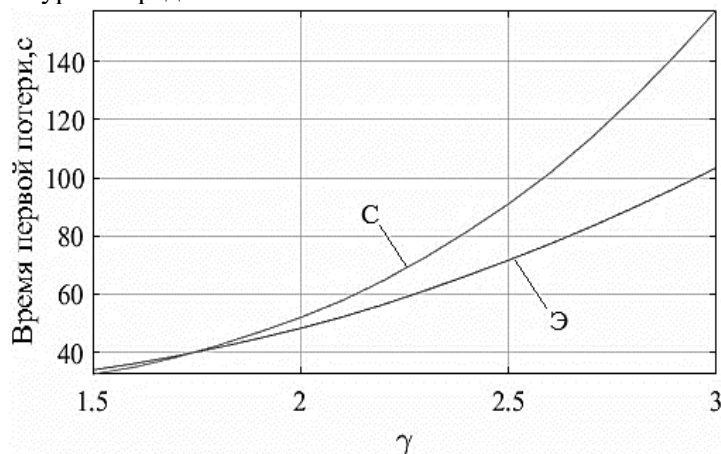


Рис. 2. Зависимость среднего времени сопровождения объекта от величины коэффициента γ . С – кривая для секторного строга, Э – кривая для эллиптического строга.

Для оценки среднего времени сопровождения при заданных значениях вероятности пропуска отметки с координатами была выполнена имитация при различных значениях коэффициента γ . При этом объект двигался с начальной скоростью 300 м/с, ускорением 1 м/с² и скоростью изменения курса 3 град/с. По зависимостям, представленным на рис. 2, видно, что с ростом коэффициента γ , выигрыш секторного строга в продолжительности сопровождения превышает 30%.

Также исследовалась зависимость продолжительности сопровождения от величины начальной скорости движения цели. По результатам, представленным на рис. 3, установлено, что для секторного строба среднее время сопровождения слабо зависит от скорости движения имитируемой цели, в то время как для эллиптического строба исследуемая величина снижается с ростом скорости. В этом случае выигрыш секторного строба достигает 40%.

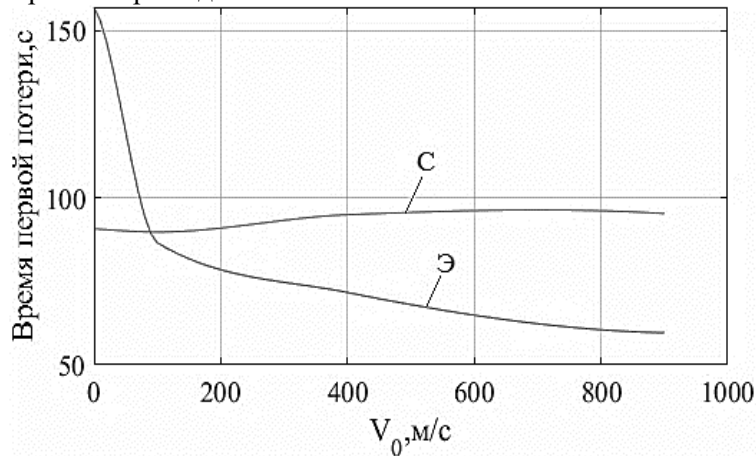


Рис. 3. Зависимость среднего времени сопровождения объекта от начальной скорости. С – кривая для секторного строба, Э – кривая для эллиптического строба.

Зависимость продолжительности сопровождения от ускорения, с которым движется объект, также была исследована. По результатам, представленным на рис. 4, видно, что при малых значениях ускорений секторный строб также выигрывает до 30%.

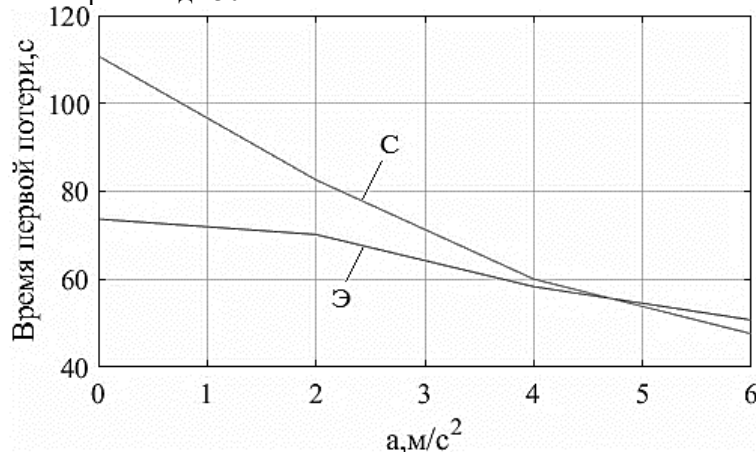


Рис. 4. Зависимость среднего времени сопровождения объекта от ускорения. С – кривая для секторного строба, Э – кривая для эллиптического строба.

Заключение

Таким образом, разработанный алгоритм стробирования для скоростных и высокоманевренных целей обеспечивает до 40% более продолжительное сопровождение цели, чем при эллиптическом стробировании. Такой результат объясняется способностью секторного строба к адаптации размеров в зависимости от оцененных величин параметров ускорения $\hat{a}_{xi}, \hat{a}_{yi}, \hat{a}_{zi}$, то есть от интенсивности маневрирования сопровождаемой цели в текущий момент времени. Полученные форма и размеры строба соответствуют области наиболее вероятного местоположения цели в следующий момент времени наблюдения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы: учебник для студентов вузов, – М: Издательский центр «Академия», 2008. – 592 с.
2. Bar-Shalom Y. Li X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. – Wiley & Sons, 2001. – 256 p.

3. Сейдж Э.П., Мелс Дж. Теория оценивания и её применение в связи и управлении / пер. с англ.; под ред. Б.Р. Левина. – М.: Связь, 1976. – 495 с.
4. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации, – М.: «Советское радио», 1974. – 432 с.
5. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч.1. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. – 164 с.
6. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч.2. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. – 180 с.
7. Васильев К.К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени: учеб. пособие. – М.: Радиотехника, 2016. – 288 с.
8. Васильев К.К., Маттис А.В. Связанные стохастические модели движения радиолокационных целей. // Автоматизация процессов управления, 2017, №4(50). – С.14-18.
9. Маттис А.В., Саверкин О.В. Эффективность траекторной фильтрации в связанных координатах // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2018. – №11. – С. 19-24.
10. Саверкин О.В. Траекторная фильтрация в связанных координатах // XII Всероссийская конференция “Радиолокация и радиосвязь”. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2018
11. Васильев К.К., Саверкин О.В. Сравнительная оценка алгоритмов траекторной фильтрации // Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2019. – М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2019. – С. 343-347.
12. Саверкин О.В. Сравнительный анализ алгоритмов траекторного стробирования // XII Всероссийская научно-практическая конференция «Современные проблемы проектирования производства и эксплуатации радиотехнических систем». Ульяновск: УлГТУ, 2019. – С. 51-55.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДОСТОВЕРНОСТИ ИНФОРМАЦИИ, ПРЕДОСТАВЛЯЕМОЙ СЕРВИСАМИ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНОГО ТИПА

Газарбекьян Г.А., Емельянов Р.В., Строцев А.А., Шаповалов М.В.

Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи

gazarbekyan@yandex.ru, erv@aanet.ru, astrocev@gmail.com

Предложена методика статистического анализа достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения ширококвещательного типа. Методика основана на сравнении данных сервиса и данных, получаемых однопозиционным пассивным средством со всенаправленной антенной системой по результатам приёма и обработки сигналов бортовых ответчиков в режимах АТС RBS и S. Методика применена для численной оценки достоверности информации, предоставляемой сервисом Flightradar24.

Развитие технологии автоматического зависимого наблюдения ширококвещательного типа (АЗН-В – Автоматического Зависимого Наблюдения-Вещания, ADS-B – Automatic Dependent Surveillance – Broadcast), поддержанной Международной организацией гражданской авиации (ИКАО), открытость и доступность радиосигналов систем АЗН-В явились толчком к созданию и широкому распространению интернет-сервисов, предоставляющих информацию о местоположении воздушных судов (ВС). К таким интернет-сервисам (далее – сервисы АЗН-В) можно отнести FlightRadar24, FlightStats, App in the Air, FlightAware, Planes Live, RadarBox24, Plane Finder, CasperFlights, RadarVirtual, Aera Radar, FlightBoard, LoungeBuddy, MiFlight и многие другие.

Глобальность таких сервисов позволяет использовать, предоставляемую ими информацию, для решения широкого круга задач. Однако возникает вопрос о достоверности этой информации. Простой визуальный анализ показывает, что в процессе работы сервисов наблюдаются несколько типов искажения информации по отдельным ВС, например, таких как кратковременное отсутствие данных об изменении местоположения с последующим восстановлением верной траектории движения, кратковременное отображение неверной траектории с последующим восстановлением верной, отсутствие отображения траектории движения, отображение неверной траектории движения. Примеры таких ситуаций по данным, предоставленным одним из сервисов АЗН-В, приведены на рис. 1. На нём показаны кратковременные отображения неверной траектории с последующим восстановлением верной траектории.

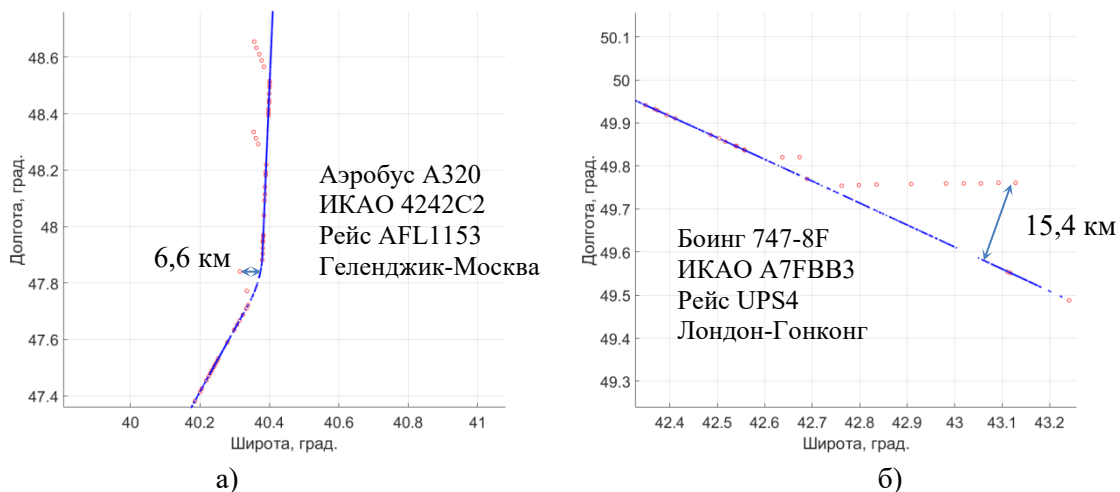


Рис. 1. Предоставление ошибочных данных о траекториях ВС сервисом ширококвещательного автоматического зависимого наблюдения

Для принятия решения об использовании данных, предоставляемых тем или иным сервисом АЗН-В, необходимо получение численных оценок достоверности этой информации. Такие оценки могут быть получены на основе статистического подхода.

Цель работы: численная оценка достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения ширококвещательного типа.

Решаемая задача: разработка методики статистического анализа достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения ширококвещательного типа.

В настоящее время к ширококвещательному автоматическому зависимому наблюдению воздушных судов (ВС) можно отнести сигналы:

- ELS и EHS режима «S» на частоте 1090 МГц [1, 2, 3];
- VDL (Very High Frequency Data Link) режима 4 в диапазоне частот 108 – 137 МГц [4];
- приемопередатчиков универсального доступа UAT (Universal Access Transceiver) на частоте 978 МГц [5].

Однако при функционировании сервисов АЗН-В используются в основном только сигналы бортовых ответчиков (БО) систем ELS и EHS режима «S».

В них передаются наборы данных, характеризующие: 1) местоположение ВС в пространстве и его движение; 2) уникальность и принадлежность ВС (различные идентификаторы); 3) намерения и состояние ВС.

Источниками ошибок данных первого набора являются сбои в бортовой навигационной аппаратуре потребителя глобальной навигационной спутниковой системы (НАП ГНСС), сложная естественная сигнально-помеховая обстановка, ГНСС-спуфинг («GPS-spoofing») [6, 12] или АЗН-В-спуфинг («ADS-B-spoofing») [8, 12].

Косвенные способы оценки местоположения используют сведения о системе наблюдения воздушного движения, в том числе, тот факт, что кроме перечисленных выше сигналов ширококвещательного автоматического зависимого наблюдения на частоте 1090 МГц бортовые ответчик (БО) ВС посредством ответных сигналов на запросы вторичных обзорных радиолокаторов (ВОРЛ) [6] передают информацию о назначенных им кодах опознавания и текущих высотах полёта (далее – сигналы АТС RBS [7]). В [9], [10] рассмотрен один из вариантов косвенных измерений, который основан на приёме на частоте 1090 МГц как сигналов АТС RBS, так и сигналов ELS, EHS режима «S».

Таким образом методику статистического анализа достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения ширококвещательного типа можно представить в виде следующей последовательности операций:

1. Приём сигналов АЗН-В и декодирование информации о местоположении ВС в пространстве, их движении, идентификаторах, намерениях и состояниях, а также формирование координат БО ВС в моменты времени $t_{n,i_n}^S, i_n = 1, 2, \dots$

$$P_{nBO}^S(t_{n,i_n}^S), n = 1 \dots N, i_n = 1, 2, \dots \quad (1)$$

2. Приём ответных сигналов АТС RBS, формируемых БО ВС при получении ими запросов РЛЗ с условными номерами $\theta = 1 \dots \Xi$. По результатам приёма выявляются временные структуры Σ_θ излучений РЛЗ $\theta = 1 \dots \Xi$. На основе применения косвенных способов [9] – [11] формируются оценки координат БО ВС в моменты времени $t_{n,i_n}^\theta, i_n = 1, 2, \dots$, относительно РЛЗ с условными номерами $\theta = 1 \dots \Xi$ и временными структурами излучений Σ_θ , т.е.

$$P_{nBO,\theta}(t_{n,i_n}^\theta), n = 1 \dots N, \theta = 1 \dots \Xi, i_n = 1, 2, \dots \quad (2)$$

3. Получение информации о местоположении ВС от сервиса АЗН-В в моменты времени t_{n,i_n}

$$P_{nCAЗНВ}(t_{n,i_n}), n = 1 \dots N, i_n = 1, 2, \dots \quad (3)$$

4. Группировка информации по идентифицированным ВС, полученных по результатам приёма и обработки сигналов, формирование временной шкалы $\tilde{t} = \{\tilde{t}_{n,i_n}, i_n = 1, 2, \dots\}$ – последовательности моментов времени распределенных на интервале наблюдения n -го ВС.

5. Интерполяция или экстраполяция в прямоугольной системе координат:

$$r_{1,i_n}^n = P_{nBO}^S(\tilde{t}_{n,i_n}), r_{2,i_n}^n = P_{nBO}^{A,C}(\tilde{t}_{n,i_n}), r_{3,i_n}^n = P_n^{CA3HB}(\tilde{t}_{n,i_n}), n = 1 \dots N, i_n = 1, 2, \dots \quad (4)$$

6. Вычисление расстояний между оценками координат ВС (4) в моменты времени \tilde{t}_{n,i_n} :

$$\Delta R^n(\tilde{t}_{n,i_n}) = \{\Delta r_{ij}^{n,i_n}, i = \overline{1,2}, j = \overline{3}, i < j\}, \Delta r_{ij}^{n,i_n} = \|r_{i,i_n}^n - r_{j,i_n}^n\|, \quad (5)$$

где $\|\cdot\|$ – обозначение евклидовой нормы.

7. Вычисление значений функции отклонения для каждого n -го БО ВС на временных интервалах $T_l, l = 1, 2, \dots$

$$F_{n,l}^{откл} = f^{откл}(\Delta R^n(\tilde{t}_{n,i_n}), \tilde{t}_{n,i_n} \in T_l), \quad (6)$$

где $f^{откл}$ – функция отклонения, в качестве которой может рассматриваться максимальное значение её аргументов.

8. Группировка ВС по значению функции отклонения для взвешенной оценки достоверности информации, например распределение на 6 групп:

- 1) Отклонения незначительны – до 2 км – вес $A_1 = 0$.
- 2) Отклонения незначительные 2 – 5 км – вес $A_2 = 10$.
- 3) Отклонения значительные 5 – 10 км – вес $A_3 = 30$.
- 4) Критические отклонения – более 10 км – вес $A_4 = 50$.
- 5) Отсутствуют данные о местоположении – вес $A_5 = 100$.
- 6) Данные о местоположении существенно отличаются или совершенно не соответствуют (нет совпадения по местоположению и направлению движения) – вес $A_6 = 100$.

9. Определение общего количества измерений N – количества ВС определенных в пп. 1, 2, 3.

10. Определение математического ожидания распределения ВС по группам, определенных в п. 8 на временных интервалах $T_l, l = 1, 2, \dots$:

$$p_i^* = N_i / N, (i = 1 \dots M), t \in T_l, l = 1, 2, \dots \quad (7)$$

где M – количество групп, i – номер группы по п.8, N_i – количество ВС в группе.

10. Определение порогового значения для индикаторной функции достоверности информации. Для систем принятия решения значение должно быть небольшим, например, 3. Для общей осведомленности о ВС и их маршрутах пороговое значение может быть значительно больше, например, 10.

11. Вычисление значений индикаторной функции достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения широкополосного типа

$$R^{инд}(t) = \sum_{i=1}^M A_i p_i^*, t \in T_l, l = 1, 2, \dots \quad (8)$$

12. Если значение $R^{инд}$ меньше некоторого порогового значения, то считается что информация, предоставляемая сервисами автоматического зависимого наблюдения достоверна.

В качестве примера проведена оценка сервиса АЗН-В FlightRadar24 на одном ($l = 1$) интервале наблюдения, длительностью 1 час. За это время определено 101 ВС с данными пп. 1 – 3. При этом $N_1 = 72, N_2 = 22, N_3 = 5, N_4 = 1, N_5 = 1, N_6 = 0$. На рисунках 2 – 6 приведены примеры траекторий ВС из групп 1–5:

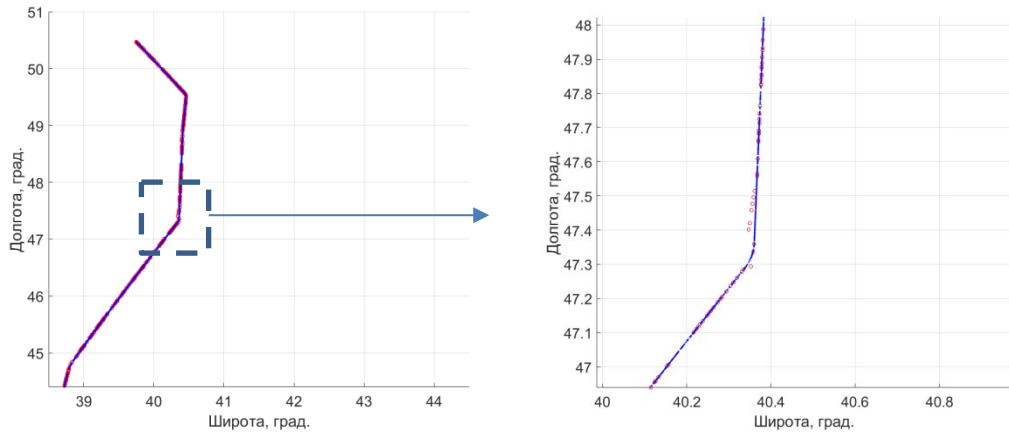


Рис. 2. Sukhoi Superjet 100 ИКАО адрес 155C06 рейс AZO544 Брянск – Сочи, максимальное отклонение 1,6 км.

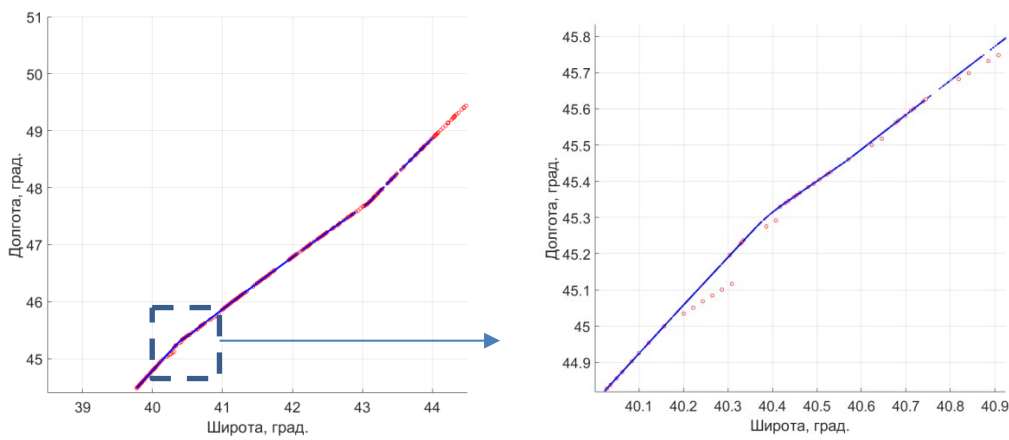


Рис. 3. Boeing 737 ИКАО адрес 42425E рейс UTA514 Сочи – Тюмень, максимальное отклонение 4,9 км

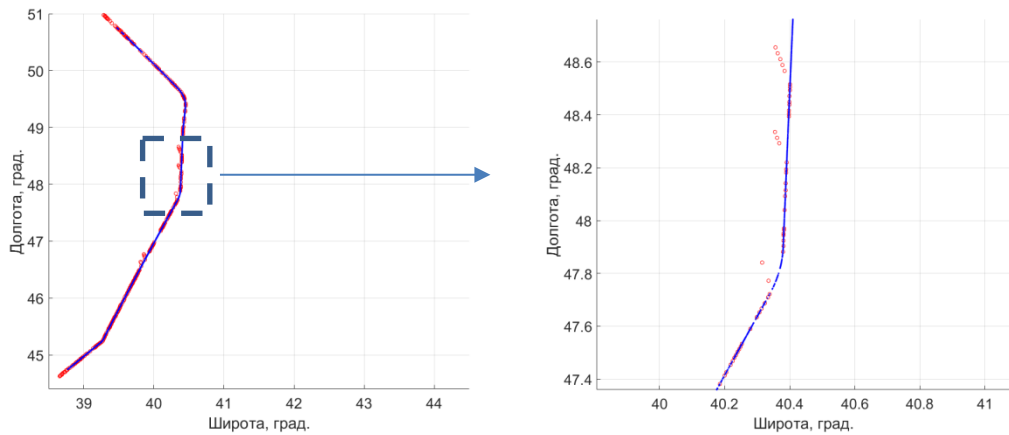


Рис. 4. Airbus A320 ИКАО адрес 4242C2 рейс AFL1153 Геленжик – Москва, максимальное отклонение 6,6 км

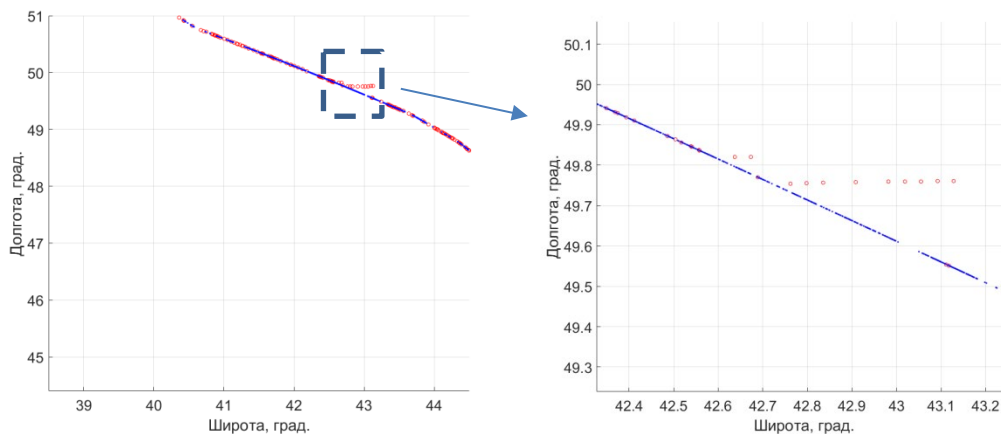


Рис. 5. Boeing 747 ИКАО адрес A7FBB3 Рейс UPS4 Лондон – Гонконг, максимальное отклонение 15,4 км.

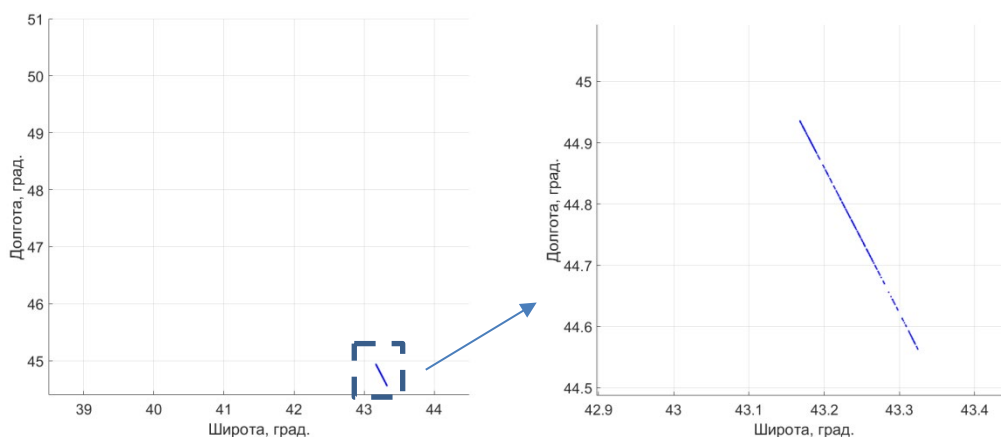


Рис. 6. Embraer Legacy 600 ИКАО адрес 683277 информация о рейсе отсутствует.

Для полученных данных и выбранных весов $R^{инд} = 5,15$, что позволяет выполнить численную оценку достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения. Для систем принятия решения, при выбранном пороге равном 3, информация от онлайн сервиса FlightRadar24 является недостоверной. Для задач общей осведомленности о воздушных судах в наблюдаемом районе, при выбранном пороге равном 10, информация достоверна.

Таким образом, разработанная методика, позволяет выполнить численную оценку достоверности информации, предоставляемой сервисами автоматического зависимого наблюдения широкоэшелонного типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Doc 9924 AN/474 Руководство по авиационному наблюдению. Международная организация гражданской авиации – 2010.
2. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том IV. Международная организация гражданской авиации – 2014.
3. Doc 9871 AN/464 Технические положения, касающиеся услуг режима S и расширенного сквиттера. Международная организация гражданской авиации – 2008.
4. Doc 9816 AN/448 Manual on VHF Digital Link (VDL) Mode 4. Международная организация гражданской авиации. – 2004.
5. Doc 9861 AN/460 Руководство по приемопередатчику универсального доступа (UAT). Международная организация гражданской авиации – 2009.
6. Doc 9684 AN/951 Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. Международная организация гражданской авиации – 2004.

7. RTCA/DO-181D, Minimum Operational Performance Standards for Air Traffic Control Radar Beacon System/Mode Select (ATCRBS/Mode S) Airborne Equipment.

8. Expert Opinions: Challenges faced by multi-constellation GNSS receiver designers // GPS World. – 29.01.2018.

9. Патент РФ № 2626765, МПК G01S 13/74 Способ определения местоположения воздушных объектов по сигналам их бортовых ответчиков систем контроля воздушного движения // Ломанцова Ю.А., Морозов А.П., Строцев А.А. Заявка № 2016134267 от 22.08.2016, опубл. 01.08.2017. Бюл. № 22.

10. Патент РФ № 2670976, МПК G01S 5/10 Способ определения местоположения источника радиоизлучения с периодической структурой сигнала и вращающейся направленной антенной // Ломанцова Ю.А., Морозов А.П., Строцев А.А., Щегров А.А. Заявка № 2017127623 от 1.08.2017, опубл. 26.10.2018. Бюл. № 30.

11. Емельянов Р.В., Морозов А.П., Строцев А.А. Алгоритм оценки пространственных параметров источников вторичных сигналов // Материалы XXX Военно-научной конференции. – Курск: НИИЦ (г. Курск) ФГУП «18 ЦНИИ» МО РФ. – 2016 г. – С.63–64.

12. Газарбекьян Г.А., Емельянов Р.В., Морозов А.П., Строцев А.А. Идентификация спуфинга в системах широкополосного автоматического независимого наблюдения. XII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2018. С.108–113.

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

Ахияров В.В.^{1, 2}

¹ *ОАО НПК НИИДАР*

² *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
vakhiyarov@gmail.com

Рассмотрено решение задачи дифракции при выполнении импедансного краевого условия на границе раздела земной поверхности и атмосферы. Представлено интегральное уравнение для расчета множителя ослабления с учетом электрических свойств подстилающей поверхности и геометрии рельефа. Приведены результаты решения модельных задач для цилиндрического сегмента с однородными и неоднородными по дальности и глубине электрическими свойствами, а также для препятствия в форме кривой Гаусса.

Метод интегральных уравнений (ИУ) является наиболее общим подходом к численному решению задач дифракции и его можно использовать при вычислении множителя ослабления над землей в УКВ диапазоне, если считать, что на границе раздела земли и атмосферы выполняется условие Дирихле [1, 2]. В этом случае требуется найти решение стандартного ИУ Фредгольма 1-го или 2-го рода относительно неизвестной плотности поверхностного тока. Однако при увеличении длины волны вместо условия Дирихле требуется использовать импедансное граничное условие [3]:

$$\frac{\partial \Pi_z}{\partial z} = -jk\delta \Pi_z, \quad (1)$$

где Π_z – вертикальная компонента вектора Герца, $k = 2\pi/\lambda$, $\delta = \sqrt{\varepsilon - 1}/\varepsilon$ – нормированный поверхностный импеданс земли, ε – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость.

Будем считать, что вертикальный электрический диполь расположен на поверхности земли, требуется определить множитель ослабления с учетом электрических свойств и геометрии рельефа, зависимость поля от времени выбрана в виде $e^{-j\omega t}$.

Для определения множителя ослабления воспользуемся выражением [4]:

$$\Pi_z(P) = \frac{e^{jkr_0}}{r_0} + \frac{jk}{2\pi} \int_S \Pi_z(Q) \frac{e^{jk\rho}}{\rho} \left[\delta(Q) + \left(1 + \frac{1}{k\rho}\right) \frac{\partial \rho}{\partial n} \right] ds, \quad (2)$$

где P и Q – точки наблюдения и интегрирования на земной поверхности, ρ – расстояние между точками P и Q (см. рис.1), а интеграл определяет ослабление поля, вызванное конечной электропроводностью и геометрией трассы.

Подстановка $\Pi_z(P) = V(P)e^{jkr_0}/r_0$ и $\Pi_z(Q) = V(Q)e^{jkr}/r$ в (2) приводит к ИУ:

$$V(P) = 1 + \frac{jk}{2\pi} \int_S V(Q) e^{jk(r+\rho-r_0)} \frac{r_0}{r\rho} \left[\delta(Q) + \left(1 + \frac{1}{k\rho}\right) \frac{\partial \rho}{\partial n} \right] ds, \quad (3)$$

где $V(P)$ и $V(Q)$ – множитель ослабления в точках P и Q , показатель экспоненты $jk(r+\rho-r_0)$ определяет дополнительный набег фазы, связанный со сферичностью волнового фронта поля источника.

Аналитическое вычисление интеграла по y' (см. рис.1) в бесконечных пределах позволяет перейти к интегрированию по профилю рельефа:

$$V(x) = 1 - e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{kx}{2\pi}} \int_0^x V(x') \frac{e^{jk(r_1+r_2-r_0)}}{\sqrt{(x-x')x'}} \left[\delta(x') + \frac{\partial r_2}{\partial n} \right] dx', \quad (4)$$

где учтено, что величиной $\frac{1}{k r_2} \frac{\partial r_2}{\partial n}$ можно пренебречь.

Также отметим, что при решении ИУ [4] используются аппроксимации [4]:

$$\begin{aligned} r_1 + r_2 - r_0 &\cong \frac{xx'}{2(x-x')}\left(\frac{z'}{x'} - \frac{z}{x}\right)^2, \\ \frac{\partial r_2}{\partial n} &\cong \frac{\partial z'}{\partial x'} - \frac{z-z'}{x-x'}. \end{aligned}$$

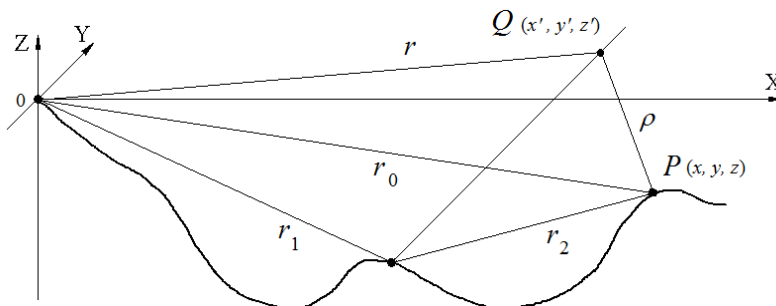


Рис.1. Геометрия задачи.

Если считать земную поверхность плоской, уравнение (4) существенно упрощается:

$$V(x) = 1 - e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{kx}{2\pi}} \int_0^x \frac{V(x')}{\sqrt{(x-x')x'}} \delta(x') dx'. \quad (5)$$

Для численного решения ИУ (4) и (5) следует представить в виде системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$[Z][V] = [E], \quad (6)$$

где $[E]$ – единичный вектор-столбец, а элементы матрицы $[Z]$ определяются ядром ИУ.

Если не учитывать обратное рассеяние, то можно считать, что матрица СЛАУ является нижней треугольной, что позволяет при вычислении множителя ослабления использовать простой вычислительный алгоритм [1]:

$$V_n = \frac{1}{Z_{nn}} \left(E_n - \sum_{m=0}^{n-1} Z_{nm} V_m \right). \quad (7)$$

На рис.2 представлены результаты расчетов множителя ослабления на поверхности цилиндрического сегмента радиуса 6370 км, который примерно соответствует радиусу земли. Расчеты выполнялись для длины волны $\lambda = 150$ м, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon' = 4$, электропроводность – $\sigma = 0,001$ См/м, $\sigma = 0,01$ См/м и $\sigma = 0,1$ См/м, шаг численного решения – $\Delta x = \lambda/3$. Для сравнения на том же рисунке представлены результаты расчетов по дифракционной формуле В.А. Фока для сферической модели земли при тех же исходных данных. Видно, что при $\sigma = 0,1$ См/м результаты численного и аналитического решений совпадают с графической точностью, наибольшие расхождения наблюдаются при $\sigma = 0,001$ См/м. Для того, чтобы понять, как погрешность численного решения связана с величиной Δx , были выполнены расчеты множителя ослабления для $\lambda = 150$ м, $\epsilon = 4$, $\sigma = 0,001$ См/м и различных значений Δx , результаты представлены на рис.3. Видно, что с уменьшением Δx значения множителя ослабления приближаются к аналитическому решению (пунктир на рис.4), уже при $\Delta x = \lambda/5$ погрешность не превышает 1 дБ (и это несмотря на то, что мы сравниваем решения двух различных задач дифракции на цилиндрическом и сферическом сегменте).

На рис.4 представлены результаты аналогичных расчетов при $\epsilon = 4$, $\sigma = 0,001$ См/м для различных длин волн. Видно, что в данном случае аналитические и численные решения практически совпадают.

Уравнения (4) и (5) будут справедливы для земной поверхности с неоднородными по глубине электрическими свойствами при условии правильного вычисления входного импеданса многослойной

структуры Z_{ex} на ее верхней границе. Для двухслойной радиотрассы лед-море Z_{ex} определяется выражением:

$$Z_{ex} \cong K_i \frac{K_w + K_i th(u_i h_i)}{K_i + K_w th(u_i h_i)}. \quad (8)$$

В (8) использованы обозначения:

$$K_i = \frac{u_i}{\sigma_i + j\varepsilon_i \omega}, \quad u_i = \sqrt{\gamma_i^2 + k^2}, \quad K_w = \frac{u_w}{\sigma_w + j\varepsilon_w \omega}, \quad u_w = \sqrt{\gamma_w^2 + k^2},$$

$$\gamma_i^2 = -k^2 \varepsilon_i, \quad \gamma_w^2 = -k^2 \varepsilon_w,$$

где индексы «w» и «i» относятся к воде и льду, h_i – толщина льда.

На рис.5 приведены результаты расчетов для двухслойной радиотрассы лед-море, полученные при $\lambda = 100$ м и следующих исходных данных: $\varepsilon_w = 80$, $\sigma_w = 3$ См/м, $\varepsilon_i = 6$, $\sigma_i = 10^{-5}$ См/м. Толщина льда изменяется в пределах от 2 м до 4 м, что соответствует типичным значениям для Северного Ледовитого океана. Видно, что на дальности несколько десятков километров над морской поверхностью, покрытой слоем льда, распространяется поверхностная волна, однако никакого практического смысла это не имеет: на расстоянии 100 км от источника радиотрасса «лед-море» при толщине льда 2 м проигрывает ~30 дБ однородной морской поверхности, с увеличением толщины льда этот проигрыш возрастает. При уменьшении длины волны дифракционное ослабление будет еще более существенным по сравнению со случаем однородной морской поверхности. Отметим, что полученные результаты соответствуют аналитическому решению данной задачи [5].

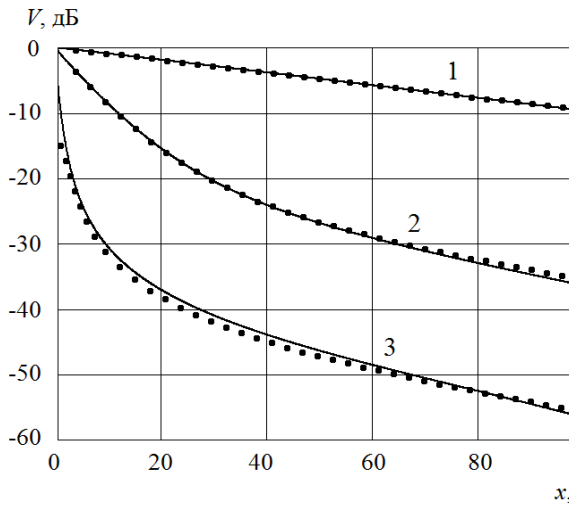


Рис. 2. Множитель ослабления при различных σ .
 1 – $\sigma = 0,1$ См/м, 2 – $\sigma = 0,01$ См/м,
 3 – $\sigma = 0,001$ См/м,
 Сплошная линия – решение ИУ,
 пунктир – расчеты по формуле В.А. Фока.

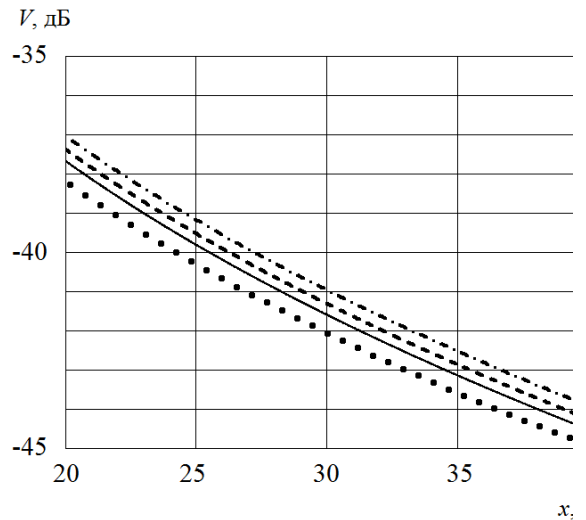


Рис. 3. Множитель ослабления при различных Δx . Сплошная линия – $\Delta x = \lambda/10$,
 штриховая линия – $\Delta x = \lambda/5$,
 штрих-пунктир – $\Delta x = \lambda/3$,
 пунктир – расчеты по формуле В.А. Фока.

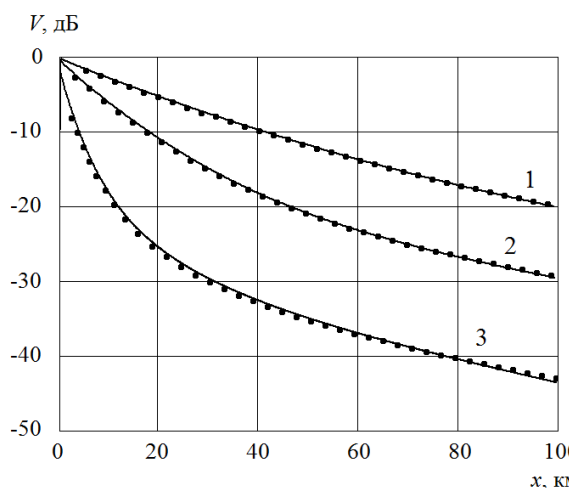


Рис. 4. Множитель ослабления при различных длинах волн. 1 – $\lambda = 900 \text{ м}$, 2 – $\lambda = 600 \text{ м}$, 3 – $\lambda = 300 \text{ м}$. Сплошная линия – решение ИУ, пунктир – расчеты по формуле В.А. Фока.

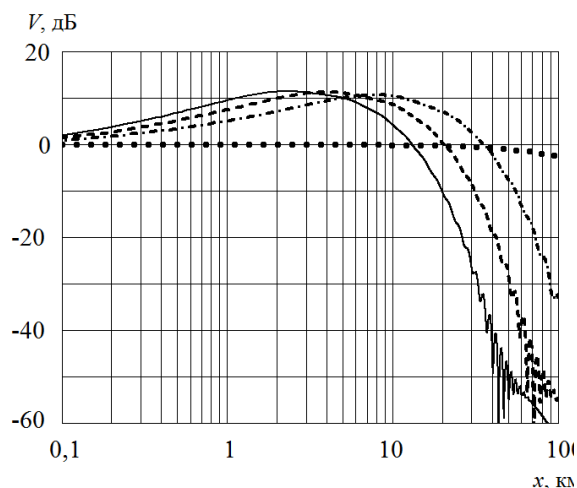


Рис. 5. Множитель ослабления над морской поверхностью, покрытой слоем льда различной толщины. Сплошная линия – 4 м, штриховая – 3 м, штрих-пунктир – 2 м, пунктир – 0 м (отсутствие льда).

На рис.6 показаны результаты расчетов множителя ослабления над поверхностью «суша-море» и «море-суша» при разных длинах волн и следующих исходных данных: $\epsilon_t = 4$, $\sigma_t = 0,001 \text{ См/м}$ (суша) и $\epsilon_w = 80$, $\sigma_w = 4 \text{ См/м}$ (море). Граница между сушей и морем (рис.6.а), а также между морем и сушей (рис.6.б) выбрана на расстоянии 50 км от источника. Видно, что при переходе через границу суша-море дифракционное ослабление уменьшается, т.е. напряженность поля возрастает (рис.6.а); если начальным участком является море, то на расстоянии 50 км от источника дифракционное ослабление очень мало, однако оно быстро увеличивается на сухопутном участке трассы (рис.6.б).

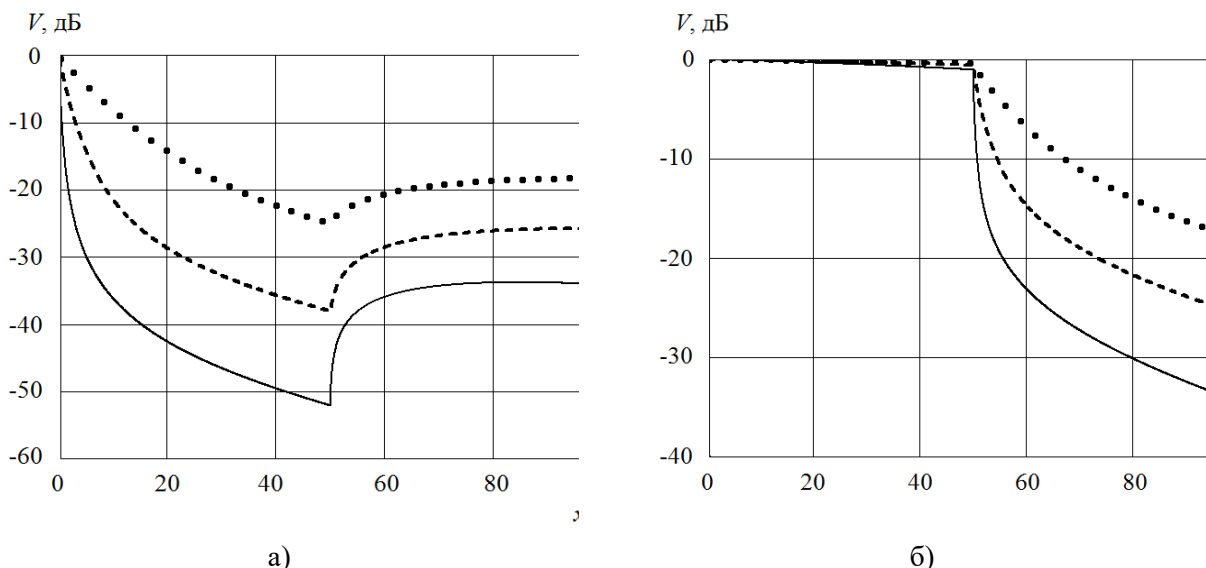


Рис. 6. Множитель ослабления на трассе суша-море (а) и море-суша (б) при различных длинах волн. Сплошная линия – $\lambda = 100 \text{ м}$, штриховая – $\lambda = 250 \text{ м}$, пунктир – $\lambda = 500 \text{ м}$.

Далее рассмотрим задачу дифракции на цилиндрическом препятствии в виде гауссовой кривой (см. рис.7) с электрическими параметрами $\varepsilon = 10$ и $\sigma = 0,01 \text{ См/м}$. Дистанционные зависимости множителя ослабления, представленные на рис.8, соответствуют результатам, которые были получены в [6] при решении данной задачи.

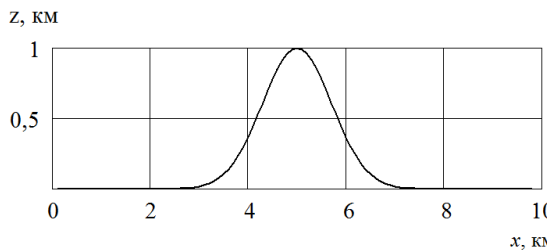
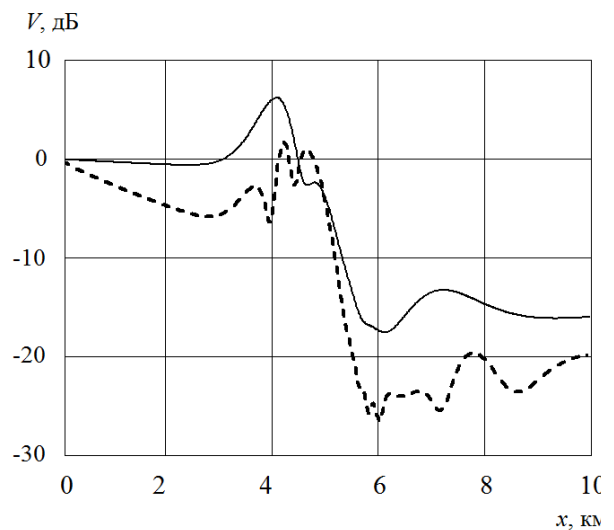


Рис. 7. Геометрия задачи

Рис. 8. Множитель ослабления при различных длинах волн. Сплошная линия – $\lambda = 300 \text{ м}$, штрих-пунктир – $\lambda = 100 \text{ м}$.

В работе приведены результаты численного решения ИУ Хаффорда [4] на импедансном цилиндрическом сегменте с однородными и неоднородными (по глубине и дальности) электрическими свойствами. Дистанционные зависимости множителя ослабления для цилиндрического сегмента с однородными электрическими свойствами соответствуют аналитическому решению В.А.Фока (рис.2...рис.4). Полученные результаты свидетельствуют о том, что метод ИУ может использоваться для расчета множителя ослабления над земной поверхностью с различными электрическими свойствами и произвольной геометрией рельефа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hviid, J.T., Andersen, J.B., Toftgard, J. Terrain-based Propagation Model for Rural Area – an Integral Equation Approach. – IEEE Trans., 1995, vol. AP-43, no. 1, pp. 41-46.
2. Ахияров В.В. Методы численного решения задачи дифракции радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2010, Т. 15, № 3. – С. 39-46.
3. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Радио и связь, 1961. – 436 с.
4. Hufford G.A. An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface // Quart. Appl. Math. 1952. № 9. P. 391-404.
5. Hill D.A., Wait J.R., HF Ground wave propagation over sea ice for a spherical earth model // IEEE Transaction on antennas and propagation. 1981. V. 29. №. 3. P. 525–527.
6. Ott R.H. RING: An integral equation algorithm for HF-VHF radio wave propagation over irregular, inhomogeneous terrain // Radio Science. 1992. V.27. № 6. P. 867-882.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Ахияров В.В.^{1, 2}

¹ ОАО НПК НИИДАР

² Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

vakhiyarov@gmail.com

В работе представлены результаты расчетов множителя ослабления, полученные при решении задачи обратного рассеяния от поверхности земли методом параболического уравнения. Показано, что дистанционные зависимости множителя ослабления при обратном рассеянии соответствуют аналогичным кривым ослабления поля в прямом направлении. Сделан вывод о том, что при моделировании радиолокационных отражений от земной поверхности не требуется многократно решать задачу обратного рассеяния.

Рассмотрим задачу вычисления радиолокационных отражений от земной поверхности в следующей постановке (см. рис.1): на вертикальной апертуре шириной d , расположенной на высоте h над землей, задано поле источника $u(0, z)$. Требуется определить множитель ослабления с учетом геометрии рельефа как в прямом направлении (от источника до рассеивающего участка), так и в обратном (рассеяние в направлении излучающей апертуры).

Рассмотрим уравнение Гельмгольца для амплитуды поля [1]:

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + 2jk \frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2(n(z)^2 - 1) \right\} u(x, z) = 0, \quad (1)$$

где $k = 2\pi/\lambda$, $n(z)$ – вертикальный профиль показателя преломления атмосферы.

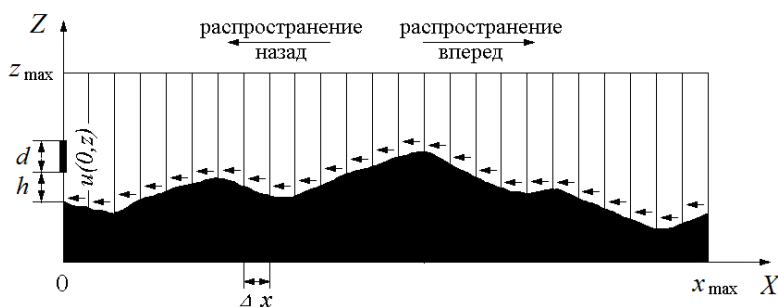


Рис.1. Геометрия задачи.

Метод факторизации позволяет представить (1) в виде произведения [1]:

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} + jk(1-Q) \right) \left(\frac{\partial}{\partial x} + jk(1+Q) \right) u(x, z) = 0, \quad (2)$$

где:

$$Q = \sqrt{\frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + n(x, z)}. \quad (3)$$

В (2) первый множитель дает уравнение для волны $u_f(x, z)$, распространяющейся в направлении оси OX , а второй – для волны $u_b(x, z)$ с противоположным направлением. Для расчета полей $u_f(x, z)$ и $u_b(x, z)$ с учетом сферичности земли и геометрии рельефа используется метод, основанный на вычислении прямого и обратного преобразования Фурье на каждом шаге численного решения [1, 2].

Далее нам необходимо установить связь полученных решений с уравнением радиолокации. В самом общем случае отношение сигнал/шум при обратном рассеянии от земли на дальности x вычисляется следующим образом:

$$q(x) = \frac{P_u G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 K T \Delta f} \sigma_3 \left(\frac{V_f(x)}{x} \right)^4, \quad (4)$$

где P_u – импульсная мощность передатчика, G – коэффициент усиления антенны, λ – длина волны, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Джс/К – постоянная Больцмана, T и Δf – шумовая температура и полоса приемника, $\sigma_3 = \sigma_0 S$ – ЭПР участка земной поверхности в элементе разрешения РЛС (σ_0 и S – удельная ЭПР и площадь элемента разрешения), $V_f(x)$ – множитель ослабления на трассе распространения радиоволн при распространении от источника до рассеивающего участка земной поверхности [2]:

$$V_f(x) = \left| \frac{2\theta_{\max}}{N} u_f(x) \sqrt{\frac{x}{\lambda}} \right|, \quad (5)$$

где N – число узлов сетки на апертуре антенны ($d \cong N \Delta z$), θ_{\max} – граница малоуглового приближения.

Как правило, при решении задач, связанных с распространением радиоволн вблизи земли ограничиваются случаем распространения вперед без учета обратного рассеяния [2, 3]. При этом для радиолокационных расчетов используется величина $\sigma_0 V_f(x)^4$, которая позволяет оценить влияние подстилающей поверхности на отношение сигнал/шум [4]. Умножение $\sigma_0 V_f(x)^4$ на площадь элемента разрешения S дает $\sigma_3 V_f(x)^4$ и, следовательно, оценку отношения сигнал/шум на дальности x при обратном рассеянии от земли. По данным [4], в УКВ диапазоне значения $\sigma_0 V_f(x)^4$ лежат в пределах -80...-20 дБ с наиболее вероятными значениями -65...-50 дБ, максимальная дальность наблюдаемых отражений при стандартных условиях рефракции ограничена радиогоризонтом.

Таким образом, радиолокационные отражения от земной поверхности определяются удельной ЭПР σ_0 и величиной $V_f(x)^4$, полученной при распространении «вперед». Такой подход предполагает, что ослабление в прямом направлении (от РЛС до рассеивающего участка земной поверхности) равно ослаблению в обратном направлении, что не является очевидным. Поэтому при расчетах отношения сигнал/шум вместо $V_f(x)^4$ логично использовать $V_f(x)^2 V_b(x)^2$, где $V_b(x)^2$ соответствует множителю ослабления при рассеянии поля участком земной поверхности в направлении РЛС. Однако такой подход существенно увеличивает время вычислений, поэтому актуальным является вопрос о том, оправданными ли будут эти вычислительные затраты. При использовании модельных представлений о плоской земле можно считать

$$V_f(x)^4 \cong V_f(x)^2 V_b(x)^2, \quad (6)$$

однако в общем случае произвольной геометрии рельефа для подтверждения тождества (6) необходимо выполнить соответствующие расчеты.

Решение задачи обратного рассеяния начнем со случая плоской земли. На рис.2 представлены дистанционные зависимости множителя ослабления, полученные при следующих исходных данных: $\lambda = 1$ м, шаг сетки по высоте и дальности – $\Delta z = 1$ м и $\Delta x = 50$ м, высота подъема апертуры антенны – 10 м, ее ширина – 1 м (т.е., равна шагу Δz по высоте). Верхние кривые на данном рисунке соответствуют распространению волн в одну сторону (вперед или назад), нижние – распространению до рассеивающего участка земли и обратно в направлении излучающей апертуры. Основной вывод, который следует из рис.2, заключается в том, что для модели плоской земли отклонение $V_f(x)^2 V_b(x)^2$ от $V_f(x)^4$ не превышает 1 дБ и оно обусловлено погрешностью численного решения.

Отметим, что в радиолокационном случае (распространение вперед и назад) ослабление вблизи плоской поверхности достигает 75 дБ на дальности 10 км.

На рис.3 приведены результаты расчетов множителя ослабления при обратном рассеянии, в качестве источника выбран элемент плоской поверхности, расположенный на дальности 10 км. Данный рисунок позволяет качественно оценить ослабление рассеянного в обратном направлении поля вблизи земли.

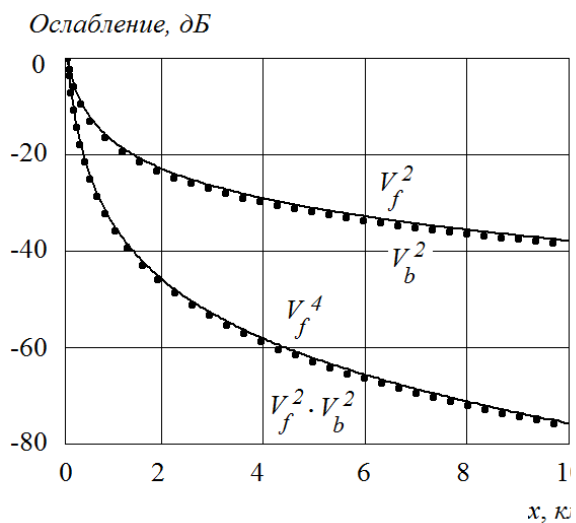


Рис. 2. Множитель ослабления вблизи плоской поверхности. Сплошная линия – без учета обратного рассеяния, пунктир – с учетом обратного рассеяния.

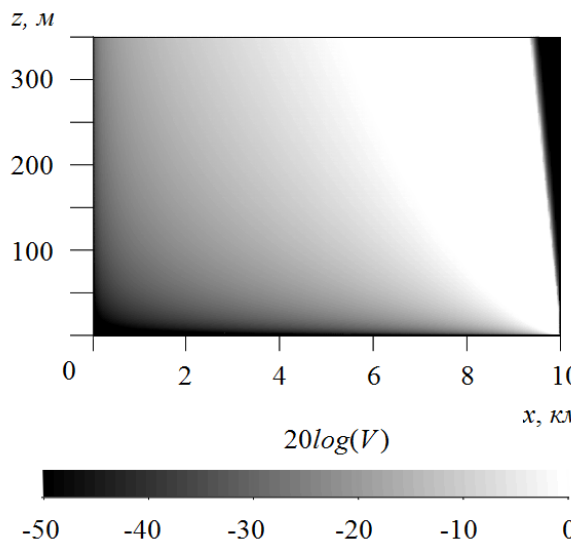


Рис. 3. Рассеяние от участка плоской земли на дальности 10 км.

Далее перейдем к вопросу о вычислении множителя ослабления в прямом и обратном направлении для произвольного профиля земной поверхности. На рис.4 показан исследуемый профиль и дистанционная зависимость множителя ослабления вблизи земли при распространении радиоволн от источника в прямом направлении, на рис.5 – множитель ослабления при распространении вперед и назад. Исходные данные для расчета – те же, что и в предыдущем случае, за исключением шага по дальности, для которого было выбрано значение $\Delta x = 200$ м. Представленные на рис.5 результаты свидетельствуют о том, что для рассматриваемой геометрии рельефа условие (6) выполняется точно так же, как и для плоской земли. Это означает, что при вычислении отношения сигнал/шум можно использовать уравнение (4), т.е. вычислять множитель ослабления только для распространения вперед и не решать трудоемкую в вычислительном отношении задачу обратного рассеяния от земной поверхности. Также отметим еще одну интересную особенность полученных результатов: благодаря тому, что уровень рельефа на трассе распространения изменяется от нуля до 60 м, ослабление на дальности 40 км такое же, как и на дальности 10 км для модели плоской земли.

На рис.6 показано распределение поля обратного рассеяния при условии, что источник (фрагмент профиля рассеивающей поверхности) находится на дальности 20 км от излучающей апертуры, на рис.7 представлены результаты расчетов множителя ослабления при обратном рассеянии. Вертикальное распределение $V_b(x, z)^2$ получено при условии, что источник (рассеивающий участок земной поверхности) находится на дальности x , а положение приемника соответствует значению $x = 0$ м. Светлые вертикальные полосы соответствуют рассеянию от возвышенных участков, темные – зоне радиолокационной тени.

Таким образом, представленные результаты позволяют сделать вывод о том, что при моделировании радиолокационных отражений от земной поверхности решать задачу обратного рассеяния не требуется, поскольку условие (6) оказывается справедливым для произвольной геометрии рельефа.

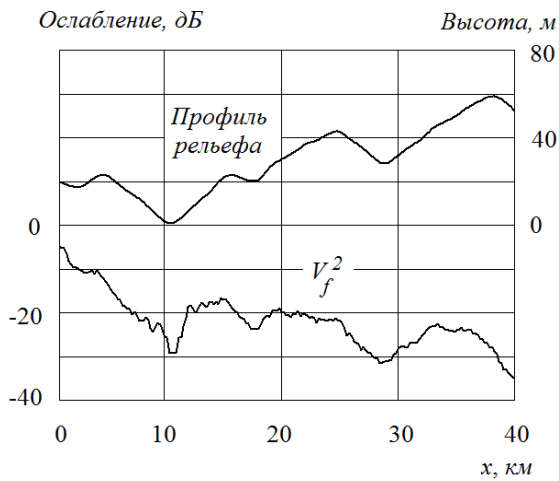


Рис. 4. Профиль рельефа и множитель ослабления вблизи земли.

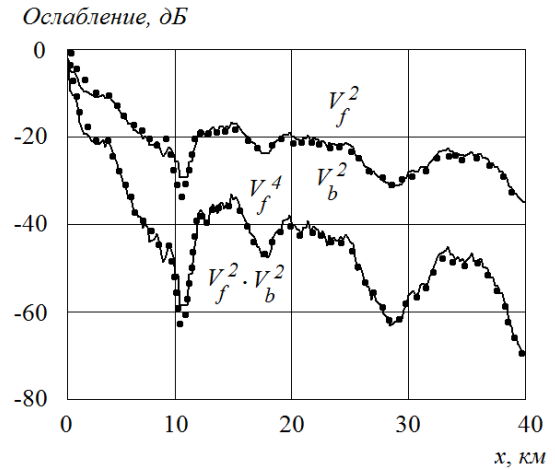


Рис. 5. Множитель ослабления вблизи земли. Сплошная линия – без учета обратного рассеяния, пунктир – с учетом обратного рассеяния.

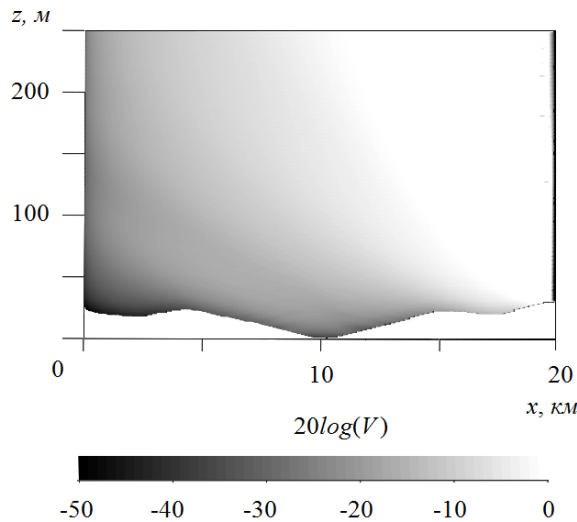


Рис. 6. Рассеяние от участка земли на дальности 20 км.

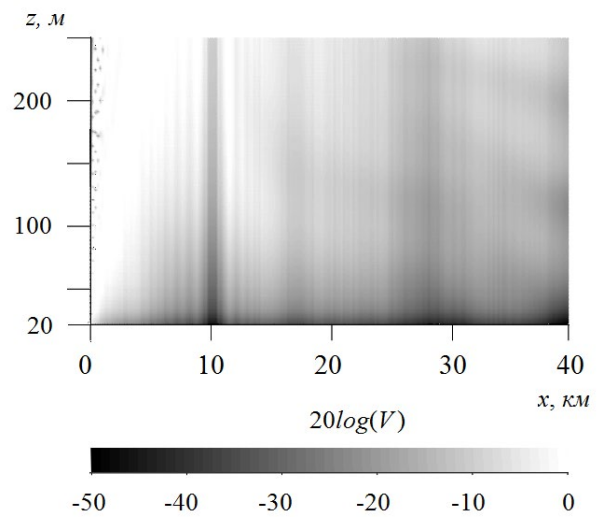


Рис. 7. Множитель ослабления при обратном рассеянии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Levy M.F. Parabolic equation method for electromagnetic wave propagation. London. IEE. 2000. 336 p.
2. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 9. с.72-80.
3. Permyakov V.A., Mikhailov M.S., Malevich E.S. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67. № 4. pp. 1-9.
4. Billingsley J.B. Low-Angle radar land clutter: measurements and empirical models. William Andrew Publishing, Inc. 2002. 703 p.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ СРЕДСТВ СВЯЗИ САНТИМЕТРОВОГО И МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ

Захаров Е.В.¹, Ильинский А.С.¹, Медведев Ю.В.², Перфилов О.Ю.², Самохин А.Б.³,
Скородумов А.И.², Харланов Ю.Я.²

¹ ФГОУ ВПО «Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова»
zspec@cs.msu.su, celd@cs.msu.ru

² ФГБУ «16 Центральный научно-исследовательский испытательный
ордена Красной Звезды институт имени маршала войск связи
А.И. Белова» Министерства обороны Российской Федерации
y.u.medvedev@yandex.ru, perfilov@bk.ru, aivanov29@gmail.com, yury.kharlanov@mail.ru

³ ФГБОУ ВПО «Московский государственный технический университет
радиотехники, электроники и автоматики» МГТУ МИРЭА
absamokhin@yandex.ru

Представлены конструкции диэлектрических линзовых антенн, определены области их применения. Проведено численное исследование энергетических, массогабаритных и аэродинамических параметров диэлектрических линзовых антенн. Показана возможность решения задачи сверхширокоугольного электронного сканирования путем применения диэлектрических линз различных форм. Проведена оценка величины расширения сектора сканирования облучающей антенной решетки купольной линзой. Дана оценка возможности изменения диаграммы сканирования, а также увеличения коэффициента усиления при сканировании в широком секторе углов путем изготовления линзы из феррита. Получены зависимости массы линзы от изменения ее геометрических размеров и показана возможность снижения массы линзы при рациональном их выборе. Получены зависимости коэффициента аэродинамического сопротивления антенны от геометрических параметров линзы и показана возможность его снижения.

Обеспечение устойчивости функционирования средств связи СМВ и ММВ диапазонов подвижных корреспондентов при перемещениях транспортной базы связано с необходимостью высокоскоростного сканирования (изменения положения в пространстве) лучом антенны в полусферическом пространстве, что, в свою очередь, определяется скоростью и амплитудой колебаний транспортной базы (крен, тангаж, рыскание) и ее поворотами относительно корреспондента. Также, антенны должны обладать хорошими аэродинамическими качествами, занимать минимальную площадь (объем) и иметь прочность, близкую к прочности транспортной базы. Традиционное использование зеркальных антенн с механическим сканированием не всегда приемлемо из-за недостаточной скорости сканирования. Кроме того, необходимо применение радиопрозрачных укрытий, выполняющих функции защиты и обтекателя антенны, что увеличивает ее массу и габариты.

Одним из перспективных путей решения задачи сверхширокоугольного электронного сканирования является использование купольных линзовых антенн (КЛА), содержащих плоскую круглую антенную решетку (АР) и купольную рассеивающую диэлектрическую линзу, представляющую собой оболочку в виде купола из однородного диэлектрического материала, с утолщениями к краям (рис. 1) [1].

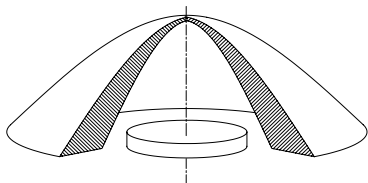


Рис. 1. Диэлектрическая КЛА.

Диэлектрический купол действует по принципу преломляющей призмы и обеспечивает расширение угла сканирования плоской АР, а также позволяет защитить ее от внешних воздействий. Линза обеспечивает работу в достаточно большом диапазоне частот. Выбором геометрических параметров линзы и ее диэлектрической проницаемости возможно расширить сектор эффективного сканирования облучающей АР либо переместить его относительно главного направления (нормали к плоскости АР). В качестве преломляющих поверхностей возможно использование параболических, сферических и других поверхностей вращения. Такая антенна может обеспечить электронное сканирование в полусферическом секторе и более. При использовании высокодобротных диэлектриков толщина линзы может выбираться, исходя из требуемой устойчивости к механическим воздействиям. Линза может быть выполнена низкопрофильной, а изготовление линзы из высокопрочного температуростойкого диэлектрика позволит ей выдерживать значительные механические и тепловые воздействия.

При проектировании КЛА важен выбор требуемой диэлектрической проницаемости ϵ линз. При малых значениях ϵ увеличение сектора сканирования облучающей АР вплоть до полусферы может явиться проблематичным, а излишне большие значения ϵ вызовут значительные отражения от поверхностей линзы и необходимость принятия мер по их снижению. Это является весьма существенным ограничивающим обстоятельством, поскольку достижимый эффективный сектор сканирования плоской АР не превышает величину $\pm 30^\circ \dots 45^\circ$.

Оценку величины расширения сектора сканирования облучающей АР купольной линзой удобно производить при помощи коэффициента увеличения угла сканирования (КУУС) K_s [2], который показывает во сколько раз угол отклонения луча КЛА в направлении максимума ДН при сканировании превышает соответствующий угол отклонения луча облучающей АР:

$$K_s = \frac{\Theta_{\text{КЛА}}}{\Theta_{\text{АР}}}, \quad (1)$$

где $\Theta_{\text{КЛА}}$ и $\Theta_{\text{АР}}$ – углы отклонения купольной линзовой антенны и облучающей АР, соответственно.

Результаты проведенного в приближении геометрической оптики и приближении Кирхгофа [3] расчета зависимости величины коэффициента увеличения угла сканирования K_s от диэлектрической проницаемости ϵ при $tg\delta = 10^{-4}$ для КЛА с линзой, имеющей параболические поверхности и следующие относительные геометрические размеры: $D_0/D_{AP} = 3,0$; $D/D_{AP} = 2,0$; $H/D_{AP} = 1,0$; $h/D_{AP} = 0,9165$; $D_{AP}/\lambda = 40$, где $\lambda = 8$ мм – длина волны в свободном пространстве, представлены на рис. 2 в виде графика. Как видно из рисунка, для выбранных размеров увеличение сектора сканирования в 2 раза и более возможно при значении $\epsilon \geq 10$ для максимального угла сканирования $\Theta_{AP} = 30^\circ$ и $\epsilon \geq 14$ для максимального угла сканирования $\Theta_{AP} = 45^\circ$.

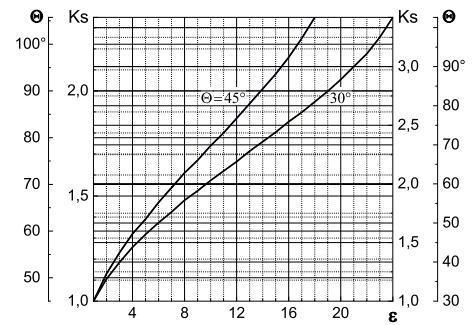


Рис. 2. КУУС КЛА.

К недостаткам КЛА можно отнести то обстоятельство, что расширение сектора сканирования облучающей АР сопровождается снижением коэффициента усиления антенны в сравнении с АР.

Причем при излучении в секторе углов, прилегающих к зениту (в направлении нормали к плоскости АР) снижение КУ может достигать 10...15 дБ и более в зависимости от требуемой характеристики сканирования антенны. Для увеличения КУ в секторе углов, прилегающих к зениту, и снижения массы антенны, купольная линза может быть выполнена усеченной, т.е. вершина диэлектрической линзы удаляется (рис. 3) [4]. В КЛА с усеченной диэлектрической линзой для заданной характеристики сканирования при излучении в

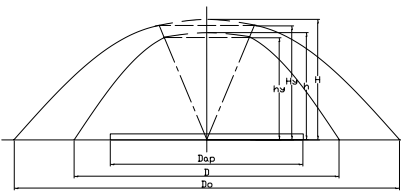


Рис. 3. Усеченная КЛА.

секторе углов, прилегающих к зениту, уменьшения КУ практически не происходит, так как вершина линзы удалена и рассеяние луча в этом направлении отсутствует, кроме того отсутствуют тепловые потери в диэлектрике и отражения от него. При этом антенна имеет меньшую высоту и меньшую массу. Результаты количественной оценки увеличения КУ для КЛА с параболическими поверхностями, характеризуемыми относительными геометрическими размерами, как и при расчетах КУУС и параметрами диэлектрика: $\epsilon = 4$; $tg\delta = 0$ представлены на рис. 4 в виде нормированной зависимости КУ ΔG антенны с усеченной линзой (штрихпунктирная линия) и антенны с полной линзой (сплошная линия) от угла сканирования Θ для случая $H/D_{AP} = 0,8$ (высота усеченной линзы антенны на 20% меньше высоты полной линзы).

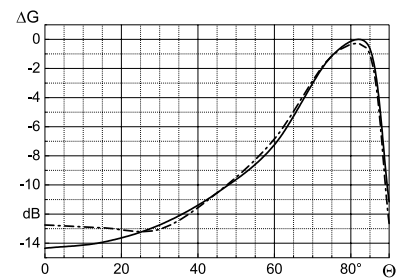


Рис. 4. КУ усеченной КЛА.

Из зависимости видно, что для данных размеров антенны при углах сканирования $\pm 15^\circ$, прилегающих к зениту, КУ антенны с усеченной линзой в среднем на 1,5 дБ больше КУ антенны с полной линзой.

Результаты оценки снижения массы антенны с усеченной линзой представлены на рис. 5. Как видно из рисунка, при уменьшении высоты линзы на 20% за счет ее усечения масса линзы снижается на 5%. Аналогичные результаты получены и для антенн со сферическими поверхностями.

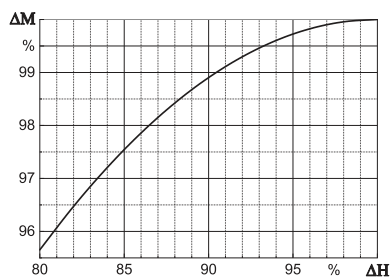


Рис. 5. Масса усеченной КЛА.

Поскольку геометрические размеры линзы и диэлектрическая проницаемость материала, из которого она изготовлена неизменны, такая антенна не позволяет осуществлять изменения диаграммы сканирования. Достичь возможности изменения диаграммы сканирования, а также добиться увеличения КУ КЛА при сканировании в широком секторе углов возможно путем изготовления линзы из феррита, что позволит управлять ее коэффициентом преломления (см. рис. 6) [5]. В данной конструкции АР формирует первичную диаграмму направленности, обеспечивая электрическое сканирование в некотором секторе углов.

Ферритовая линза, представляющую собой оболочку из феррита с утолщениями к краям, играет роль преломляющей призмы, увеличивая сектор сканирования. При пропускании тока через обмотки электромагнита феррит намагничивается, что приводит к изменению его показателя преломления и, следовательно, изменению характеристики сканирования антенны. Результаты оценки возможности изменения диаграммы сканирования и увеличения коэффициента усиления купольной диэлектрической линзовой антенны при сканировании в широком секторе углов приведены на рис. 7 в виде графиков нормированных значений коэффициента усиления ΔG. Расчеты диаграмм сканирования проводились для КЛА с параболическими поверхностями, характеризуемыми такими же относительными геометрическими размерами как и при расчете КУУС и параметрами материала линзы: $tg\delta = 10^{-3}$, коэффициент преломления материала линзы при этом изменялся от $n = 3$ до $n = 4$. Кривая с обозначением $n = 3,0$ соответствует начальной диаграмме сканирования КЛА при отсутствии намагничивания феррита.

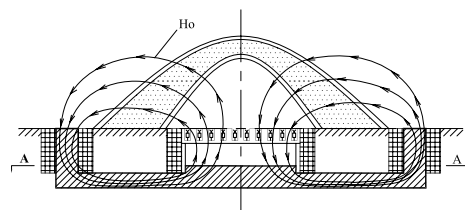


Рис. 6. КЛА с ферритовой линзой.

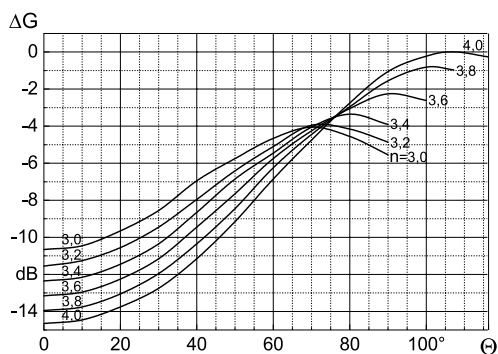


Рис. 7. КУ КЛА с ферритовой линзой.

Остальные кривые соответствуют диаграммам сканирования КЛА при соответствующих значениях коэффициента преломления материала линзы в процессе намагничивания. Как видно из рисунка, изменение коэффициента преломления феррита под воздействием намагничивания приводит к существенным изменениям диаграммы сканирования, сдвигу максимума КУ от угла сканирования 70° до угла сканирования 105° , а увеличение КУ купольной линзовой антенны при одновременном изменении угла сканирования и коэффициента преломления материала линзы достигает 4 дБ.

Существенным ограничением КЛА является то обстоятельство, что ее конструкция, обеспечивая круговое сканирование в азимутальной плоскости позволяет осуществлять сканирование в ограниченных пределах в угломерной плоскости, тогда как многие реальные системы связи и радиолокации диапазонов ММВ и СМВ предполагают функционирование антенн в широком секторе углов в угломерной плоскости вплоть до полусферы и более. Обеспечить расширение сектора сканирования в угломерной плоскости возможно путем применения тороидальных линзовых антенн с электронным сканированием в двух плоскостях [6] (см. рис. 8). Такие антенны имеют однородную тороидальную диэлектрическую линзу, образованную вращением вокруг оси фокусирующего геометрического профиля, и волноводно-щелевой облучатель, состоящий из короткозамкнутого отрезка круглого волновода и переключаемых щелей в волноводе, расположенных вокруг оси вращения, а тороидальная линза антенны образована вращением вокруг оси апланатического фокусирующего геометрического профиля. Открытая щель облучает фокусирующую тороидальную

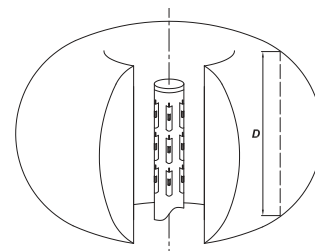


Рис. 8. Тороидальная ЛА.

диэлектрическую линзу, формирующую ДН антенны. Сканирование осуществляется поочередным электронным переключением щелей при помощи переключательных диодов. Недостатком данной антенны является то обстоятельство, что конструкция облучателя, обеспечивая круговое сканирование в азимутальной плоскости, позволяет осуществлять сканирование в пределах, ограниченных числом щелей, соответствующих числу дискретных положений ДН антенны в азимутальной плоскости, и числом рядов щелей, соответствующих числу дискретных положений ДН антенны в угломестной плоскости. В азимутальной плоскости тороидальная линза позволяет осуществить круговое сканирование и практически не влияет на диаграмму направленности ФАР при сканировании, обеспечивая лишь некоторое сужение главного лепестка в этой плоскости [7].

Расширение сектора электрического сканирования лучом тороидальной диэлектрической линзовой антенны вплоть до полного телесного угла возможно путем применения линзовой антенны с электрическим сканированием [8], содержащей однородную объемную диэлектрическую линзу, образованную вращением вокруг оси геометрического профиля, и цилиндрическую фазированную антенную решетку (см. рис. 9). ФАР облучает рассеивающую диэлектрическую линзу и позволяет осуществлять непрерывное сканирование лучом в двух плоскостях посредством изменения условий фазирования ее парциальных излучателей.

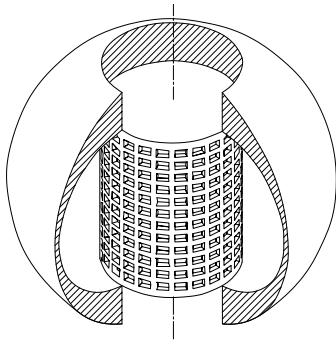


Рис. 9. Объемная ЛА.

Возможность осуществления электрического сканирования в сферическом пространстве позволяет устанавливать данную антенну на мачтах, что требует обеспечения минимального сопротивления ветровым нагрузкам, определяемого аэродинамическим коэффициентом лобового сопротивления, который зависит от геометрических параметров антенны.

Результаты исследования зависимости величины коэффициента лобового сопротивления C_x антенны, содержащей однородную объемную диэлектрическую линзу от изменения ее геометрических параметров представлены на рис. 10. Расчет коэффициента лобового сопротивления антенны под действием аэродинамической нагрузки осуществлялся с использованием твердотельной модели антенны, построенной в системе автоматизированного проектирования «SolidWorks» в натуральную величину. При расчетах считалось, что линза имеет идеально гладкую поверхность. Исходные геометрические параметры линзы выбраны такими же, как и при расчете КУУС. Исследование изменения коэффициента лобового сопротивления антенны C_x при изменении высоты H и внешнего диаметра основания линзы D проводилось в условиях воздействия на антенну движущегося со скоростью 30 м/с воздушного потока, направленного под углом 90° к оси симметрии антенны.

На рис. 11 результаты исследования представлены в виде графиков, отражающих изменение коэффициента лобового сопротивления C_x антенны. Кривые, обозначенные литерой D (сплошная линия) показывают зависимость исследуемого параметра C_x от изменения внешнего диаметра основания линзы, а литерой H (пунктирная линия) – от изменения высоты линзы. Две верхних кривые, на которые указывает литера P отражают изменение C_x для линзы с параболическими поверхностями, а две кривые в нижней части графика, обозначенные литерой S для линзы со сферическими поверхностями. Вдоль вертикальной оси отложены значения безразмерного коэффициента лобового сопротивления C_x антенны (для удобства отображения расчетные значения C_x умножены на десять во второй степени), на горизонтальной оси показаны изменения геометрических параметров линзы в процентах, которые изменялись относительно исходных значений. При проведении расчетов изменялся только один параметр, а остальные сохранялись равными своим исходным значениям.

Как следует из полученных результатов лобовое сопротивление антенны C_x снижается с увеличением высоты и с уменьшением внешнего диаметра линзы. Линза со сферическими поверхностями обладает лучшими аэродинамическими характеристиками, т.е. имеет более низкий C_x . Точки пересечения графиков C_x для H и D в данном случае возможно считать исходными точками

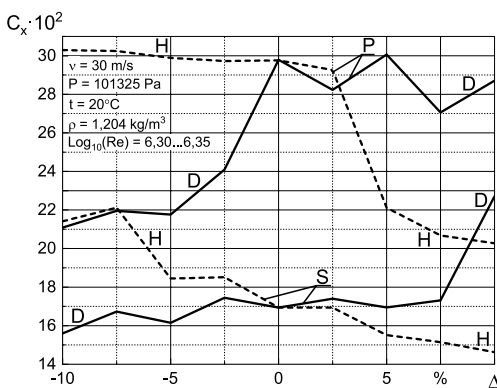


Рис. 10. C_x объемной ЛА.

выбора рациональных значений высоты и внешнего диаметра основания линзы при заданных значениях коэффициента лобового сопротивления C_x . Изменения высоты и внешнего диаметра основания линзы на $\pm 10\%$ относительно исходных значений дают незначительные, на единицы сотых долей, изменения коэффициента лобового сопротивления антенны, свидетельствующие о том, что линза имеет хорошо обтекаемую форму. Значения коэффициента лобового сопротивления $C_x = 0,169$ для линзы со сферическими поверхностями и $C_x = 0,298$ для линзы с параболическими поверхностями, полученные при исходных геометрических размерах линзы говорят о хорошей аэродинамичности антенны.

Применением рассмотренных конструкций диэлектрических линзовых антенн возможно добиться высокоскоростного сверхширокоугольного электрического сканирования в требуемом секторе углов в зависимости от типа применяемой конструкции и обеспечить возможность управления диаграммой сканирования при заданных массогабаритных параметрах и приемлемых аэродинамических характеристиках. Данные антенны могут быть использованы со средствами связи диапазонов СМВ и ММВ подвижных корреспондентов, что позволит обеспечить требуемый энергопотенциал радиолиний для связи в движении при перемещениях транспортной базы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Медведев Ю.В., Харланов Ю.Я. Характеристики купольных линзовых антенн, используемых в мобильных средствах спутниковой и радиорелейной связи в движении диапазонов ММВ и СМВ // Антенны. – М., 2004. – Вып. 2(81). – С. 20 – 25.
2. Бубнов Г.Г., Гольберг Б.Х., Коростышевский Е.Н. и др. Увеличение сектора сканирования антенной решетки с помощью купольной линзы // Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике. М.: Высшая школа, 1983. – Вып. 6. – С. 162 – 168.
3. Кашин С.В. Расчет линз из однородного диэлектрика // Радиотехника. – 1990. – № 1. – С. 87.
4. Патент РФ № 2201021, МКИ 7 Н 01 Q 15/08. Купольная линзовая антенна / Е.В. Захаров, А.С. Ильинский, Ю.В. Медведев, О.Ю. Перфилов, А.Б. Самохин, Ю.Я. Харланов (Россия). – Приор. 04.09.2000; Оpubл. 20.03.2003, Бюл. № 8.
5. Патент РФ № 2214658, МКИ 7 Н 01 Q 15/08. Антенна с управляемой купольной линзой / Н.А. Бей, Е.В. Захаров, А.С. Ильинский, Ю.В. Медведев, Ю.Я. Харланов (Россия). – Приор. 20.03.2002; Оpubл. 20.10.2003, Бюл. № 29.
6. Патент РФ № 2236073, МКИ 7 Н 01 Q 15/08, 19/15. Тороидальная линзовая антенна с электронным сканированием в двух плоскостях / Е.В. Захаров, А.С. Ильинский, Е.И. Скворчевская, Ю.В. Медведев, Ю.Я. Харланов (Россия). – Приор. 11.09.2002; Оpubл. 10.09.2004, Бюл. № 25.
7. Захаров Е.В., Левченко С.Н., Харланов Ю.Я. Исследование и оптимизация характеристик тороидальных линзовых антенн // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43. – № 5. – С. 571 – 573.
8. Патент РФ № 2297698, МКИ Н 01 Q 15/08. Тороидальная линзовая антенна с электрическим сканированием в полном телесном угле / Ю.В. Медведев, А.И. Скородумов, Ю.Я. Харланов (Россия). – Приор. 11.07.2005; Оpubл. 20.04.2007, Бюл. № 11.

УСТАНОВЛЕНИЕ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ OFDM СИГНАЛОВ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦИКЛИЧЕСКОГО ПРОДОЛЖЕНИЯ

Егоров В.В.^{1,2}, Лобов С.А.^{1,2}, Мингалев А.Н.^{1,2}, Тимофеев А.Е.¹

¹ АО «Российский институт мощного радиостроения»

egorovrimr@mail.ru, lsa_rimr@mail.ru, ming@list.ru, timrimr@mail.ru

² Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются алгоритмы установления тактового синхронизма на основе использования математических моделей OFDM сигналов, инвариантных передаваемой информации. Временная позиция, соответствующая установлению синхронизма, определяется путем нахождения экстремума функционала, характеризующего близость теоретической модели и наблюдаемой реализации OFDM сигнала.

Введение

Известные на сегодняшний день алгоритмы установления тактового синхронизма основаны на использовании периодического продолжения информационного сигнала [1], их сущность заключается в вычислении взаимокорреляционной функции двух участков OFDM сигнала, разнесенных на интервал ортогональности. При этом точность синхронизации зависит от длительности периодически продолжаемого участка (циклического префикса). Это часто приводит к неоправданному увеличению длительности посылки, что влечет снижение скорости передачи информации. Авторами были разработаны алгоритмы установления тактового синхронизма для случая наличия в выделенной полосе частот, свободных от передачи информации [2]. Такой подход не требует использования защитного интервала, но неполное использование частотного ресурса приводит к снижению скорости передачи информации.

Целью данной работы является разработка методов установления временного синхронизма, не использующих частотно-временную избыточность. Предлагаемый подход к решению задачи заключается в использовании адекватных математических моделей информационных OFDM сигналов и определении временных позиций, при которых наблюдаемый сигнал в наибольшей степени соответствует его априорному описанию, инвариантному передаваемой информации [3].

Авторегрессионная модель

Широко используемой моделью OFDM сигнала является его представление в частотной и временной областях [4]. Однако такого описания недостаточно для решения задач синхронизации OFDM сигналов без использования циклического продолжения (префикса). Для этого необходимо рассмотреть задачу построения математических моделей, отражающих существенные свойства OFDM сигналов.

Для отсчетов OFDM сигнала, заданного во временной области эквидистантно, математическая модель сигнала может быть представлена в виде авторегрессионного выражения [5]:

$$y_k = - \sum_{l=1}^{2M} y_{k-l} \alpha_l, \quad (1)$$

где M – количество гармоник.

Коэффициенты α_l определяются через характеристический полином вида [6]:

$$H(z) = \prod_{k=1}^M (z^2 - 2 \cos(\omega_k \Delta t) z + 1) = \sum_{l=0}^{2M} \alpha_l z^l, \quad (2)$$

где ω_k – номиналы субчастот, Δt – шаг дискретизации.

Функционал, характеризующий близость авторегрессионной модели OFDM сигнала и его наблюдаемых значений, представляет собой среднеквадратичное отклонение теоретической модели от наблюдаемого сигнала на гипотетическом временном окне.

Установление синхронизма сводится к определению момента времени, в который происходит скачкообразное изменение начальных фаз гармонических составляющих в субканалах OFDM сигнала, а рассогласование модели и наблюдаемого сигнала достигает максимума.

Типичный вид функционала, характеризующего средний квадрат близости наблюдаемых и прогнозируемых значений OFDM сигнала, для различных начальных позиций гипотетического

временного окна на длительности элементарного сигнала, показан на рисунке 1. Максимальное значение этой функции соответствует моменту окончания элементарной посылки. При этом в качестве информационного сигнала использовался OFDM сигнал со следующими параметрами: длительность элементарного сигнала 20 мс, 16 мс – интервал ортогональности, $M = 48$, двухпозиционная OFDM. Отношение сигнал/помеха – 20 дБ. Эквидистантное усреднение проводилось на длительности 8 посылок.

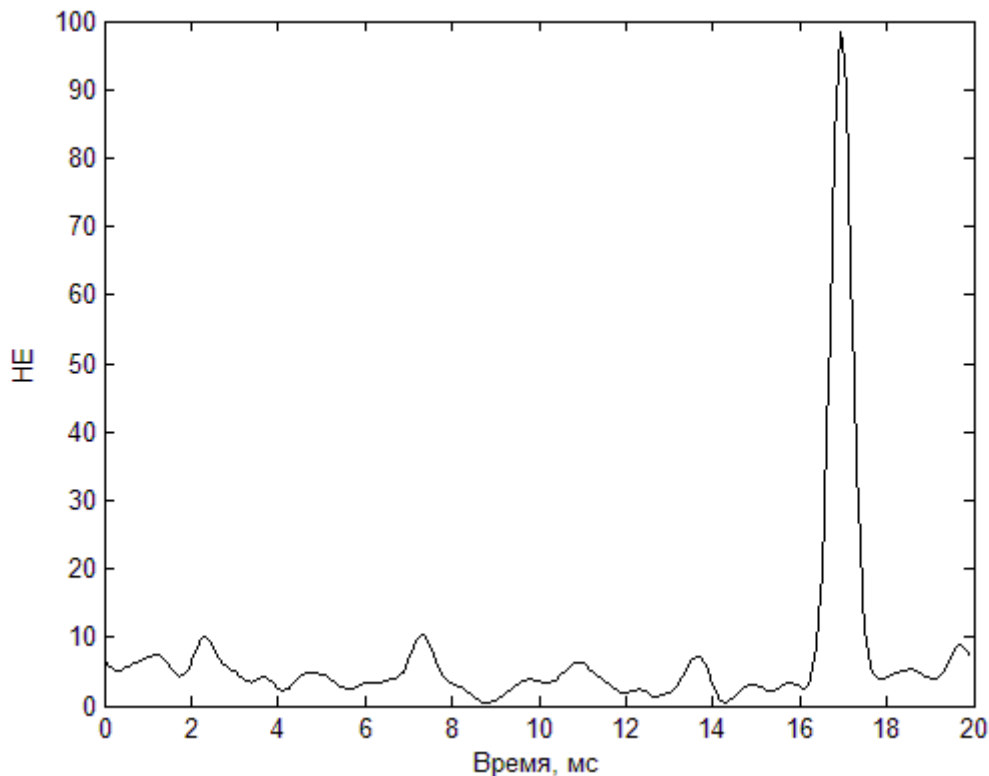


Рис. 1. Зависимость среднего квадрата невязки от позиции временного окна.

Интерполяционная модель

Также, при увеличении частоты дискретизации выше предела Котельникова появляется возможность сравнения полученных избыточных и вычисленных отсчетов путем интерполяции на основе массива отсчетов, полученного с минимально необходимой частотой дискретизации. Выражение для интерполяции мгновенных значений OFDM сигналов имеет вид [7]:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{L-1} S_k \frac{2 \sin(\omega_s(t - k\Delta t))}{L \cdot \tan\left(\frac{\pi}{T}(t - k\Delta t)\right)}, \quad (3)$$

где $L = T/\Delta t$, T – интервал ортогональности, Δt – шаг дискретизации, ω_s – верхняя частота.

Интерполяционное выражение может быть использовано при обработке сигналов для определения соответствия модели сигнала и полученных отсчетов сигнала, что позволяет определять границы временного положения сигнала. Так, при нарушении тактового синхронизма, полученное интерполяционное выражение является неадекватным. Синхронизация с использованием интерполяционной модели требует использования как минимум вдвое большей частоты дискретизации OFDM сигнала, чем необходимо по теореме Котельникова. Четные отсчеты используются в качестве базовой сетки, по которой осуществляется интерполяция нечетных отсчетов. Затем производится вычисление разности измеренных нечетных отсчетов и значений сигналов в эти же моменты времени, вычисленных на основе интерполяционной формулы. При нарушении условия ортогональности интерполяционное выражение становится неадекватным и средний квадрат разности измеренных нечетных отсчетов и их вычисленных значений возрастает. Установление синхронизма сводится к

нахождению положения окна, при котором значение функционала, характеризующего близость измеренных и теоретических значений, становится минимальным.

Типичный вид среднеквадратичного функционала невязки для различных значений частотного рассогласования и начальных позиций гипотетического окна ортогональности на длительности одного элементарного сигнала, полученный в результате вычислительного эксперимента показан на рис. 2. В качестве информационного сигнала использовался OFDM сигнал с параметрами, приведенными выше.

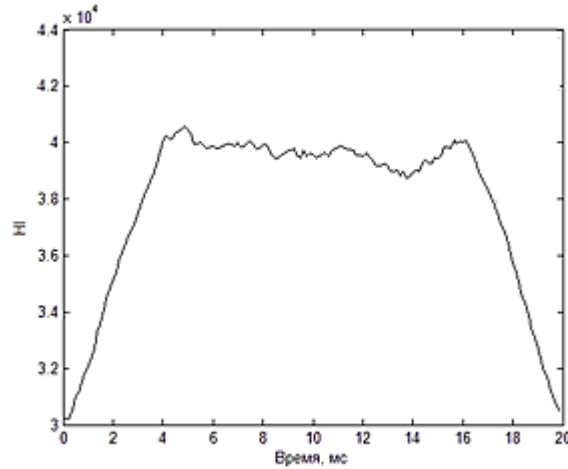


Рис. 2. Зависимость среднего квадрата невязки от позиции временного окна при сглаживании скользящим окном шириной 4 мс.

Анализ зависимости, представленной на рисунке 2, показывает, что интерполяционная модель позволяет достаточно точно устанавливать временной синхронизм в случае, когда весь выделенный частотный ресурс используется для передачи информации.

Модель взаимосвязи текущих спектров

В качестве математической модели OFDM сигнала также может быть использована связь текущих спектров для различных временных позиций [5]. Выражения для k -х комплексных компонентов спектра OFDM сигнала для временных позиций t_1 и t_2 имеют вид:

$$\dot{C}_k(t_1) = \int_{t_1}^{t_1+T} s(t) e^{i\omega_k t} dt, \quad (4)$$

$$\dot{C}_k(t_2) = \int_{t_2}^{t_2+T} s(t) e^{i\omega_k t} dt, \quad (5)$$

Если на временном интервале $[\min(t_1, t_2), \min(t_1, t_2) + \text{abs}(t_2 - t_1) + T]$ модель наблюдаемого сигнала не претерпела изменений и удовлетворяет представлению (3), то векторы текущих спектров сигнала для различных временных позиций связаны между собой соотношением:

$$\bar{C}(t_1) = P \bar{C}(t_2), \quad (6)$$

где $\bar{C}(t_1)$ и $\bar{C}(t_2)$ – комплексные векторы текущего спектра OFDM сигнала для временных позиций t_1 и t_2 ;

P – матрица связи, представляющая собой диагональную матрицу с элементами $P_{kl} = \exp(-i\omega_k(t_2 - t_1)) \delta_{kl}$; δ_{kl} – символ Кронекера.

Синхронизация осуществляется путем сравнения текущего спектра, вычисленного прямым методом для каждого дискретного момента времени, и его прогнозируемого значения, вычисленного по спектру в предыдущий момент времени путем определения эвклидовой нормы их разности:

$$HC(\delta\omega, k_0) = \sum_{k=0}^{N-1} \left| \dot{c}_k(k_0) - \hat{c}_k(k_0 | k_0 - 1) \right|^2, \quad (7)$$

где $\dot{c}_k(k_0)$ – текущее значение k -й компоненты спектра и $\hat{c}_k(k_0 | k_0 - 1)$ – прогнозируемое значение спектра в момент времени k_0 по позиции временного окна, соответствующего моменту $k_0 - 1$, для

каждого момента времени является контрастной функцией качества установления частотно-временного синхронизма.

Вид функции невязки для различных значений начальных позиций гипотетического окна ортогональности на длительности одного элементарного сигнала аналогичен, представленному на рисунке 2.

Выводы

Разработанные методы установления тактового синхронизма без использования циклического продолжения OFDM сигнала прошли апробацию на реальных радиотрассах и показали характеристики точности, аналогичные методам, основанным на использовании защитного интервала. Использование методов тактовой синхронизации без циклического продолжения информационной части позволяет снизить длительность защитного интервала, обычно используемого в OFDM системах передачи данных, до значений, необходимых для борьбы с межсимвольной интерференцией.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шахтарин Б.И., Сизых В.В., Сидоркина Ю.А. и др. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации – М. : Горячая линия – Телеком, 2011.– 278 с.
2. Егоров В.В., Тимофеев А.Е. Установление частотно-временной синхронизации в многочастотных КВ-системах передачи данных // Электросвязь. – 2013. – № 7. – С. 41-44.
3. Конторов Д.С., Конторов М.Д., Слока В.К. Радиоинформатика – М.: Радио и связь, 1993. – 296 с.
4. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов – М. : Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
5. Егоров В. В. Математические модели OFDM сигналов и их применение // Сборник трудов 19-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2017», Москва, 29-31 марта 2017. – Т. 1. – С. 225-229.
6. Ивахненко А.Г., Юрчаковский Ю.П. Моделирование сложных систем по экспериментальным данным – М. : Радио и связь, 1987. – 120 с.
7. Егоров В.В. Интерполяция сигналов OFDM на конечном интервале // Сборник трудов VII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 25-27 ноября 2013. – М. : ИРЭ им.В. А. Котельникова РАН, 2013. – С. 61-62.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ ПРЯМОХАОТИЧЕСКАЯ ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ

Дмитриев А.С.¹, Мохсени Т.И.¹, Сьерра-Теран К.М.²

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельников РАН

² Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
chaos@cplire.ru

В работе исследуется схема относительной передачи данных, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. В схеме используются элементы задержки малой длительности, что упрощает практическую реализацию схемы в микроволновом диапазоне частот по сравнению с известными аналогами. Проводится компьютерное моделирование процесса передачи.

Введение

Работы по использованию динамического хаоса для передачи информации, в частности беспроводной передачи информации ведутся как минимум с начала 90-х годов двадцатого века. Кроме общего и давнего интереса к системам связи с использованием шумовых и шумоподобных сигналов [1-2], в динамическом хаосе исследователей привлекло такое явление как хаотическая синхронизация [3]. Однако довольно быстро выяснилось, что предложенные схемы значительно более чувствительны к шумам, искажениям в канале, чем традиционные схемы передачи, использующие регулярные сигналы. Поэтому были предприняты попытки использования динамического хаоса для передачи информации без использования явления хаотической синхронизации.

В первую очередь они были связаны с использованием относительных способов передачи. К тому времени эти методы были хорошо известны, в том числе для шумовых и шумоподобных сигналов (см., например, [1]). Однако хаотические сигналы «вдохнули» в них новую жизнь. Наиболее популярной стала схема относительной хаотической манипуляции (DCSK - Differential Chaotic Shift Keying), предложенная в работах [4,5]. В DCSK при передаче каждый двоичный информационный символ с длительностью T_b представляется в виде двух фрагментов хаотического сигнала с продолжительностью $T_b/2$ каждый, при этом второй фрагмент хаотического сигнала является либо копией первого, либо его инвертированной копией. Первый фрагмент выступает в качестве опорного, второй фрагмент несет информацию. Последовательность таких пар хаотических фрагментов передается в канал связи. В приемнике двоичный информационный символ для каждой пары переданных фрагментов хаотического сигнала определяется путем сравнения результата корреляции второго фрагмента хаотического сигнала из пары и первого фрагмента с нулевым порогом. Результат корреляции больше нуля (первый и второй фрагменты хаотического сигнала в паре совпадают), соответствует передаче «1», результат корреляции меньше нуля (второй фрагмент хаотического сигнала в паре инвертирован по отношению к первому) соответствует передаче «0». Чтобы получить идентичные фрагменты хаотического сигнала, служащие в качестве опорного и несущего информацию при передаче, используется задержка сигнала равная половине времени продолжительности бита. При физической реализации схемы связи, использующей метод модуляции DCSK, блоки модуляции и демодуляции, отвечающие за задержку сигнала, будут иметь тракт с эквивалентной длиной $CT_b/2$, где C – скорость света. Соответственно, при длительности задержки порядка микросекунды, необходимая длина тракта для задержки сигнала будет составлять около 300 м. Такие требования значительно усложняют реализацию компактных систем связи, использующих DCSK и аналоговые хаотические сигналы. Потенциальным решением проблемы больших задержек является переход к цифровым методам формирования фрагментов хаотического сигнала. Однако в этом случае вступают в силу серьезные ограничения по возможной максимальной скорости передачи.

Еще две схемы с относительной передачей: схема манипуляции с корреляционной задержкой (Correlation Delay Shift Keying - CDSK) и схема симметричной хаотической манипуляции (Symmetric Chaos Shift Keying - SCSK) были предложены и проанализированы в работе [6]. Но, как показали авторы, характеристики этих схем оказались на 2-3 дБ хуже в каналах с белым шумом, чем у схемы DCSK и особого интереса к ним в дальнейшем не наблюдалось.

Следует отметить, что техника генерации хаоса в микроволновом диапазоне, а также ряд других критических элементов необходимых для создания беспроводных средств коммуникаций были уже в

значительной степени готовы к появлению практически реализуемых схем [7]. Такая схема была предложена в 2000 году [8-10]. Это была прямохаотическая схема связи (ПХСС), использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной и используемой схемой беспроводной связи на основе динамического хаоса. Кроме того, она играет важную роль в развитии сверхширокополосных средств беспроводной связи [11, 12] и в сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетях различного назначения.

В данной работе анализируется прямохаотическая схема относительной передачи, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, в которой отсутствует проблема создания задержек большой длительности

Прямохаотическая относительная схема передачи данных

В исходной прямохаотической схеме связи [8-10] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие – передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии эффектов многолучевого распространения.

В рассматриваемой схеме для передачи информации также использован поток хаотических радиоимпульсов с защитными паузами между ними. Однако при этом используется другая (относительная) модуляция импульсов информационными сигналами.

Перед тем, как перейти к описанию схемы передачи, отметим, что в реальных прямохаотических средствах связи используются хаотические радиоимпульсы с большой базой $B = 2\Delta F\Delta T$ или коэффициентом процессинга $K = \Delta F\Delta T$, где ΔF – полоса несущего информацию сигнала, а ΔT – его длительность. Обычно база имеет величину 100 и более. Это означает, что время автокорреляции хаотических радиоимпульсов мало и составляет незначительную часть от их длительности. Если, например, использовать сверхширокополосные хаотические сигналы в микроволновом диапазоне частот, то при полосе несущего сигнала 2 ГГц (рис. 1), время его автокорреляции составляет единицы наносекунд (рис. 2). Сдвинутый на такой или больший интервал времени хаотический сигнал будет практически ортогонален исходному сигналу. Задержки с подобными временами запаздывания легко и компактно реализуются, например, с помощью тонких микроволновых кабелей с длиной в несколько десятков сантиметров.



Рис. 1. Спектр мощности хаотического сигнала источника.

Рис. 2. Автокорреляционная функция хаотического сигнала источника.

Структура системы передачи показана на рис. 3, 4. Передатчик системы (рис. 3) состоит из источника хаотических радиоимпульсов (ИХР), делителя (Д), модулятора (М), управляемого внешним информационным сигналом, задержки на время на время τ , превышающее время автокорреляции сигнала (З), сумматора (С) и передающей антенны. Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью T_I , промежутки между импульсами - защитные интервалы имеют длительность T_3 . Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита T_B . Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает

в два канала. В первом канале он модулируется информационным сигналом путем умножения на ± 1 , а во втором канале задерживается на время τ . Умножение на $+1$ соответствует передаче «1», умножение на -1 - передаче «0». После этого сигналы суммируются, суммарный сигнал усиливается, поступает в антенну и излучается.

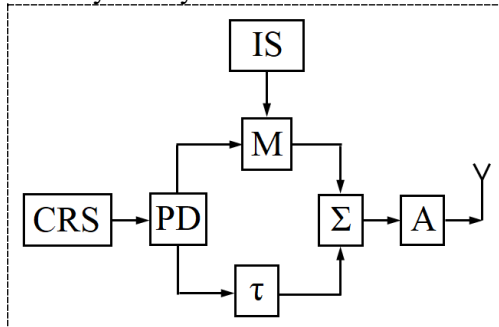


Рис. 3. Структура передатчика: CRS – источник хаотических радиоимпульсов; PD – делитель; IS – информационная последовательность; M – модулятор; τ – задержка; Σ – сумматор; A – усилитель.

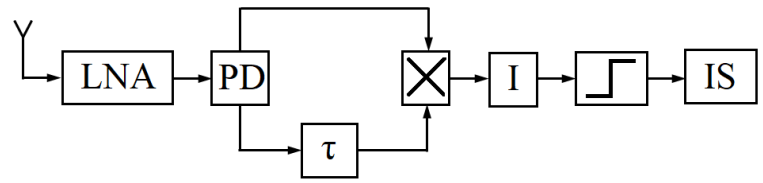


Рис. 4. Структура приемника: LNA – малошумящий усилитель; PD – делитель; τ – задержка; \times – перемножитель; I – интегратор; \square – пороговое устройство; IS – информационная последовательность.

Приемник системы (рис. 4) состоит из антенны (А), малошумящего усилителя (МШУ), делителя (Д), задержки (З) на время τ , перемножителя (П): интегратора (И) и порогового устройства (ПУ). Принятый антенной сигнал усиливается до нужного уровня в МШУ, делится пополам и попадает в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производится, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживается на время τ после чего также поступает на перемножитель. Заметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель равна $T_{И}$. Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется в течение времени $T_{И}$. Затем сигнал поступает на пороговое устройство с нулевым порогом. Если поступивший сигнал больше нуля, то пороговое устройство фиксирует прием «1», если же он меньше нуля, то фиксируется прием «0».

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (мы должны индексировать их, поскольку, в силу хаотичности, они все разные); $\alpha_k \in \{-1, 1\}$ – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = (\alpha_k \cdot S_k(t) + S_k(t - \tau))/2. \quad (1)$$

В приемнике, при отсутствии шумов, импульс на выходе блока перемножения, соответствующий k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид:

$$Z_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt \right] / 4 + \theta_k(t), \quad (2)$$

$$\theta_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4. \quad (3)$$

Составляющая $\theta_k(t)$ сигнала (2) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки τ превышает время автокорреляции, все компоненты $\theta_k(t)$ будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (2), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак α_k («+» или «-») определяет и знак $Z_k(t)$.

Результаты моделирования

Моделирование системы передачи проводилось для импульсов с коэффициентом процессинга $K = 10$. Типичные результаты моделирования представлены на рис. 5.

Генератор формирует поток хаотических радиоимпульсов со скважностью два (рис. 5а). Поток поступает на делитель мощности пополам. Сигнал с первого выхода делителя перемножается с входным двоичным информационным сигналом (рис. 5б). Таким образом, в зависимости от передаваемого информационного символа хаотический импульс проходит без изменений («1») или

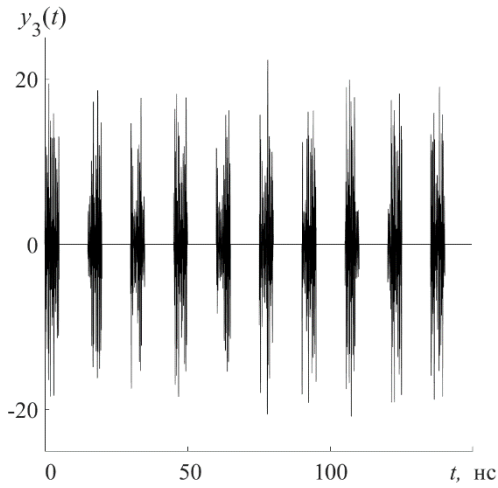


Рис. 5а. Поток хаотических радиоимпульсов на выходе CRS.

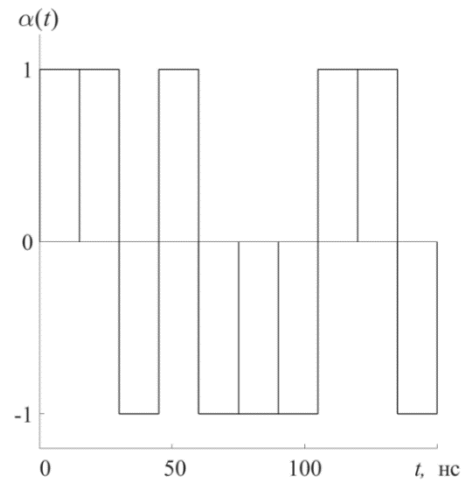


Рис. 5б. Входная модулирующая двухуровневая последовательность.

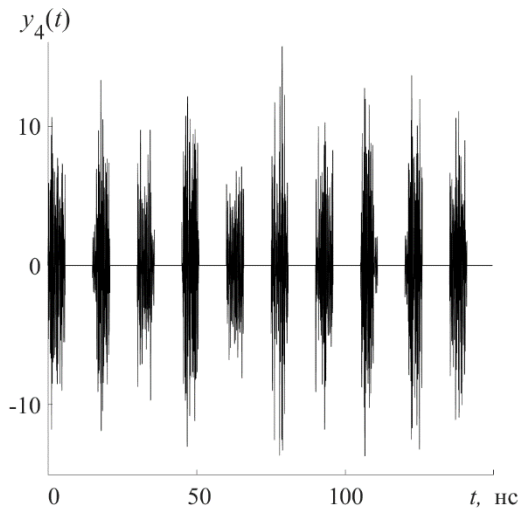


Рис. 5в. Сигнал на выходе сумматора.

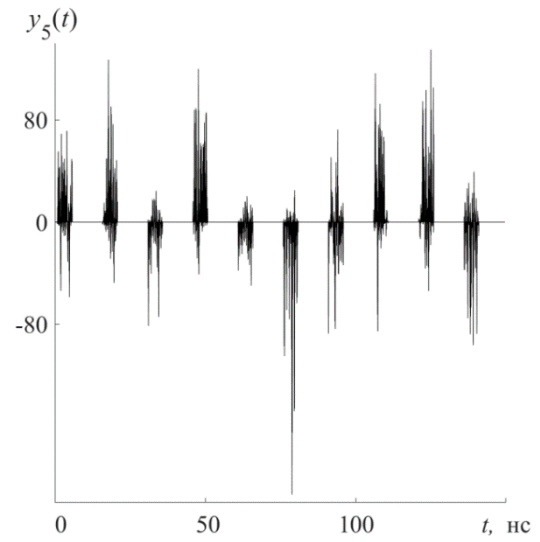


Рис. 5г. Сигнал на выходе перемножителя.

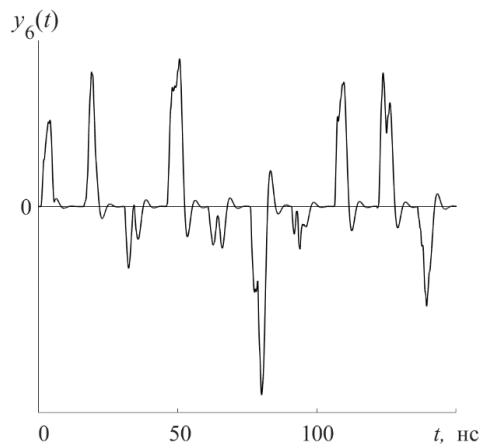


Рис. 5д. Сигнал на выходе интегратора.

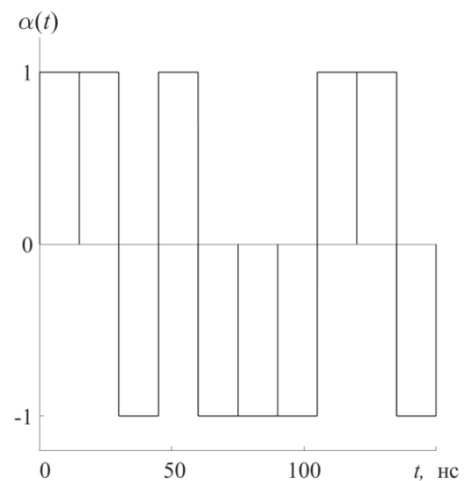


Рис. 5е. Выходная информационная двухуровневая последовательность.

инвертируется («0»). Сигнал со второго выхода делителя поступает на блок задержки. Сигнал с выхода сумматора показан рис. 5в.

В приемнике сигнал, полученный из эфира, поступает в делитель мощности пополам. Сигнал с нижнего выхода делителя подается на блок задержки на время τ . Сигнал с верхнего выхода делителя без изменений подается на умножитель, где осуществляется его перемножение с сигналом с выхода блока задержки. После перемножения полученный сигнал (рис. 5г) поступает на интегратор. В результате интегрирования получается сигнал, типичный вид которого показан на рис. 5д. Он содержит импульсы огибающей положительной и отрицательной полярности и интервалы между ними. Импульсы соответствуют передаваемым информационным битам: положительные «1», отрицательные «0». Затем сигнал поступает на блок принятия решения, где осуществляется сравнение сигнала с нулевым порогом. По знаку определяется выходной двоичный информационный символ (рис. 5е).

Заключение

Рассмотренная в работе схема передачи информации, использующая в качестве носителя информации хаотические радиопульсы, относится к классу схем с относительной передачей. В отличие от популярной схемы DCSK в прямохаотической относительной схеме используются задержки значительно меньшей длительности, что облегчает ее практическую реализацию в микроволновом диапазоне частот. Например, требуемые для схемы задержки при полосе сигнала 1 ГГц и составляют 1-2 наносекунды, и могут быть выполнены отрезках современных кабелей длиной до 50 см.

Следует отметить, что в схеме даже при отсутствии внешних помех вероятность ошибки на принимаемый бит не равна нулю, а стремится к некоторому пределу. Это вызвано помехой, обусловленной задержанными относительно друг друга компонентами полезного сигнала. Однако при достаточно больших базах (начиная с 50) этот фактор уже практически не сказывается на свойствах системы, а именно такие базы сигналов и представляют интерес для практических приложений.

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами / – М.: Советское радио, 1969.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / – М.: Радио и связь, 1985.
3. Pecora L.M., Carroll T.L. Synchronization in Chaotic systems // *Phys. Rev. Lett.* 1990. V. 64. № 8. P. 821.
4. Kolumban G., Kennedy M. The role of synchronization in digital communications using chaos – Part I: Fundamentals of digital communications // *IEEE Trans. Circuits and Systems.* 1997. V. 44. № 10. P. 927.
5. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication // in *Proc. NDES'96.* 1996, P. 87-92.
6. Sushchik M., Tsirning L.S., Volkovskii A.R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos // *IEEE Trans. Circuits and Systems.* 2000. V. 47. № 12. P. 1684.
7. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др. Перспективы создания прямо хаотических систем связи в радио- и СВЧ- диапазонах // *Радиотехника.* 2000. № 3, С. 9.
8. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Патент РФ № 2185032. 2000.
9. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О. Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // *РЭ.* 2001. – Т. 46. № 2. С. 224.
10. Dmitriev A.S., Kyarginsky B. Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 2003. V. 13. № 6. P. 1495.
11. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В. и др. Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // *РЭ.* 2008. – Т. 53. № 4. С. 1278.
12. Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Герасимов М.Ю., Рыжов А.И. Сверхширокополосные беспроводные нательные сенсорные сети // *РЭ.* 2013. – Т. 58. № 12. С. 1160.

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ: ИСТОЧНИК И ПРИМНИК РАДИОСВЕТА

Дмитриев А. С.¹, Ицков В. В.¹, Петросян М. М.^{1,2}, Попов М. Г.^{1,2}, Рыжов А. И.¹

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

chaos@cplire.com

²Московский физико-технический институт (государственный университет)

chaos@cplire.com

В этой работе производится анализ экспериментально полученных изображений в радиодиапазоне. В качестве источников освещения применяются несколько ламп на основе сверхширокополосных хаотических генераторов. Пространственные изображения получаются путем сканирования исследуемой области антенной с узкой диаграммой направленности. В качестве объектов наблюдения используются предметы, обладающие различными электромагнитными свойствами. Демонстрируется, что предложенный метод получения изображений позволяет регистрировать освещенные искусственными источниками объекты. Произведены эксперименты, позволяющие оценить разрешающую способность системы.

Введение

Характерной чертой электромагнитного излучения видимого света (например, солнечного) является его некогерентность и шумовой характер, что позволяет глазу получать изображение окружающего мира без эффектов интерференции, присущих когерентному излучению. Некогерентность свойственна излучению тепловых источников и в других участках электромагнитного спектра, в том числе микроволнового и радиодиапазона («радиосвет»).

В работах [1-3] были предложены компактные простые искусственные источники радиосвета на основе динамического хаоса микроволнового диапазона. Они позволяют освещать отдельные области пространства, однако для получения информации о них нужно иметь приборы для приема радиосвета. Исследования в этом направлении привели к созданию ячейки приемника радиосвета [4, 5]. Эти приёмники совместно с наличием компактных источников радиосвета позволили перейти к изучению радиосветовых полей в закрытых помещениях [6]. Данная работа посвящена исследованию изображения освещенности помещений при наличии нескольких источников радиосвета и экспериментальной оценке разрешающей способности системы построения изображений.

Экспериментальный комплекс

Экспериментальный комплекс включал в себя: источники радиосвета на основе динамического хаоса с диапазоном излучения 3.0-5.0 ГГц и мощностью излучения 2 мВт каждый; чувствительный элемент приемника радиосвета [4, 5] и параболическую антенну с рупорным СШП-облучателем (2.0-7.0 ГГц, ширина диаграммы направленности составляет около 10° в горизонтальной и вертикальной плоскостях) [7], вместе образующие приемник радиосвета с пространственным разрешением; персональный компьютер (ПК) с программным обеспечением (ПО) для приемника радиосвета.

Пространственную картину освещенной радиосветом области создавали путем сканирования луча антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях, измеряя значения мощности приходящего сигнала на приёмник в зависимости от угла поворота антенны в азимутальной плоскости (угол φ) и в плоскости угла места (угол θ), при этом область сканирования определялась геометрическими размерами интересующих объектов.

Изображение зала в радиосвете

На рис. 1 представлена фотография конференц-зала и размещение оборудования при проведении измерений: приемное устройство, лампы радиосвета (6 шт), размещенные в стандартных патронах осветительных люстр (по одной лампе радиосвета на люстре) и объекты для исследования. Приемное устройство с направленной антенной при проведении большинства экспериментов было размещено в противоположной от сцены части зала. Источники радиосвета включали или группами (по два и три устройства), или все одновременно.

Для получения изображения в радиосвете производилось сканирование луча антенны в горизонтальной плоскости с шагом 2° и в вертикальной плоскости с шагом в 2.5°.

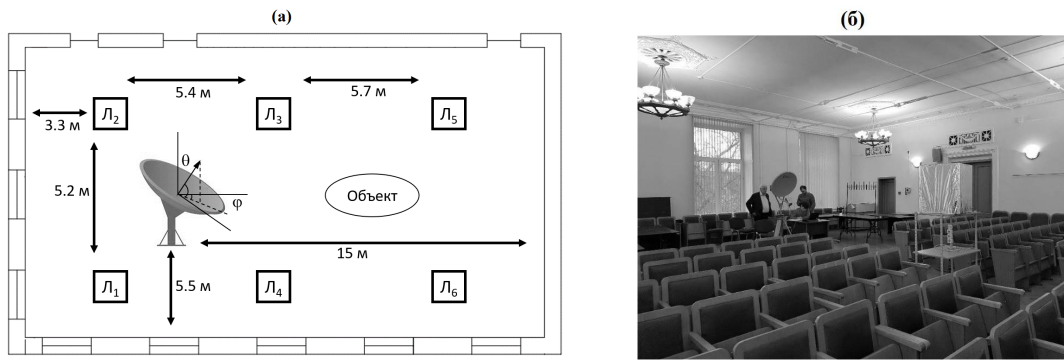


Рис. 1. Схема проведения экспериментов (а) и фото конференц-зала (б); Л1-Л6 – лампы радиосвета.

При выключенных лампах радиосвета освещенность зала колебалась от -83 до -60 дБм, при этом наблюдается достаточно большая неравномерность фона по направлению.

Далее зал осветили шестью источниками радиосвета, расположенными в люстрах над полом, на высоте примерно 3 м. На рис. 2а показано изображение зала, полученное в этом случае при измерении приемником с направленной антенной интенсивности принимаемого излучения в диапазоне углов $-50^\circ \dots +50^\circ$ с шагом 2° по азимуту, и -10° по $+15^\circ$ с шагом 2.5° по углу места.

На рис. 2а отчетливо видны изображения четырех ламп радиосвета, находящихся перед антенной. Это подтверждает наложение изображения в радиосвете на фотоизображение рис. 2б.

На рис. 2 также видно, что лампы радиосвета создали световые «облака» вокруг люстр. Мощность, отображаемая в пикселях рисунка, варьируется от -18 до -35 дБм от центра до границы «облаков», создаваемых лампами радиосвета. В остальных точках изображения интенсивность освещения оказалась достаточно равномерной и варьировалась в диапазоне $-40 \dots -38$ дБм.

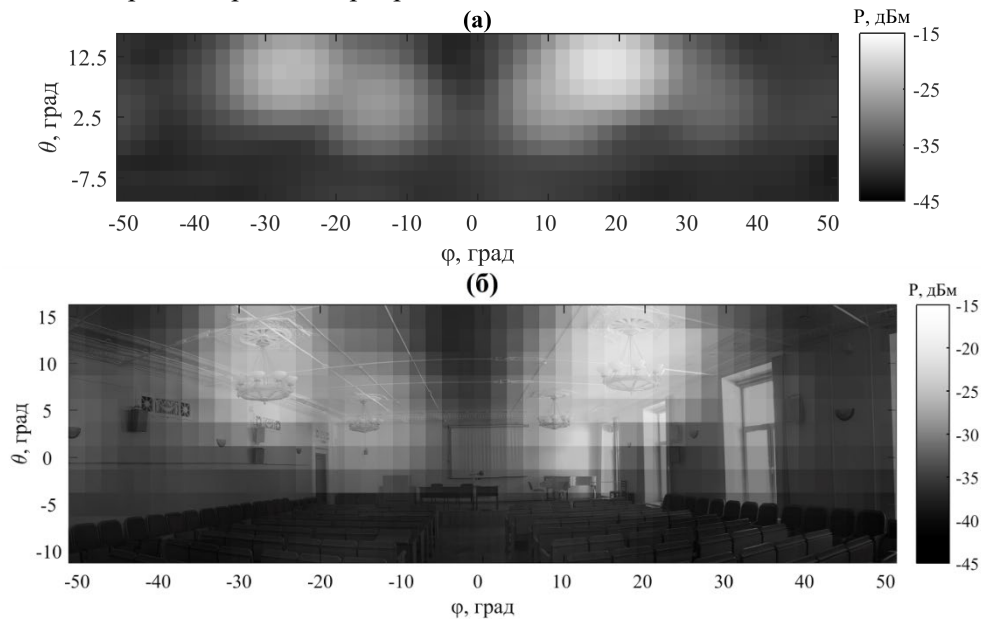


Рис. 2. Изображение зала, освещенного лампами радиосвета (а); наложение радиоизображения на фотографию (б).

Важным моментом является то, что при включенных лампах освещенность вырастает в среднем более чем на 30 дБ по отношению к фоновому уровню, и можно с уверенностью говорить о том, что помещение достаточно ярко освещено радиосветом. При этом вне окрестности люстр в зале обеспечено достаточно равномерное освещение. Это позволяет перейти к экспериментам по исследованию характеристик радиоизображений объектов с разными электромагнитными свойствами.

Изображение компактных объектов

Первый эксперимент проводился, чтобы выяснить, как поменяется освещенность локальной области при появлении в ней металлического куба.

При проведении этого эксперимента на поверхности куба были созданы нерегулярные шероховатости с характерными размерами порядка средней длины волны радиосвета, чтобы падающие от источников лучи диффузно рассеивались (рис. 3).



Рис. 3. Эксперимент с кубом с шероховатой поверхностью.

Результаты экспериментов показаны на рис. 4.

Эксперименты продемонстрировали, что добавка рассеянного излучения от поверхности куба оказалась достаточной, чтобы обнаружить наличие куба на рис. 4б относительно фона на рис. 4а даже без дополнительной обработки. Появление куба увеличило сигнал на выходе приемника по отношению к фоновому на 2...5 дБ.

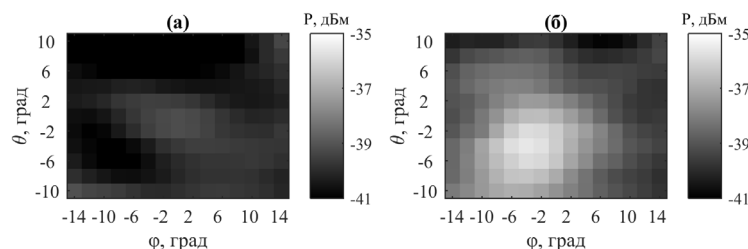


Рис. 4. Куб с шероховатой поверхностью: а) фоновое изображение от ламп; б) изображение куба с шероховатой поверхностью в радиосвете при его расположении перед антенной на расстоянии 2 м;

Для выяснения возможности наблюдения в радиосвете объектов из диэлектрика и поглощающих материалов использовались кювета с водой. Кювету, наполненную водой, располагали на расстоянии 2 м от принимающей антенны. Объект исследования не являлся отражающим и обладал высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 81$.

Уровень принимаемого излучения с направления размещения кюветы оказался ниже, чем при ее отсутствии. Динамический диапазон разностного сигнала (контрастность) составил около 3 дБ (рис. 5). Наличие кюветы с водой фиксируется только на разностном изображении.

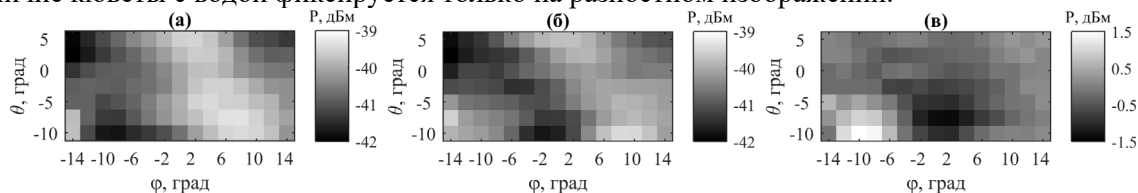


Рис. 5. Изображения кюветы с водой в радиосвете: а) фоновое изображение (кювета отсутствует), б) изображение с кюветой, в) разностное изображение.

Далее была проведена серия экспериментов для выяснения возможности наблюдения в радиосвете различных объектов за препятствиями (например, стенами зданий) были проведены эксперименты по получению изображений объектов, располагавшихся за стеной относительно приёмника.

В экспериментах принимающая антенна была расположена в конференц-зале на расстоянии 1 м от стены, смежной с коридором, а наблюдаемый объект находился с противоположной стороны стены, в коридоре, на расстоянии 2 м и там же находилась лампа радиосвета на уровне пола, в то время как объект - на высоте около 1.5 м от пола. Это было сделано для того, чтобы иметь возможность осветить исследуемый объект и при этом не засвечивать приемную антенну прямым лучом от лампы.

Ранее в работах [4, 5] было установлено, что при распространении хаотического СШП-сигнала через такую стену имеется дополнительное затухание сигнала в 6...8 дБ.

В качестве объекта эксперимента по получению изображения объекта, находящегося за стеной, был выбран куб с диффузно отражающей поверхностью, для которого в предыдущих экспериментах была установлена высокая степень контрастности изображения относительно фона.

Сначала было получено изображение фонового излучения в коридоре (место расположения объекта) с включенной лампой радиосвета (рис. 6а).

Уровень фонового излучения здесь составил около -53...-60 дБм, в то время как аналогичное измерение фонового излучения в конференц-зале составило -38...-40 дБм.

Далее было получено изображение куба (рис. 6б). На изображении отчетливо видны границы куба. Динамический диапазон яркости пикселей на изображении ~15 дБ. Сравнивая эту картину с изображением на рис. 10а, можно наблюдать усиление принимаемого сигнала в области нахождения куба на 10-12 дБ.

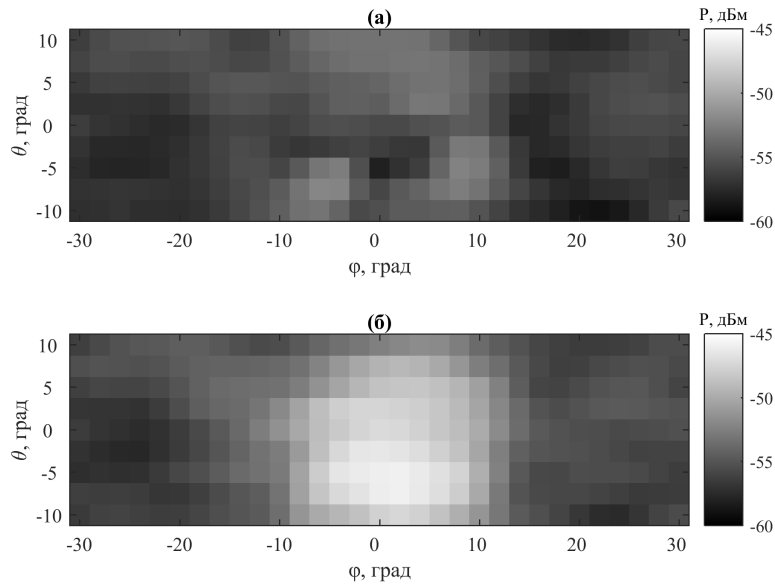


Рис. 6. Фоновое изображение коридора в радиосвете (а), изображение куба за стеной в радиосвете (б),

Сравнение изображения куба за стенкой и в зале показывает, что контрасты изображений между областью куба и прилегающей непосредственно к нему областью на обоих изображениях примерно одинаковы и составляют 6...8 дБ, несмотря на разницу в средней освещенности сцен в зале и при наличии стены примерно на 10 дБ.

Разрешающая способность

Для оценки разрешающей способности системы построения изображений было решено получить картины двух диффузно рассеивающих поверхностей из фольги с размерами 50x50 см² (рис. 7), варьируя расстояние между ними, причем расстояние от антенны до поверхностей объектов составляет 3м. Оценка разрешающей способности производилась путем сближения двух объектов на фиксированные расстояния (80 см, 60 см, 40 см, 20 см) и получения картины этих объектов в радиосвете. Далее производилась оценка возможности обнаружения двух объектов в сканируемой области.

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что разрешающая способность системы построения изображений составляет порядка 40 см.

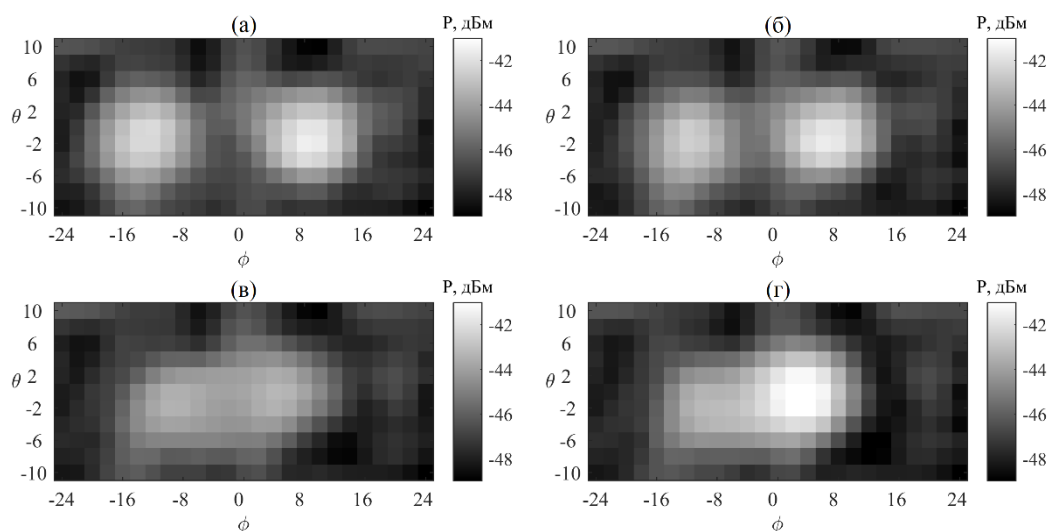


Рис. 7. Изображения объектов при расположении на расстояниях 80 см (а), 60 см (б), 40 см (в) и 20 см (г) друг от друга.

Заключение

В работе предложена и апробирована методика получения изображения окружающего пространства при освещении его некогерентным микроволновым излучением от лампы радиосвета и при использовании приёмника радиосвета на основе чувствительного элемента совместно с узконаправленной антенной. Проведенные эксперименты позволили получить изображение интересующей области в микроволновом диапазоне частот, а также обнаружить появление новых объектов в наблюдаемой области. Также в работе была произведена экспериментальная оценка разрешающей способности системы построения изображений в радиосвете.

Работа выполнена в рамках государственного задания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., М.Ю. Герасимов М.Ю., В.В. Ицков В.В. Радиоосвещение на основе сверхширокополосных генераторов динамического хаоса // РЭ. 2016. Т. 61. № 11. С. 1.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. Источники радиоосвещения на основе сверхширокополосных микрогенераторов хаотических колебаний // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. № 24. С. 49-57.
3. Dmitriev A.S., Efremova E.V. Look at the world in a different light // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2017. V. 20. № 2. P. 133.
4. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А. и др. Взаимодействие и навигация роботов на основе сверхширокополосной прямо-хаотической связи // РЭ. 2016. Т. 61. № 8. С. 765.
5. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др. Ячейка приёмника радиосвета // РЭ. 2018. Т. 63. № 9. С. 7.
6. Дмитриев А.С., Ицков В. В., Попов М. Г. И др. Искусственное радиоосвещение: источники, приёмники и получение изображений // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1(27). С. 80–90.
7. Калиничев В.И., Калошин В.А., Пангонис Л.И. Сверхширокополосная зеркальная антенна с рупорным облучателем Н-образного сечения // Труды III Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь». М., 2009. С.101.

ВЫБОР МЕТОДА ИНТЕРПОЛЯЦИИ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Кокошкин А.В., Коротков В.А., Коротков К.В., Новичихин Е.П.

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук
shvarts65@mail.ru, 138kirill@mail.ru, i.am.korotkov@gmail.com, epnov@mail.ru*

Увеличение разрешения приводит к появлению дополнительных ошибок. Эти ошибки являются как следствием ошибок в определении положений кадров, так и следствием ошибок интерполяции. В данной работе анализируются только ошибки, вызванные интерполяцией. Рассматриваются зависимость ошибок от числа используемых кадров, вида интерполяции, вида исходного изображения. Показано, что после усреднения по положениям отдельных кадров, ключевыми зависимостями являются зависимость ошибок от числа кадров и вида интерполяции. Показано, что не имеет смысла анализировать ошибки интерполяции непосредственно после процедуры интерполяции. После необходимой процедуры спектральной фильтрации относительно небольшие ошибки интерполяции существенно увеличатся. Изменится и вид зависимости ошибок от числа кадров. Поэтому основные выводы целесообразно делать на основе анализа ошибок интерполяции после процедуры фильтрации. С точки зрения минимизации ошибок предпочтительным является использование интерполяцией кубическим сплайном и спектральная интерполяция.

Введение

Увеличение разрешения изображений, полученных летательными аппаратами, является актуальной задачей. В работе [1] дан подробный обзор по методам сверхвысокого разрешения (суперразрешения) для реконструкции изображения на основе нескольких кадров низкого разрешения. Основным источником дополнительной информации для суперразрешения — это изображения одного и того же объекта, незначительно смещённого на последовательных кадрах. Пиксели камеры, получающей изображение, имеют ненулевой размер, поэтому наблюдаемое значение пикселя соответствует не значению в конкретной точке на реальном изображении, а является усреднением по некоторой окрестности точки. Объект смещается, как правило, на нецелое число пикселей, поэтому оказывается возможным использовать информацию нескольких кадров для построения одного изображения высокого разрешения. После определения сдвига кадров с точностью до пикселя переходят к стадии определения субпиксельного сдвига. При этом определение субпиксельного сдвига кадров может быть выполнено разными способами, в частности, с помощью нейронных сетей [2], с предварительным увеличением кадров и поиском изображения, которое, будучи уменьшенным с учётом движения, даст минимальное суммарное квадратичное отклонение от исходных изображений низкого разрешения [3, 4], с помощью прямого определения субпиксельного смещения по положениям максимума функции взаимной корреляции кадров изображения [5]. На заключительной стадии производится совмещение имеющейся серии кадров с известными субпиксельными смещениями, которое выполняется с помощью интерполяции [1].

В процессе такой обработки возникают ошибки, связанные как с определением субпиксельных смещений, так и, со свойствами непосредственно метода интерполяции. Оценка возникающих при этом ошибок является важной, актуальной задачей [6]. Действительно, мало тем или иным способом (методом) получить изображение увеличенного разрешения, необходимо так же узнать, в какой мере результат адекватен действительности.

Информацию о субпиксельных смещениях можно получить из полученных кадров низкого разрешения и условий измерения. Например, если известна скорость и направление движения фото камеры, можно пренебречь наличием вибрации и прочих неконтролируемых факторов. Поэтому величина ошибок при определении субпиксельных смещений кадров в значительной мере зависит от условий измерения, контролируемых человеком. В то же время, ошибки интерполяции зависят как от метода интерполяции, от набора субпиксельных смещений, так и от получаемого изображения. Ранее оценки ошибок интерполяции делались только при использовании тестовых изображений или каких-либо предположений о свойствах изображений [1, 5 - 11]. При этом предполагается, что величина ошибок для выбранного метода интерполяции зависит только от вида изображения. В то же время алгоритм, предложенный в работе [7], мог бы позволить создать метод, позволяющий оценить ошибки интерполяции экспериментальных данных без использования тестовых изображений и предполагаемых свойств получаемого изображения. Метод [7] не позволяет вычислить точную

величину ошибки интерполяции, с его помощью можно лишь оценить возможную погрешность интерполяции. В работе [15] проанализированы возможности такого метода оценки ошибки интерполяции без использования тестовых изображений и предполагаемых свойств получаемого изображения для оценки ошибок синтеза изображений с суперразрешением, полученных на основе использования нескольких кадров.

Следует отметить, что величина ошибок интерполяции не определяет величину ошибок восстановления изображения с увеличенным разрешением по сравнению с исходными кадрами. Дело в том, что после получения интерполированного изображения производится спектральная фильтрация для повышения качества реконструированного изображения высокого разрешения [15]. В процессе этой фильтрации величина ошибок возрастает. Однако, в зависимости от вида интерполяции, одинаковые по величине ошибки интерполяции могут приводить к разным ошибкам после фильтрации интерполированных изображений.

В данной работе мы исследуем зависимость величины отличия восстановленного изображения от количества используемых кадров и вида интерполяции. Будем рассматривать следующие методы интерполяции:

- а) интерполяцию обратных взвешенных расстояний (ИОВР) [11] применяемую в картографии;
- б) интерполяцию кубическим сплайном [10, 16];
- в) спектральную интерполяцию [17];
- г) линейная интерполяция на основе триангуляции [18].

Основные предположения.

1. Объектив, формирующий изображение, является идеальным. Явление дифракции отсутствует. Действует только геометрическая оптика.

2. Ограничение разрешения изображений определяется только количеством светочувствительных элементов (пикселей) на единицу площади.

3. Светочувствительные пиксели плотно упакованы и не имеют промежутков между собой. За счет этого условия изображение, которое содержит мелкие объекты и узкие полосы, может быть восстановлено полностью, поскольку отсутствуют элементы изображения, попадающие между пикселями.

4. Изображение в пределах одного пикселя усредняется равномерно.

5. Пиксели имеют квадратную форму.

6. Субпиксельный сдвиг кадров относительно друг друга задан.

Формирование тестового изображения.

Цель этого пункта - формирование серии тестовых изображений низкого разрешения из одного изображения высокого разрешения. Изображение низкого разрешения производит светочувствительная матрица низкого разрешения у которой размеры пикселей в N_p раз больше, чем у тестового изображения. Для получения одного кадра мы должны усреднить тестовое изображение по N_p пикселям по горизонтали и вертикали. На рис.1 представлено исходное (128x128 пикселей) и усреднённое ($N_p=4$) изображение аэрофотоснимка. Из усреднённого тестового изображения для формирования одного кадра мы можем взять каждый N_p пиксель по горизонтали и вертикали. Отсчёт пикселей первого кадра начинаем с левого верхнего угла. Начало каждого следующего кадра происходит со сдвигом по горизонтали и вертикали. Величина сдвига и может быть не целой и лежит в пределах умноженного на N_p . Для обеспечения не целого сдвига необходимо применить интерполяцию. Если сдвиг больше N_p , то произведем совмещение с точность до пикселя как в работе [5]. Таким образом, при моделировании квазинепрерывного изображения предлагается брать шаг дискретизации по каждой координате в N_p раз мельче, чем формируют матричные фотоприемники. А при обработке цифрового изображения (с большим, т.е. «единичным» шагом) предлагается считать сверхразрешением возврат к этому мелкому шагу. Все полученные вышеуказанным образом кадры можно представить в виде общего рисунка – рис.2 (фрагмента рис.1б). При получении рис.2 задавалась матрица субпиксельных сдвигов S_m кадров относительно первого кадра. На основе заданных субпиксельных сдвигов S_m и серии последовательных кадров можно с помощью интерполяции получить изображение с разрешением большим, чем на исходных кадрах.

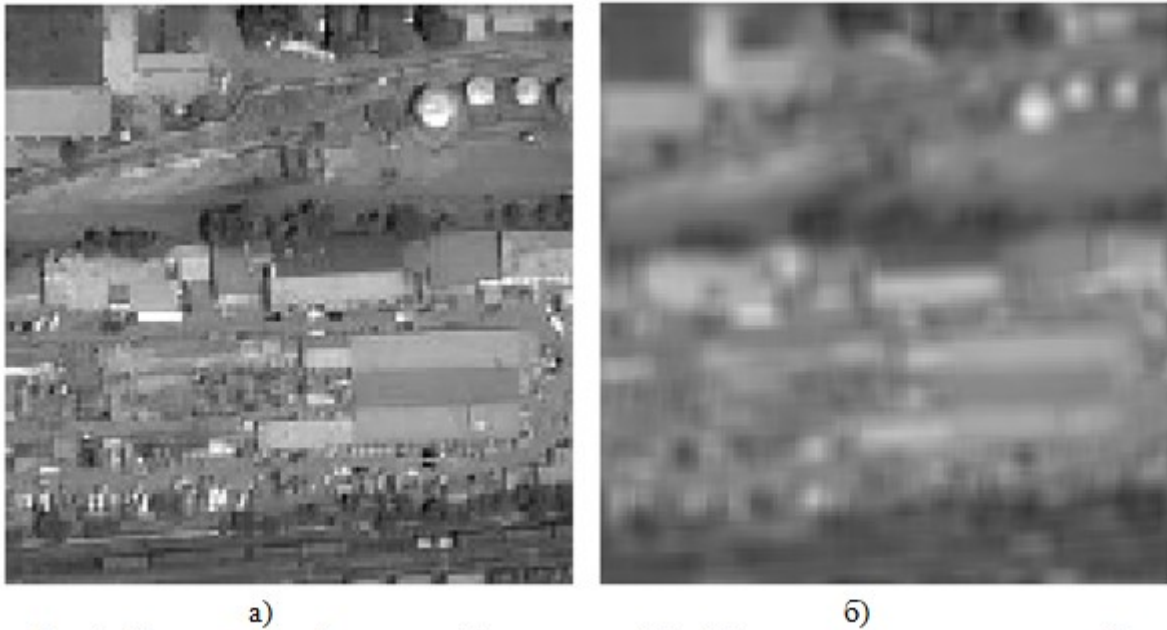


Рис.1. Исходное изображение (а) размером 128x128 пикселей и усреднённое (б).

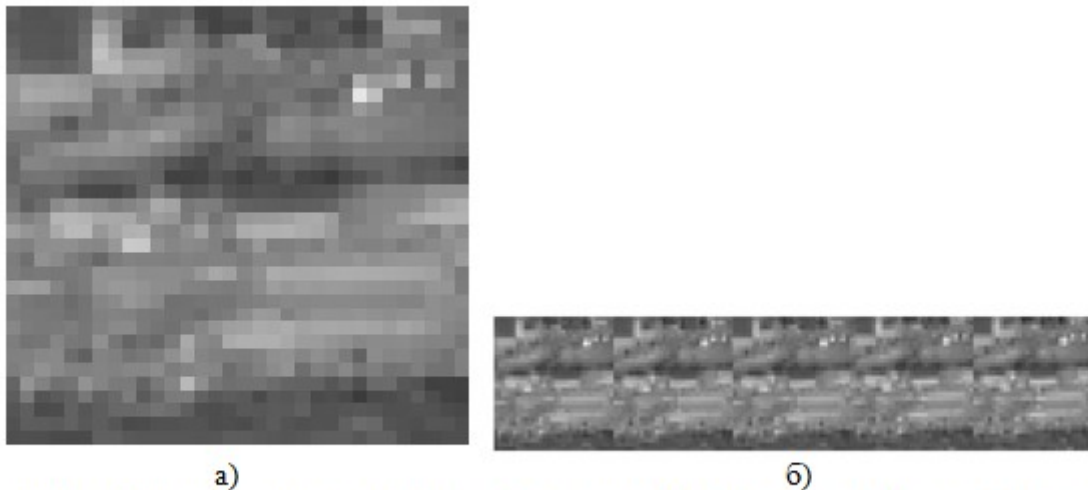


Рис.2. Изображения: а) - первый кадр; б) - первые N=5 кадров из 16 расположенные последовательно друг за другом.

В таблице 1 приведены среднеквадратичные отклонения от усредненного исходного изображения тестовых изображений полученных с помощью различных видов интерполяций.

Таблица 1. Среднеквадратичные отклонения от усредненного исходного изображения.

	ИОВР	кубический сплайн	спектральная интерполяция	линейная интерполяция
Усредненное изображение	4.021	2.576	2.736	3.961
Отфильтрованное изображение	10.873	8.086	8.78	11.638

На рис.3 представлены графики среднеквадратичного отклонения (СКО) интерполированных (рис.5а) и отфильтрованных с помощью фильтра Винера [8] (рис.5б) изображений в зависимости от числа использованных кадров. Графики, приведенные на рис.5 показывают, что фильтр Винера приводит к увеличению среднеквадратичной ошибки. Этот факт иллюстрируют данные, приведенные в таблице 1.

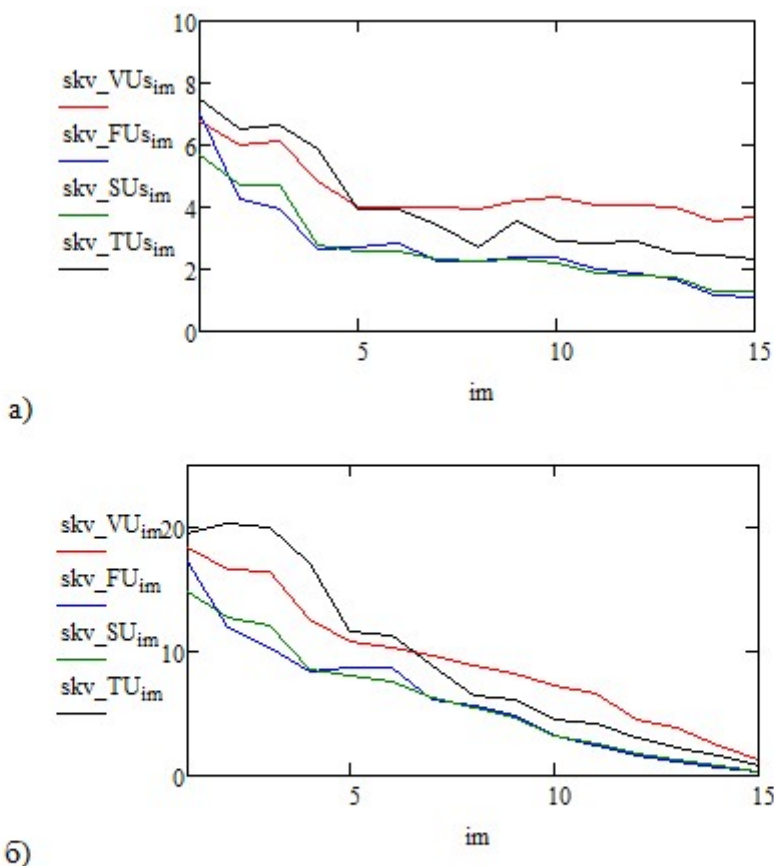


Рис.3. Графики среднеквадратичного отклонения интерполированных – (а) и отфильтрованных – (б) изображений в зависимости от числа использованных кадров. Графики соответствуют: ИОВР – красная линия, кубический сплайн – зеленая линия, спектральная интерполяция – синяя линия, линейная интерполяция – черная линия.

Сравнение изображений, полученных из интерполированных тестовых изображений с помощью фильтра Винера позволяет сделать вывод о том, что артефакты, которые появились на восстановленных изображениях, зависят от вида примененной интерполяции. Следует отметить, что минимальная SKO у изображений, полученных с помощью интерполяции сплайном и спектральной интерполяции. В процессе работы установлено, что зависимость SKO от числа использованных кадров более выражена, чем зависимость от тестового изображения. Это позволяет в дальнейшем рассматривать анализировать зависимость SKO от числа кадров и вида изображения, используя графики SKO усредненные по изображениям.

Заключение

С увеличением количества исходных кадров SKO уменьшается. Однако величина SKO зависит и от вида используемой интерполяции. Обычно ошибки интерполяции рассматривают при сравнении с тестовым изображением. Но сравнение усредненного изображения с интерполированным изображением не дает полной картины. В нашем случае целесообразно рассматривать SKO исходя из сравнения отфильтрованного изображения с исходным не усредненным изображением. Такое сравнение позволяет сделать вывод о том, что целесообразно использование кубического сплайна и спектральной интерполяции. Кроме этого спектральная интерполяция может иметь определенное преимущество перед интерполяцией кубическим сплайном в случае малых количеств использованных кадров низкого разрешения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Karimi Elham, Kangarloo Kaveh, Javadi Shahram, Methods for Image Reconstruction, // International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) 2014, Volume 90 – No.3.
2. Мишин А.Б. Метод, алгоритм и адаптивное устройство обработки изображений на базе КМОП-видеодатчиков с использованием нейроподобных структур. // Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Юго-Западный государственный университет. Курск 2014.
3. Маркелов К.С. Модель повышения информативности цифровых изображений на базе метода суперразрешения. // Инженерный вестник 77-48211/552065, ФГБОУ ВПО «Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики» (МГТУ МИРЭА), 2013. № 03.
4. Насонов А.В. Регуляризирующие методы повышения разрешения изображений и суперразрешения. // Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. МГУ имени М.В. Ломоносова. Москва, 2011.
5. Гошин Е.В., Котов А.П., Фурсов В.А. / Двухэтапное формирование пространственного преобразования для совмещения изображений // Компьютерная оптика, 2014, том 38, №4.
6. Ермаков Д.М. Шарков Е.А., Чернушич А.П. Оценка точности интерполяционной схемы спутникового радиотепловидения. // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2015. – Т. 12, № 2. – С. 77-88.
7. Кокошкин А.В., Коротков В. А., Коротков К. В., Новичихин Е. П. Об использовании простого способа оценки ошибки интерполяции экспериментальных данных // Журнал Радиоэлектроники [электронный журнал], 2016, №9, Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep16/5/text.pdf> .
8. Гонсалес Р. Вудс Р.. Цифровая обработка изображений. / М. «Техносфера», 2005, 1071с.
9. Шарый С.П.. Курс вычислительных методов. / Институт вычислительных технологий СО РАН. Новосибирск. 2016.
10. Форсайт Дж.. Малькольм М., Моулер К. Машинные методы математических вычислений. / М: Изд-во «Мир», 1980.– 279с.
11. Shutko Anatoly M., Haldin Alexander, Krapivin Vladimir, Novichikhin Evgenij, Sidorov Igor, Tishchenko Yuriy, Haarbrink Roland, Georgiev Georgi, Kancheva Rumiana, Nikolov Hristo, Coleman Tommy, Archer Frank, Pampaloni Paolo, Paloscia Simonetta, Krissilov Anatoly and Camps Carmona Adriano./ Microwave Radiometry in Monitoring and Emergency Mapping of Water Seepage and Dangerously High Groundwaters. // Journal of Telecommunications and Information Technology, –2007, №1, P. 76-82.
12. Иванов В.А.. Киричук В. С., Косых В. П. Оценивание субпиксельного сдвига дискретных изображений. // Автометрия, 2007, т.43, №3, стр. 15 – 30.
13. Гудков С.А. Метод обработки сигналов вихретокового датчика контроля параметров дисперсных сред. // XVIII Международная научно-практическая конференция «Современные техника и технологии» Секция 2: Приборостроение. Томск 2012. С. 183-184.
14. Бабак В.П.. Пономаренко П.В. Локализация места положения сквозных дефектов по сигналам акустической эмиссии. // Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы.- 2007.-№ 1.-С.39-46.
15. Кокошкин А.В., Коротков В. А., Коротков К. В., Новичихин Е. П. Оценка ошибок синтеза изображений с суперразрешением на основе использования нескольких кадров. // Компьютерная оптика. 2017.
16. Нестеренко Е.А. Возможность использования сплайн-поверхности для построения поверхностей по результатам съемок. // Записки Горного института. Т.204, стр.127-133. Санкт-Петербург. 2013.
17. Кокошкин А.В., Коротков В. А., Коротков К. В., Новичихин Е. П. Использование спектра Фурье изображения для ретуширования и восстановления отсутствующих частей искажённого аппаратной функцией изображения // Журнал Радиоэлектроники [электронный журнал]. 2016, №7, Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul16/4/text.html>
18. Скворцов А.В. Триангуляция Делоне и ее применение. / Томск: Изд-во Томск. ун-та, 2002. 128 с.

ГЕНЕРАЦИЯ ХАОСА В НЕАВТОНОМНОМ ОСЦИЛЛЯТОРЕ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ

Селезнев Е.П.^{1,2}, Станкевич Н.В.^{1,3}, Крылосова Д.А.²

¹*Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*

²*Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского*

³*Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.*

evgenii_seleznev@mail.ru

В работе экспериментально и численно исследуется динамика неавтономного осциллятора, в котором частота внешнего воздействия зависит линейно от динамической переменной. Такое управление частотой внешнего воздействия приводит к тому, что в поведении осциллятора наблюдается иерархия различных периодических и хаотических колебаний. Изучена структура пространства управляющих параметров, показано, что в динамике системы наблюдаются колебательные режимы, аналогичные режимам неавтономного осциллятора с потенциалом в виде периодической функции.

Введение

Многие системы, в том числе радиофизические, биологические и другие, демонстрируют колебательные процессы, где имеет место внешнее гармоническое или периодическое воздействие, при этом частота воздействия не остается постоянной, а подстраивается определенным образом. Например, в радиосвязи для обеспечения высокой стабильности приема используется фазовая автоподстройка частоты [1]. Система сердечно-сосудистой регуляции живых организмов с изменением нагрузки также изменяет частоту сердечных сокращений [2]. В таких взаимодействиях зависимость частоты от динамической переменной может привести к появлению сложного поведения в системе. Процесс управления в этом случае очень сложен, его исследование и моделирование сталкиваются с рядом трудностей. Одним из способов изучения таких систем и процессов является рассмотрение более простых объектов, в которых возбуждение колебаний и управление частотой довольно легко моделируются. В качестве такой системы удобно использовать классическую модель теории колебаний линейного осциллятора под действием внешней гармонической силы. В рамках данной работы представлено исследование динамики неавтономного генератора с управляемой частотой внешней силы.

1. Численное исследование неавтономного осциллятора при управлении частотой воздействия

Рассмотрим уравнение вынужденных колебаний линейного осциллятора:

$$d^2x/dt^2 + 2\alpha dx/dt + \omega_0^2 x = V \sin(2\pi f t + \varphi), \quad (1)$$

где x – динамическая переменная, α – коэффициент диссипации, ω_0 – собственная частота колебаний осциллятора, V – амплитуда, f – частота, а φ – фаза внешнего воздействия, соответственно. Предположим, что начальная фаза воздействия равна нулю, а частота внешнего воздействия линейно зависит от динамической переменной

$$f=f(x)=f+f_1x. \quad (2)$$

Тогда уравнение (1) принимает вид

$$d^2x/dt^2 + 2\alpha dx/dt + \omega_0^2 x = V \sin(2\pi(f+f_1x)t). \quad (3)$$

В безразмерном времени уравнение (3) будет иметь вид

$$d^2x/d\tau^2 + 2\alpha dx/d\tau + x = V \sin((p_0+kx)\tau), \quad (4)$$

где $\tau=\omega_0 t$ – безразмерное время, а $p_0=2\pi f/\omega_0$ – нормированная частота внешнего воздействия, $k=2\pi f_1/\omega_0$. Уравнение (5) можно представить в виде системы уравнений первого порядка

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = -2\alpha y - x + V \sin(z), \\ \dot{z} = p_0 + kx + ky\tau \end{cases} \quad (5)$$

Таким образом, что за счет управления фазой воздействия линейное уравнение, описывающее вынужденные колебания линейного осциллятора, преобразуется в нелинейное с нелинейностью типа $\sin(kx)$. Как следствие, в такой системе возможно появление сложных периодических и хаотических колебаний [3-8].

На рис.1а представлены карты режимов колебаний системы (5) на плоскости параметров (p_0, A) при $\alpha = 0.1$, и различных значениях параметра k . Различными оттенками серого света обозначены области периодических и хаотических колебаний. В динамике системы наблюдается последовательность бифуркаций удвоения периода, завершающаяся переходом к хаосу (рис.1а). В области существования хаоса наблюдается его развитие, связанное с уменьшением связности хаотического аттрактора, чередуемое с появлением зон периодических колебаний. В целом структура плоскости управляющих параметров (рис.1а) во многом напоминает аналогичную для неавтономного нелинейного осциллятора [3-8], здесь можно выделить отдельные зоны сложного поведения, связанные с так называемыми резонансами на высших гармониках. Увеличение значения параметра k приводит к расширению области существования хаотических режимов колебаний (рис.1б и рис.1с).

Таким образом, введение линейной зависимости фазы внешнего воздействия от динамической переменной в неавтономном линейном осцилляторе приводит к формированию в динамике системы иерархии периодических и хаотических колебаний. В случае «слабой перестройки частоты», при $k < 0.5$, область существования сложных колебаний ограничена по частоте внешнего воздействия значением примерно равным удвоенной резонансной частоте, характерным для динамики нелинейного неавтономного осциллятора. Увеличение параметра k приводит к расширению областей существования сложных режимов колебаний, теперь эти области не ограничены удвоенной частотой внешнего воздействия, а также появлению в области существования хаоса новых зон периодических колебаний. При этом в динамике системы появляются режимы колебаний, соответствующие так называемой динамике нелинейного осциллятора с периодическим потенциалом. Рис.2 иллюстрирует проекции фазовых портретов плоскость (x, y) и их сечения Пуанкаре периодических (рис.1а-в) и хаотических (рис.1г-е) колебаний. Более темным тоном выделены аттракторы в сечении Пуанкаре.

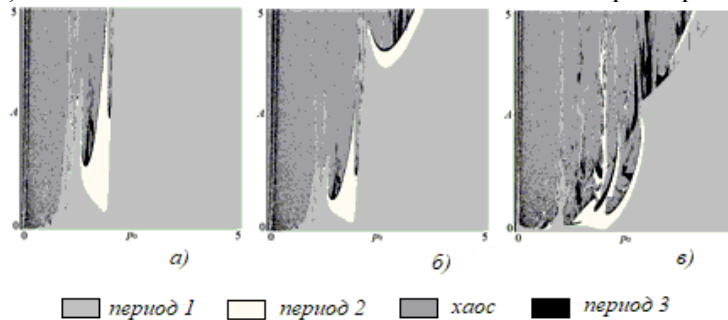


Рис.1. Структура плоскости параметров (p, A) уравнения (5) при: а) $k = 0.5$, б) $k = 1$, с) $k = 2$.

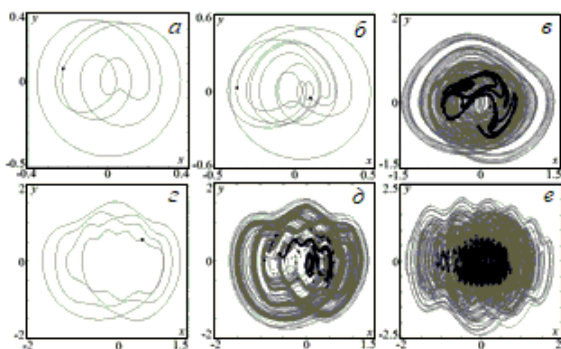


Рис. 2. Проекция фазовых портретов плоскость (x, y) и их сечения Пуанкаре при $p_0 = 0.25$. а) $k = 0.02, A = 0.167$; б) $k = 0.03, A = 0.2$; с) $k = 0.045, A = 0.417$; д) $k = 0.085, A = 0.733$; е) $k = 0.11, A = 0.9$; е) $k = 0.168, A = 1.35$; ф) $k = 0.283, A = 2.267$.

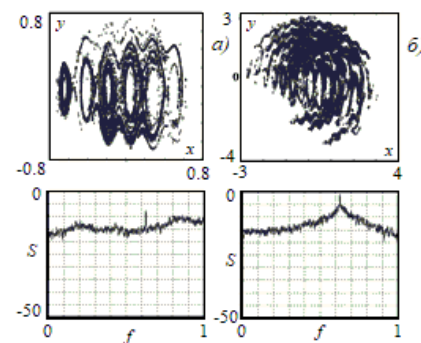


Рис. 3. Аттракторы в сечении Пуанкаре и спектры мощности хаотических колебаний системы (5): а) $p_0 = 0.25, k = 0.168, A = 1.35$; б) $p_0 = 1, k = 0.39, A = 2.77$.

В системе (5) в области существования развитого хаоса наблюдаются широкополосные хаотические колебаний. Рис.3 иллюстрирует аттракторы в сечении Пуанкаре и спектры мощности таких колебаний.

2. Экспериментальное исследование неавтономного осциллятора при управлении частотой воздействия

На рис. 4 представлена схема эксперимента, она включала линейный колебательный контур RLC и генератор, управляемый напряжением. Резонансная частота колебательного контура равнялась 345 кГц, его добротность – 30. В эксперименте использовался осциллограф DSO-X4034A, анализатор спектра Agilent N9320A и генератор типа Agilent 8115A. Удобством данного генератора заключается в управлении частотой выходного сигнала внешним напряжением с заданной девиацией частоты. В процессе исследований проводился анализ напряжения на конденсаторе колебательного контура U .

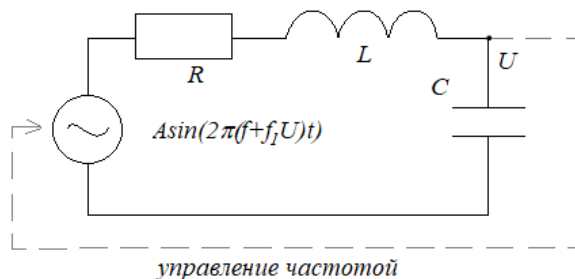
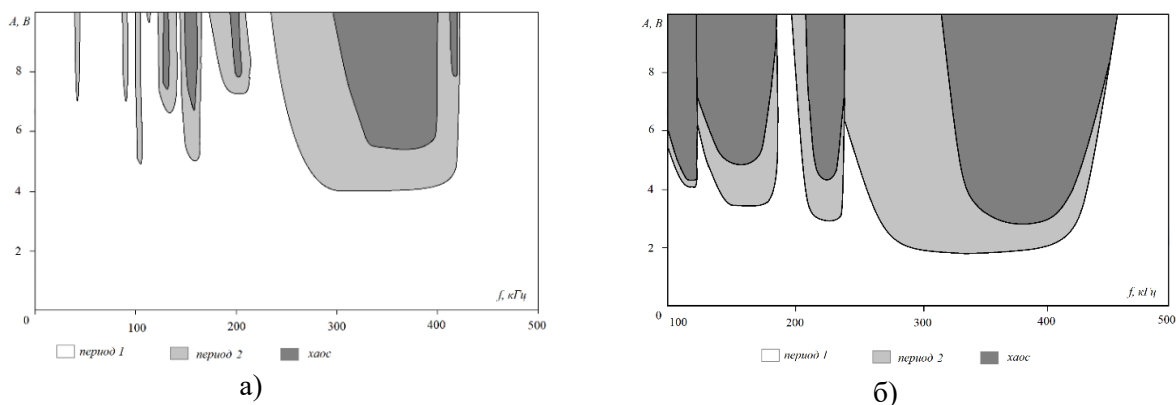


Рис.4. Схема эксперимента

На рис. 4а представлена структура пространства управляющих параметров на плоскости частота-амплитуда внешнего воздействия (f, A), при девиации частоты генератора 50кГц. Введение управления частотой генератора от напряжения в колебательном контуре приводит к появлению в динамике различных периодических и хаотических колебаний. При девиации частоты генератора 50кГц области существования этих режимов представляют собой достаточно узкие зоны. Увеличение девиации частоты генератора до 100кГц (рис.4б) приводит к существенному расширению областей существования хаотических колебаний. Следует отметить, что структура областей существования хаотических колебаний не является однородной. В ней наблюдается множество узких зон периодических колебаний. То есть области существования хаоса имеют сложную иерархическую структуру, детально исследовать которую в эксперименте очень сложно.



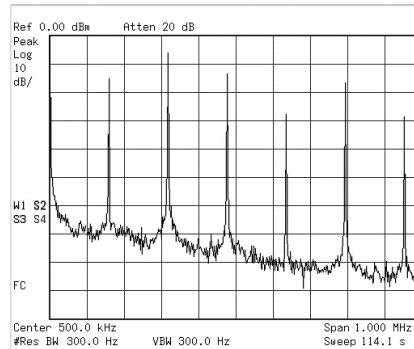
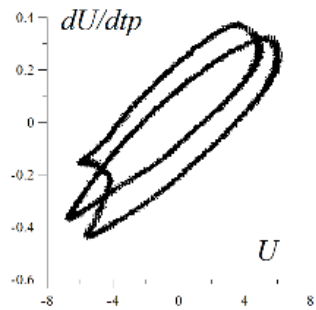
На рис. 4.б представлена структура пространства управляющих параметров на плоскости частота-амплитуда внешнего воздействия (f, A), при девиации частоты генератора а) 50кГц. б) 100кГц.

Рис. 5 иллюстрирует проекции фазовых портретов на плоскость $(U, dU/dt)$ и соответствующие спектры мощности колебаний при частоте воздействия $f=147$ кГц и девиации частоты 100 кГц. Рис.5а соответствует колебаний с периодом, равным периоду внешнего воздействия. Увеличение амплитуды воздействия приводит к последовательности бифуркаций удвоения периода (рис.5б и рис.5в), завершающуюся переходом к хаосу (рис.5г). С дальнейшим увеличением амплитуды воздействия наблюдается развитие хаоса (рис.5ди рис.5е).

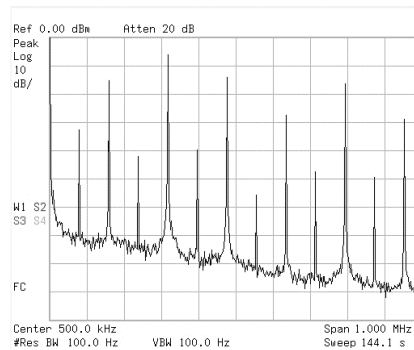
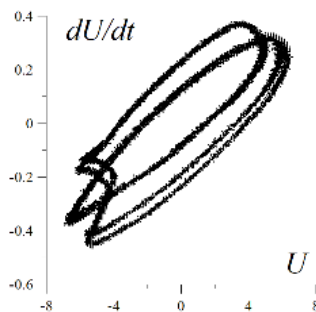
Увеличение девиации частоты приводит к существенному расширению и выравниванию спектральной плотности мощности хаотических колебаний. Рис.6 иллюстрирует проекции фазовых портретов на плоскость $(U, dU/dt)$ и соответствующие спектры мощности колебаний при частоте воздействия $f=383$ кГц и девиации частоты 200 кГц (рис.6а) и 300кГц (рис.6б).

3. Выводы

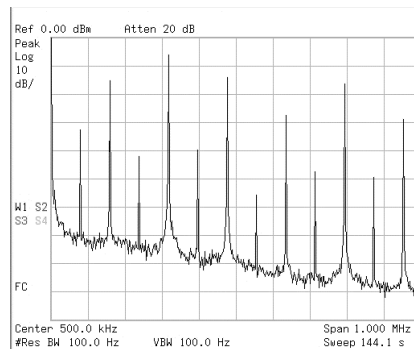
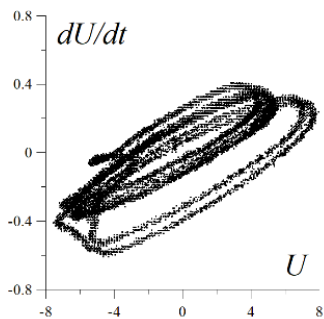
Таким образом линейной зависимости частоты внешней силы от динамической переменной в неавтономном линейном осцилляторе существенно усложняет динамику такой простой системы и приводит к появлению иерархии периодических и хаотических колебаний. Динамика такой системы становится близкой к системе с многоямным потенциалом. В динамике такой системы наблюдаются широкополосные хаотические колебания. В целом следует отметить качественное соответствие результатов численных исследований и физического эксперимента.



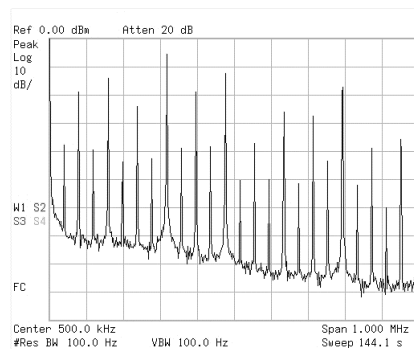
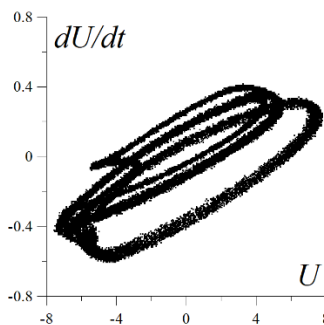
a)



б)



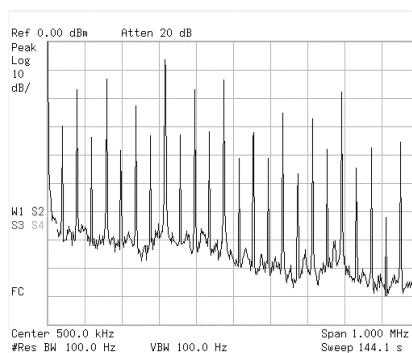
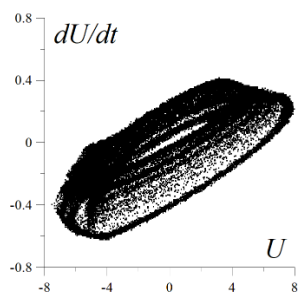
в)



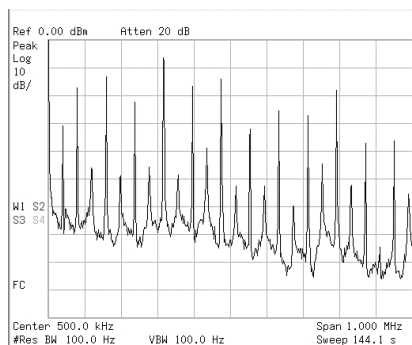
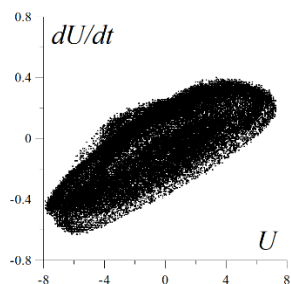
г)

Рис.5. Проекция фазовых портретов на плоскость $(U, dU/dt)$ и спектры мощности колебаний при $f=147$ кГц, девиации частоты 100 кГц и амплитуде воздействия:

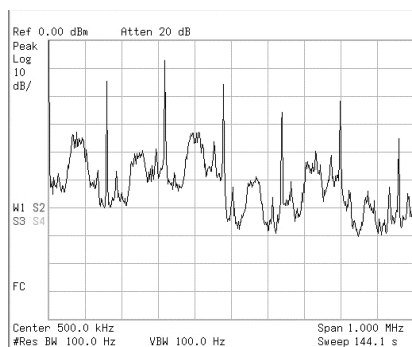
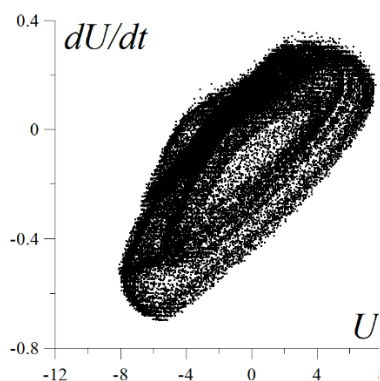
- а) $A=5.073B$,
- б) $A=5.399B$,
- в) $A=5.493B$,
- г) $A=5.525B$,
- д) $A=5.531B$,
- е) $A=5.66B$.



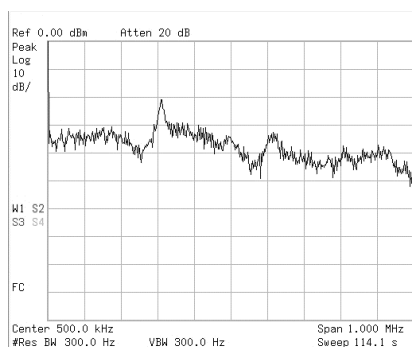
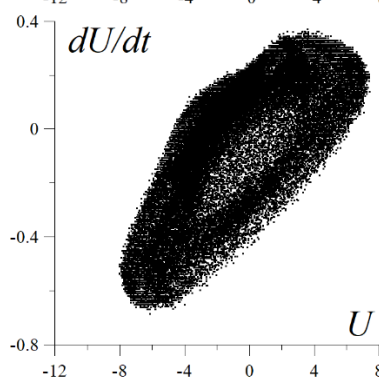
д)



е)



а)



б)

Рис.6 Проекция фазовых портретов на плоскость $(U, dU/dt)$ (слева) и спектры мощности колебаний (справа) при $f=383$ кГц и девиации частоты: а) 200 кГц, б) 300кГц.

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ, проект № 17-12-01008.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шалфеев В.Д., Матросов В.В. Нелинейная динамика систем фазовой синхронизации. Нижний Новгород: Изд-во Нижегородского государственного университета, 2013. - 336 с.

2. Гайтон А.К., Холл Дж.Э. Медицинская физиология. М.: Логосфера, 2008. - 1296 с.
3. Humieres D.D., Beasley M.R., Huberman B.A., Libhaber A. Chaotic states and rout to chaos in forced pendulum. // Phys. Rev. A. – 1982. – Vol.26, № 6. – P.3484–3496.
4. Holmes P., Whitley D. On attracting set of Duffing's equation. // Physica. – 1983. – Vol.7D. – P.111–123.
5. Englisch V., Lauterborn W. Regular window structure of a double–well Duffing's oscillator.// Phys. Rev. A. – 1991. – Vol. 44, №2. – P.916–924.
6. Астахов В.В., Безручко Б.П., Селезнев Е.П. Исследование динамики нелинейного колебательного контура при гармоническом воздействии. // Радиотехника и электроника, 1987, Т.32, №12. – С.2558-2566.
7. Безручко Б.П., Кулешов А.В., Пономаренко В.И., Селезнев Е.П. Нелинейные колебания резонатора с варакторным диодом. // Радиотехника и электроника. 1991. Т.36, №8. С.1519-1525.
8. Селезнев Е.П., Станкевич Н.В. Сложная динамика неавтономного осциллятора с управляемой фазой внешнего воздействия. // Письма в ЖТФ, 2019, Т.45, №2. - С.59-62.

ПРИМЕНЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ХАОТИЧЕСКОЙ МАНИПУЛЯЦИИ И ЕЁ МОДИФИКАЦИЙ В РАДИОСВЯЗИ

Крисилов А.В., Карамов С.В.

АО "Концерн "Созвездие"

a.v.krisilov@radiolabs.fpi.gov.ru, s.v.karamov@radiolabs.fpi.gov.ru

В представленной работе выполнено моделирование системы связи на основе относительной хаотической манипуляции. Этот вид введения информационного сигнала в хаотический позволяет выполнить некогерентный приём, что снижает требования к синхронизации приемника и передатчика, а также повышает устойчивость к шумам и искажениям сигнала в канале связи. Для дальнейшего повышения конфиденциальности передачи информации используется модифицированная относительная хаотическая манипуляция, включающая в себя инверсию сигнала по времени. Такая модификация позволяет вдвое увеличить скорость передачи данных и исключить повторную передачу фрагментов хаотического сигнала. Выполнены расчеты вероятностей битовых ошибок для систем связи с использованием различных модификаций относительной хаотической манипуляции и анализ влияния параметров манипуляции на качество радиосвязи.

Обеспечение повышения многообразия сигнальных кодовых конструкций, повышения разведзащищённости и скрытности, методов взаимного сосуществования, методов множественного доступа к радиоэффиру, являются важными задачами радиосвязи, радионавигации, радиолокации и других областей науки и техники. Особенно, в связи с происходящим в последнее время в мире экспоненциальным ростом числа и разнообразных типов средств и комплексов радиосвязи, и ожидаемым гораздо большим их количеством, при экстраполяции на ближайшее время, становится очевидной проблема не только их разведзащищённости и скрытности, но и подхода к критической границе потенциальной ёмкости радиоэфира. В последнее время, в связи с быстрым развитием технологий обработки широкополосных и особенно сверхширокополосных сигналов, вычислительной аппаратуры для радиосистем и компонентной базы стало наконец возможным активное применение и внедрение на практике технологий, основанных на динамическом хаосе.

Уникальные свойства хаотических систем открывают новые перспективы в сфере связи и телекоммуникаций, к таким свойствам относятся: большая информационная ёмкость широкополосных и сверхширокополосных хаотических сигналов, разнообразие методов ввода информации в хаотический сигнал, возможность самосинхронизации передатчика и приемника, новые методы мультиплексирования и множественного доступа, конфиденциальность передачи информации, а также возможность получения сложных колебаний с помощью простых по структуре устройств и управления хаотическими режимами за счет малых изменений параметров системы [1-3]. Конфиденциальность связи обеспечивается необходимостью при приёме сигнала обладать достаточно подробной информацией об используемой в передатчике хаотической системе [1].

В настоящей работе рассматриваются системы связи на основе относительной хаотической манипуляции. Для данного способа введения информации в хаотический сигнал используется и другое название - дифференциальное переключение хаотических режимов (DCSK, differential chaos shift keying). При передаче информации с помощью относительной хаотической манипуляции применяется некогерентный приём сигнала. Для некогерентного приёма не требуется генерация на стороне приёмника синхронизированного с передатчиком хаотического сигнала. В отличие от систем с когерентным приёмом, для которых искажение сигнала в канале связи существенно затрудняет передачу данных, системы с некогерентным приёмом обладают повышенной устойчивостью к шумам и искажениям сигнала в канале связи [4].

Метод дифференциального переключения хаотических режимов (DCSK) впервые предложен в работе [5]. Схема приема и передачи сигнала с применением относительной хаотической манипуляции представлена на рис. 1 согласно работе [4]. Каждый битовый интервал в системе на основе DCSK разделяется на два слота: первый слот выделяется для опорного хаотического сигнала опорного, второй слот в зависимости от значения передаваемого бита используется для передачи либо опорного сигнала (информационный бит равен "1"), либо инвертированного опорного сигнала (информационный бит равен "0"). Главная особенность относительной хаотической манипуляции заключается в том, что опорный сигнал не генерируется на стороне приемника, а передается через тот же канал связи, что и

информационный сигнал. Как показано на рис. 1 (с), выполняется расчет корреляции принятого сигнала с его задержанной копией $r_{k+\beta}$ на интервале времени, равном половине битового интервала. Полученные данные оцениваются с помощью порогового детектора, положительное значение на выходе коррелятора соответствует приёму "1", отрицательное значение - приёму "0".

Первые реализации систем связи на основе DCSK имели серьезные недостатки: различие энергии сигнала, соответствующей передаче отдельных битов, использование широкополосных линий задержки, которые сложно реализовать с помощью цифровых технологий, снижение информационной безопасности, так как повторение хаотического сигнала приводит к повышению вероятности обнаружения и перехвата сигнала. Кроме того, скорости передачи данных снижается в два раза из-за необходимости передавать для каждого бита хаотический сигнал, умноженный на ± 1 , и задержанную по времени копию хаотического сигнала (опорный сигнал).

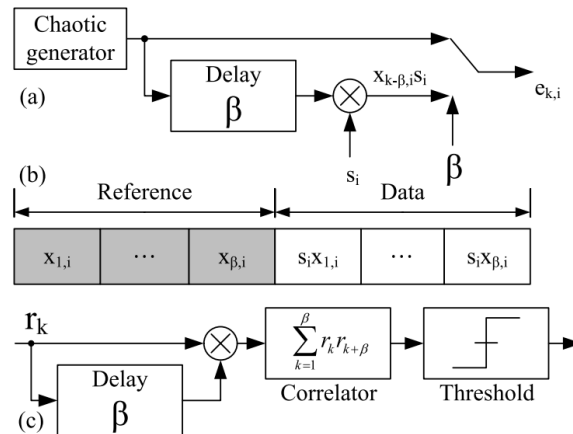


Рис. 1. Диаграмма приёмника (а), опорного сигнала (б) и передатчика (с) в системе связи на основе относительной хаотической манипуляции (DCSK).

В настоящее время растет число исследований, направленных на преодоление указанных недостатков схемы DCSK [4,6,7]. Для повышения скорости передачи информации и снижения вероятности перехвата сигнала используется модифицированная относительная хаотическая манипуляция, включающая в себя инверсию сигнала во времени (см. рис. 2) [6]. Инверсия по времени опорного сигнала обеспечивает его ортогональность информационному сигналу. Суммирование информационного и опорного сигнала уменьшает вдвое длительность передачи одного бита, что удваивает спектральную эффективность системы радиосвязи. Такая схема передачи информации обозначается I-DCSK (Improved Differential Chaos Shift Keying). Применение I-DCSK позволяет обойтись без широкополосных линий задержки. В приемнике вычисляется корреляция принятого сигнала с его обращенной во времени версией в течение битового интервала времени. Декодированные биты восстанавливаются путем сравнения выходного сигнала коррелятора с порогом. Для систем связи на основе I-DCSK в приемнике не требуется оценка параметров канала распространения. Данная модификация позволяет вдвое увеличить скорость передачи данных и исключить повторную передачу фрагментов хаотического сигнала [6]. Передаваемый сигнал не повторяется со временем, что обеспечивает повышение защищенности передачи данных. Указанный сигнал описывается следующим выражением:

$$e_{k,i} = \tilde{x}_{k,i} + b_i \cdot x_{k,i}, \quad (1)$$

где $\tilde{x}_{k,i}$ обозначает инвертированный по времени сигнал.

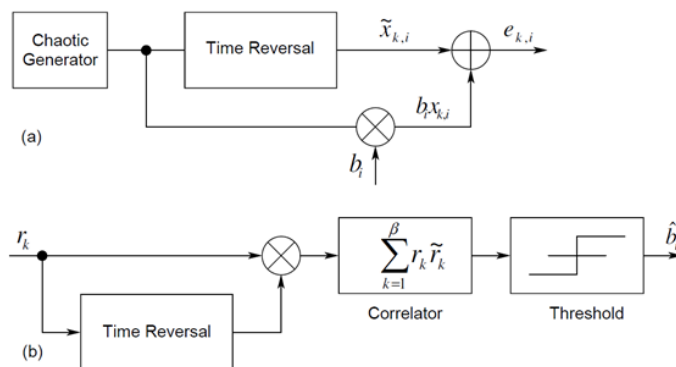


Рис. 2. Диаграмма приёмника (а) и передатчика (б) в системе связи с модифицированной относительной хаотической манипуляцией (I-DCSK).

При расчёте вероятностей битовых ошибок для систем связи с использованием различных модификаций относительной хаотической манипуляцией для генерации хаотического сигнала использовалась хаотическая карта Чебышёва. Итерационное вычисление отсчетов сигнала выполнялось согласно следующему соотношению:

$$x_{k+1} = 1 - 2x_k^2, \quad x_0 \in (0,1). \quad (2)$$

Реализации хаотических сигналов длиной $\beta = 100$ отсчетов, полученных на основе хаотической карты Чебышёва с различными начальными значениями представлены на рис. 3. Автокорреляционные функции данных сигналов имеют единственный максимум в нуле (см. рис. 4). Сигналы практически ортогональны к собственным сдвигам.

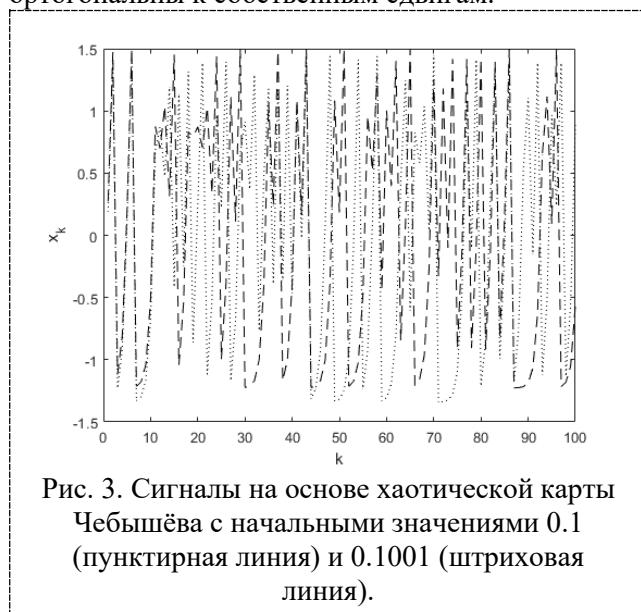


Рис. 3. Сигналы на основе хаотической карты Чебышёва с начальными значениями 0.1 (пунктирная линия) и 0.1001 (штриховая линия).

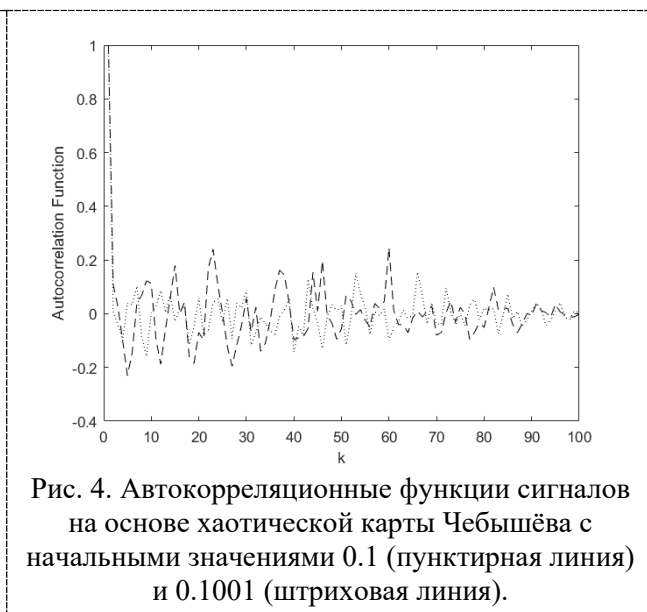


Рис. 4. Автокорреляционные функции сигналов на основе хаотической карты Чебышёва с начальными значениями 0.1 (пунктирная линия) и 0.1001 (штриховая линия).

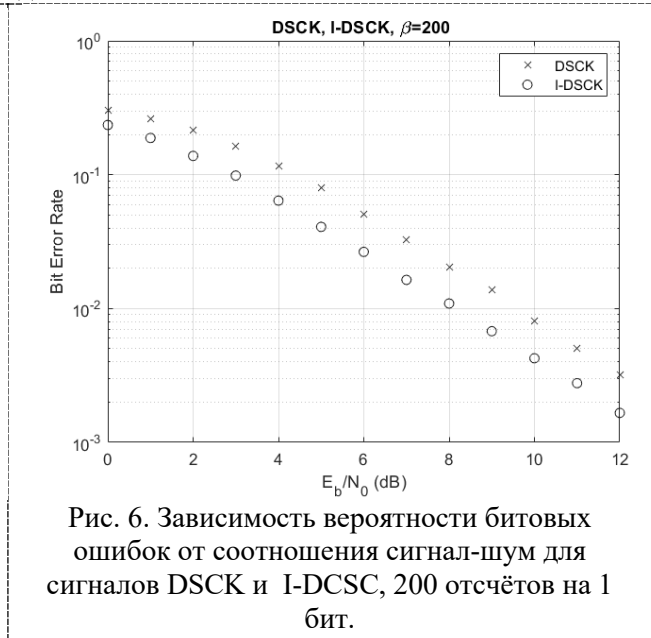
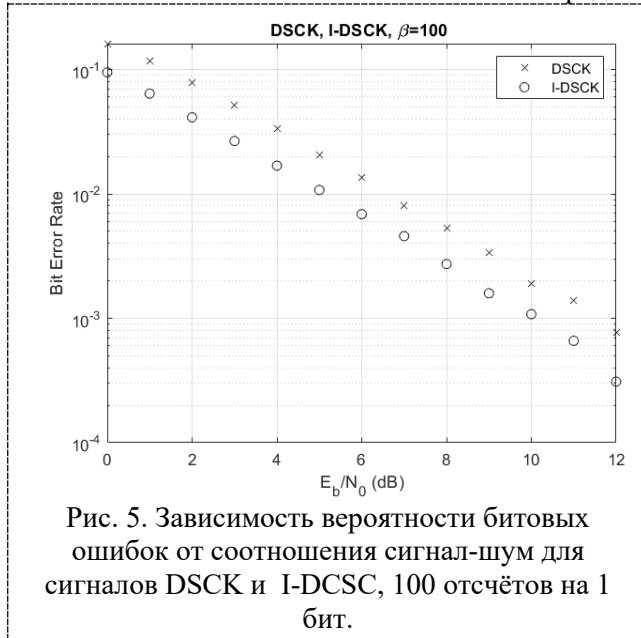
Вычисление вероятностей битовых ошибок выполнялось путем формирования случайной последовательности длиной 10^5 бит, для каждого бита генерировался хаотический сигнал $x_k, k = 1.. \beta$ рассчитывался передаваемый сигнал $e_{k,i}$ для схем передачи информации DSK и I-DCSC. Для принимаемого сигнала использовалось следующее выражение:

$$r_k = e_{k,i} + n_k = \tilde{x}_{k,i} + b_i \cdot x_{k,i} + n_k, \quad (3)$$

где n_k - шумовые отсчеты, соответствующие заданному соотношению сигнал-шум.

Затем в случае применения DSK выполнялась корреляция принятого сигнала с опорным сигналом, а в случае применения I-DCSC выполнялась корреляция принятого сигнала с его инвертированной по времени копией. Результат корреляции сравнивался с порогом, получение положительного значения – приём "1", отрицательного значения - приём "0". Далее

последовательность принятых битов сравнивалась с исходной последовательностью. За оценку вероятности битовой ошибки при передаче информации принималась доля ошибочных битов в принятой последовательности. Моделирование повторялось для каждого значения соотношения сигнал-шум. Результаты расчёта вероятностей битовых ошибок для сигналов DSCK и I-DCSC представлены на рис. 5 и рис. 6. Использование модифицированной относительной хаотической манипуляции I-DCSK позволяет помимо двукратного увеличения скорости передачи данных обеспечить снижение количества ошибок передачи данных.



Использование некогерентного приема хаотических сигналов и относительной хаотической манипуляции DCSK открывает новые возможности для повышения устойчивости к искажениям в канале связи и многолучевому распространению. При этом сохраняется сниженная вероятность обнаружения и перехвата, которые свойственны системам связи на основе хаотических сигналов. Важными направлениями дальнейшего развития систем связи с применением относительной хаотической манипуляции являются снижение вероятностей битовых ошибок в условиях шумов, повышение энергоэффективности и скорости передачи данных. В связи с предложенной в [8] концепцией интенсивного маршрута развития перспективных радиосистем будущего, необходимость в активном использовании хаотических сигналов и относительной хаотической манипуляции в применении к различным аспектам радиосвязи крайне актуальна.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев, А.С. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи / А.С. Дмитриев, А.Н. Панас. — Москва : Физматлит, 2002. — 252 с.
2. Савкин, Л.В. О методах хаотической лабиринтной модуляции / Л.В. Савкин // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. — 2016. — Т. 16, №. 5. — С. 280-283.
3. Дмитриев, А.С. Генерация хаоса / А.С. Дмитриев, Е.В. Ефремова, Н.А. Максимов, А.Н. Панас // *Москва : Техносфера*. — 2012. — 424 с.
4. Kaddoum, G. Wireless chaos-based communication systems: A comprehensive survey / G. Kaddoum // *IEEE Access*. — 2016. — Vol. 4. — P. 2621-2648
5. Kolumbán G. et al. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication // *Proc. NDES*. — 1996. — Т. 96. — С. 87-92.
6. Kaddoum G. et al. I-DCSK: An improved noncoherent communication system architecture // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. — 2015. — Т. 62. — №. 9. — С. 901-905.
7. Miao M. et al. Hybrid modulation scheme combining PPM with differential chaos shift keying modulation // *IEEE Wireless Communications Letters*. — 2018. — Т. 8. — №. 2. — С. 340-343.

8. Карамов, С.В. Гиперконвергентная гиперсинергетическая агрегированная нейроморфная радиоплатформа как будущее радиосвязи / С.В. Карамов // Радиолокация, навигация и связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, – 2019. Т. 6, – С. 192-197.

ТАКСОНОМИЯ МЕТОДОВ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА

Харин А.В., Карамов С.В.

*Целевая поисковая лаборатория прорывных технологий радиосвязи
a.v.kharin@radiolabs.fpi.gov.ru, s.v.karamov@radiolabs.fpi.gov.ru*

Представлена принципиально новая таксономия методов множественного доступа к радиоэффиру.

Введение

В последние годы проблема дефицита ресурсов радиоэфира встаёт особенно остро. Выбор наиболее подходящего метода множественного доступа и разработка новых методов являются ключевыми проблемами при построении современных и перспективных систем радиосвязи. Универсальная таксономия – важная составляющая, без которой решение проблем выбора и разработки методов доступа существенно усложняется. При анализе современной литературы [1-2] посвящённой вопросам построения таксономии методов доступа к радиоэффиру можно заключить, что известные подходы к этой проблеме строятся на основе уже известных технологий, что может затруднить получение принципиально новых решений задачи множественного доступа в перспективных радиосистемах. Однако, в связи с предложенной в [4] концепцией интенсивного маршрута развития перспективных радиосистем будущего, крайняя необходимость в проведении подобной таксономии актуальна. В связи с этим, здесь предлагается полностью новый универсальный подход к таксономии методов множественного доступа, основанный на общих физических и логических принципах.

Основные понятия

В предлагаемой таксономии методов доступа присутствуют три базовых понятия: *разделение, локализация, стоимость*.

Разделение – понятие, обозначающее как характеристику, так и процедуру, и связанное с множественностью доступа, чем больше величина разделения, тем больше абонентов может вместить система или тем больше радиосистем может вместить радиоэфир, если применить данное понятие на системном уровне. Для процедуры разделения абонентов (или систем) в некотором пространстве необходимо задать само это пространство и задать для каждого абонента (системы) некоторую область этого пространства, которую может использовать только этот абонент.

Локализация – характеристика и процедура, связанные с взаимными помехами, чем больше величина локализации, тем меньше взаимные помехи абонентов (в том числе возникшие из-за различного рода дисперсий). Процедура локализации в каком-либо пространстве заключается в подавлении взаимных помех абонентов или систем связи в данном пространстве.

Стоимость – характеристика, соответствующая затратам, необходимым для создания и функционирования системы. Отметим, что использование изображения одного и того же ресурсного пространства могут обладать различной стоимостью, например, использование частотного и вейвлет пространств. Данное обстоятельство связано, прежде всего, с различной степенью сложности использования изображений одного и того же пространства в практических ситуациях.

Степень свободы носителя – базовое понятие, каждая степень свободы образует *пространство*, в котором может быть произведено разделение и/или локализация абонентов.

Пространство, в котором возможно осуществить разделение и/или локализацию абонентов будем называть *ресурсным пространством*.

Структура-носитель – структура носителя информации, которая модулируется полезной информацией, т.е. изменение параметров структуры-носителя используется для передачи полезной информации.

В дальнейшей классификации пространств понятия разделения и локализации будут описываться *совместно*, т.к. для разделения и локализации можно использовать одни и те же степени свободы носителя. Кроме того, при классификации пространств будут выделяться полностью или частично *независимые* степени свободы, которые в свою очередь порождают *независимые* ресурсные пространства (полностью или частично). В двух и более независимых ресурсных пространствах локализация и разделение абонентов могут проводиться совместно без существенных ограничений.

Первичные ресурсные пространства и их изображения

Каждая независимая степень свободы по определению порождает одно и только одно независимое ресурсное пространство, однако, с помощью некоторого взаимно однозначного (биективного) отображения из любого ресурсного пространства можно получить его пространство-изображение, соответствующее этому отображению, другими словами, *изображение ресурсного пространства* – новое ресурсное пространство, полученное путём некоторого биективного отображения имеющегося пространства на себя. Важно отметить следующее: ресурсное пространство и его изображение нельзя независимо использовать для локализации абонентов или систем.

Отметим, что условие биективности вообще говоря не обязательно, *обобщённое изображение ресурсного пространства* – новое ресурсное пространство, полученное путём некоторого отображения имеющегося пространства на себя. Однако, здесь небиективные отображения рассматриваться не будут.

Рассмотрим пример конкретной степени свободы носителя информации и порождённого этой степенью свободы ресурсного пространства. *Время* – степень свободы носителя информации, которую начали одной из первых использовать для обеспечения множественного доступа. Временное ресурсное пространство (*t*-пространство), образованное этой степенью свободы и сейчас остаётся одним из самых востребованных для разделения и/или локализации абонентов. С помощью различных отображений ресурсного *t*-пространства на себя можно получить разнообразные изображения *t*-пространства, например, частотное пространство (*f*-пространство), получаемое с помощью отображения, образуемого преобразованием Фурье, различные вейвлет-пространства (*wl*-пространства) получаемые с помощью отображений, соответствующих преобразованиям, основанным на различных системах вейвлетов. Вообще говоря, любой оператор, осуществляющий биективное отображение пространства одномерных функций с конечной энергией на себя, порождает изображение ресурсного *t*-пространства.

На примере *t*-пространства рассмотрим принципиальное ограничение совместного использования ресурсного пространства и его изображения. При совместной локализации сигнала в *t*-пространстве и его изображении, например, в *f*-пространстве мы сталкиваемся с неравенством Гейзенберга, которое утверждает, что нельзя одновременно локализовать сигнал сколь угодно хорошо в обоих пространствах. Доказательство данного неравенства основано как раз на том факте, что *f*-пространство было получено с помощью биекции *t*-пространства на себя (преобразование Фурье). Трудности, возникающие при совместной локализации абонентов во *t*- и *f*-пространствах связаны именно с этим неравенством. Аналогичные трудности могут возникать и при использовании любых других изображений *t*-пространства.

Теперь рассмотрим другую степень свободы – пространственное положение носителя, т.е. его положение в трёхмерном физическом пространстве. Во избежание путаницы, в дальнейшем будет использоваться термин «положение в *физическом ресурсном пространстве*». Эта степень свободы порождает так называемое *s*-пространство, которое является полностью независимым от *t*-пространства, так что всегда возможно сколь угодно точно локализовать абонента в физическом и временном ресурсном пространствах.

Приведённые примеры обобщаются на другие степени свободы носителя и, соответственно, на образованные ими ресурсные пространства и их изображения.

В предлагаемой таксономии так же имеется два уровня использования технологий:

Уровень системы связи. На данном уровне описывается разделение, локализация и стоимость для системы в целом и по отношению к соседним системам.

Уровень абонента. На данном уровне описывается разделение, локализация и стоимость для абонентов внутри конкретной системы.

Например, две системы могут быть разделены и локализованы в *f*-пространстве, а абоненты внутри каждой из систем разделены и локализованы в физическом ресурсном пространстве.

Теперь рассмотрим часть предлагаемой таксономии методов доступа, а именно, классификацию степеней свободы носителя, используемых для разделения и/или локализации абонентов.

Классификация ресурсных пространств

Первый уровень классификации основан на природе происхождения степени свободы.

1. *Физические степени свободы* связаны с физическими параметрами носителя информации. У любого природного объекта есть некоторые общие для всех физические параметры, а именно:

пространственно-временное положение и энергия. Важной особенностью ресурсных пространств, образованных физическими степенями свободы носителя является то, что структура-носитель в таких пространствах не несёт какой-либо информации.

2. *Искусственные степени свободы* созданы не природой, а разработчиком системы. Структура-носитель, синтезированная в ресурсных пространствах, образованных на базе искусственных степеней свободы несёт в себе некоторую *техническую* информацию (например, уникальное имя абонента)

3. Степени свободы, связанные с *условиями распространения носителя информации* образуют третий тип степеней свободы. Их природа не связана с носителем, но связана с каналом, в котором распространяется носитель информации.

Рассмотрим подробнее каждую степень свободы. Начнём с физических степеней свободы носителя информации.

На первом подуровне классификации сюда входят:

1.1 Степени свободы, связанные с характеристиками носителя в физическом ресурсном пространстве, так называемое GenS-пространство. Эта группа содержит три независимые степени свободы:

1.1.1. Поляризационная степень свободы (p-пространство), которая образуется за счёт поляризации как характеристики электромагнитной волны.

1.1.2. Степень свободы, связанная с пространственным положением носителя (s-пространство), а именно с геометрическими параметрами носителя, таким как форма фронта волны, направление луча (в случае лучевого распространения) и т. п.

1.1.3. Степень свободы, связанная с орбитальным угловым моментом (a-пространство), данная степень свободы является самой новой и сейчас находится на стадии исследования.

Далее на *первом* подуровне классификации можно выделить

1.2. Степень свободы, связанную с формой носителя информации во времени. Временное t-пространство и его изображения уже приводились в качестве примеров выше, поэтому не будем на них подробно останавливаться.

1.3. Наконец, последней степенью свободы первого подуровня является энергия носителя (E-пространство). На E-пространстве основана одна из наиболее перспективных технологий множественного доступа PD-NOMA.

Остановимся подробнее на отличии t-пространства и E-пространства. Временная степень свободы носителя информации основана именно на *форме* структуры-носителя во времени, другими словами, если сигналы в t-пространстве нормировать так, чтобы все их энергии (или мощности) были равны единице, то эта нормировка никак не отразится на качестве разделения и локализации. В то же время для E-пространства наоборот, не важна временная форма сигнала, но важна его энергия (или мощность).

Перейдём к описанию *искусственных степеней свободы*. Как было указано выше, ключевым отличием искусственных степеней свободы от физических является возможность добавления технической (вспомогательной) информации в структура-носитель синтезированную в ресурсном пространстве, образованном на базе искусственной степени свободы. Данный факт послужил основой для классификации ресурсных пространств. На первом подуровне они делятся следующим образом.

2.1. Монологические степени свободы.

2.2. Диалоговые степени свободы.

Среди диалоговых степеней свободы пока можно выделить только одну, соответствующую *кодovому* ресурсному пространству (c-пространство). Это классический метод разделения сигналов с использованием специальных кодов, с помощью которых сигналы *для* и *от* различных пользователей отличают друг от друга. Отметим, что основной особенностью кодового разделения является тот факт, что и передающий и принимающие абоненты должны знать правила, по которым формируются данные коды (т.е. иметь техническую информацию), однако, такое положение вещей не всегда возможно и, в случае, когда стороны связи не могут синхронизировать общую техническую информацию, используются *монологические* степени свободы. Среди монологических степеней свободы можно выделить степень свободы *правило* (r-пространство) и степень свободы *поведение* (b-пространство). Приведём пример использования r-пространства. Базовая станция (БС) передаёт данные нескольким пользователям, однако, как именно БС разделяет данные для разных пользователей, этим пользователям неизвестно. Пользователи постепенно учатся распознавать предназначенные им пакеты

данных, например, методом проб и ошибок, либо используя машинное обучение, генетические алгоритмы и другие методы. Выработав достаточное понимание правил БС пользователи начинают принимать данные практически без ошибок. Далее рассмотрим пример для b-пространства. БС передаёт данные нескольким пользователям, однако, теперь БС имеет возможность прослушивать эфир. Используя поведение пользователей в эфире БС различными методами начинает узнавать пользователя, например, по шаблону его поведения в эфире и передавать данные пользователю в соответствии с полученным шаблоном.

Наконец, третьей и последней группой степеней свободы являются степени свободы, порождённые условиями распространения сигналов. Условия распространения сигнала (и порождённые ими ресурсные пространства) можно разделить на две группы:

3.1. условия, связанные с влиянием собственных параметров пользователя на распространение сигнала: это прежде всего *удалённость пользователя (del-пространство)*, а также его движение (эффект Доплера) (*dop-пространство*),

3.2. кроме того, можно выделить условия, связанные с влиянием канала распространения, а именно: *канальный доплеровский сдвиг (cdop-пространство)*, *многолучёвость (tr-пространство)*, *канальные задержки (cdel-пространство)*, *ослабления (samp-пространство)*, *набег фазы* и т. д.

Отметим, что условия распространения сигналов существенно влияют на качество связи, поэтому локализация пользователей в пространствах, связанных с условиями распространения сигнала может так же и существенно уменьшать воздействие этих условий на связь, в качестве примера можно привести технологию OTFS.

Классификация технологий разделения и локализации.

Теперь рассмотрим технологии, с помощью которых ресурсные пространства могут быть использованы напрямую, расширены или объединены. Для начала дадим определение технологии в нашем случае.

Технология – это некоторое множество отображений ресурсного пространства на множество абонентов.

Метод множественного доступа полностью задаётся применением некоторой технологии к некоторому ресурсному пространству (или прямому произведению ресурсных пространств). Сформулируем следующее утверждение.

Теорема. Пусть некоторый метод множественного доступа M задан с помощью применения некоторой технологии α к ресурсному пространству (или прямому произведению ресурсных пространств) A , тогда для произвольной технологии β можно найти такое изображение ресурсного пространства A , что применение технологии β к этому изображению ресурсного пространства A будет порождать тот же самый метод множественного доступа M .

Исходя из приведённого утверждения можно заключить, что исследование применения всех технологий к одному пространству (или прямому произведению ресурсных пространств) может быть заменено исследованием применения одной технологии к различным изображениям ресурсного пространства.

Теперь рассмотрим классификацию технологий.

1. Первая группа технологий описывает различные способы прямого синтеза формы носителя в каком-либо ресурсном пространстве, здесь можно выделить следующие подходы: прямой синтез носителя (самый простой подход к задаче), синтез носителя с использованием пространства-изображения (например, фильтрация), а также синтез формы носителя на основе систем различных функций.

Кроме прямого использования какого-либо пространства возможны и другие подходы.

2. "Разрыхление пространства": фрактализация и паттернизация – технологии расширения доступного объёма пространства за счёт использования различных масштабов и шаблонов.

2.1. Фрактализация это технология, при которой различные пользователи используют различные масштабы носителя в каком-либо пространстве для передачи и приёма информации.

2.2. Паттернизация – обобщение технологии фрактализации. При использовании паттернизации различные пользователи используют различные шаблоны при для доступа к носителю. Так использование различных масштабов -- это один из видов шаблонов.

3. Сверхразрешение и индексирование – технологии, позволяющие эффективно объединять несколько пространств.

3.1. В технологии сверхразрешения объединение достигается за счёт того, что абоненты, неразделяемые в одном пространстве разделяются в других пространствах, в качестве примера здесь можно привести технологии, включаемые в понятие NOMA.

3.2. Факторизация – технология, использующая прямую факторизацию некоторого ресурсного пространства с использованием в качестве фактор-пространства какого-либо другого ресурсного пространства.

3.3. Индексирование – технология, использующая одно из пространств в качестве вспомогательного и дополняющего основное ресурсное пространство.

4. Обучение – группа технологий, основанных на машинном обучении и других подобных технологиях;

5. Статистические технологии – группа технологий, связанная с использованием не детерминированных, а статистических технологий разделения и локализации абонентов, например, средних значений параметров и т. п.;

6. Технологии распределения системы, это технологии, в которых система распределяет свои собственные параметры в каком-либо ресурсном пространстве, чтобы использовать это пространство, самый яркий пример такого рода технологий – технология MIMO.

Выводы

Таким образом, основные идеи, лежащие в основе предлагаемой таксономии, заключаются в следующем.

1. Задача множественного доступа абонентов к радиоэфиру интерпретируется как задача разделения и локализация абонентов в ресурсных пространствах.

2. Выделяются независимые степени свободы, порождающие независимые ресурсные пространства, в которых разделение и локализацию можно проводить совместно без каких-либо ограничений.

3. Отдельно рассмотрены ресурсные пространства и технологии, позволяющие эти пространства использовать. Показано, что исследование технологий может быть сведено к исследованию специально подобранных изображений ресурсных пространств.

4. Отдельно рассматриваются изображения ресурсного пространства, которые получаются из исходного пространства путём его биективного отображения на себя; важно отметить, что нельзя проводить совместные разделение или локализацию в пространстве и его изображении.

5. Отдельно рассматриваются два уровня абстракции: уровень системы и уровень абонента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Basharat M., Ejaz W., Naeem M., Khattak A. M., Anpalagan A. A survey and taxonomy on nonorthogonal multiple-access schemes for 5G networks // Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, vol. 29, no. 1, pp. 1052–1061, Jun. 2017.

2. Zhou F., Wu Y., Liang Y.-C., Li Z., Wang Y., Wong K.-K. State of the Art, Taxonomy, and Open Issues on Cognitive Radio Networks with NOMA// IEEE Wireless Communications, vol. 25, no. 1, pp. 100-108, Apr. 2018

3. Karamov, S. Hyperconvergent Hypersynergetic Aggregated Neuromorph Radioplatform - As The Future of Radio Communications // Radar, Navigation and Communications: Proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference -- 2019 -- vol. 6 -- pp.~ 192-197.

СТАБИЛИЗИРУЮЩИЙ МНОЖИТЕЛЬ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРЯМОЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ

Костин А.В.

Целевая поисковая лаборатория прорывных технологий радиосвязи

al.v.kostin@sozvezdie.su

Представлен стабилизирующий множитель, делающий корректной задачу амплитудно-фазового синтеза

Рассмотрим приведенное и нормированное по обоим переменным интегральное уравнение прямолинейной антенны [1]:

$$F(t) = \int_{-1}^1 e^{ixt} e^{i\Phi(x)} R(x) dx, \quad (1)$$

где $F(t)$ —диаграмма направленности антенны, $R(x)$ —амплитудное распределение тока в антенне, $\Phi(x)$ —фазовое распределение. Если по известной функции $F(t)$ требуется определить неизвестные функции $R(x)$ и $\Phi(x)$, то такая задача называется задачей амплитудно-фазового синтеза.

Кроме того, пусть

$$b = ak = \frac{2\pi a}{\lambda}, \quad (2)$$

k —волновое число, λ —длина волны, $2a$ —длина антенны.

На интервале $(-b, b)$ зафиксируем две системы точек $\{t_k\}$ и $\{\xi_k\}$, которые удовлетворяют неравенству

$$-b < t_1 < \xi_1 < t_2 < \dots < t_k < \xi_k < t_{k+1} < \dots < \xi_{n-1} < t_n < b. \quad (3)$$

В этих точках на диаграмму направленности налагаются интерполяционные условия

$$F(t_k) = 0, k = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

$$F(\xi_k) = M_k e^{i\varphi_k}, k = 1, 2, \dots, n-1, \quad (5)$$

$$F'(\xi_k) = 0, k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (6)$$

Эти условия означают, что по направлениям $\{t_k\}$ радиоизлучения не происходит, а вся энергия направляется по $\{\xi_k\}$.

Среди точек $\{\xi_k\}$ выберем одну точку ξ_p , которая определяет главное направление радиоизлучения. Тогда для положительных чисел $\{M_k\}$ введём условие

$$M_1 < M_2 < \dots < M_{p-1} < M_p > M_{p+1} > \dots > M_{n-2} > M_{n-1}. \quad (7)$$

Далее, построим алгебраический многочлен, который удовлетворяет интерполяционным условиям (4)—(6). Для этого, по точкам $\{t_k\}$ и $\{\xi_k\}$ введём фундаментальные многочлены

$$Q_n(t) = \prod_{k=1}^n (t - t_k), \quad (8)$$

$$W_{n-1}(t) = \prod_{k=1}^{n-1} (t - \xi_k). \quad (9)$$

В теории интерполяции функций известна интерполяционная формула Эрмита [2]. По аналогии с этой формулой Эрмита введём многочлен.

$$H_{2n-3}(t) = \sum \frac{W_{n-1}^2(t)}{(t - \xi_k)^2 (W_{n-1}'(\xi_k))^2} \times \\ \times \{A_k [1 - \frac{W_{n-1}''(\xi_k)}{W_{n-1}'(\xi_k)} (t - \xi_k)] + B_k (t - \xi_k)\}. \quad (10)$$

Покажем, что данный многочлен удовлетворяет интерполяционным условиям

$$H_{2n-3}(\xi_m) = A_m, \quad m = 1, 2, \dots, n-1, \quad (11)$$

$$H'_{2n-3}(\xi_m) = B_m, \quad m = 1, 2, \dots, n-1, \quad (12)$$

В силу (9) имеем равенство

$$\frac{W_{n-1}(t)}{t - \xi_k} = \begin{cases} 0, & t = \xi_m, n \neq k, \\ W'_{n-1}(\xi_k), & t = \xi_k \end{cases}. \quad (13)$$

Таким образом, при $t = \xi_m$ в формуле (10) остаётся только одно слагаемое, и условие (11) выполняется.

Далее, дифференцируя многочлен (10), находим

$$\begin{aligned} H'_{2n-3}(t) &= \frac{1}{(W'(\xi_k))^2} \left\{ \left(\frac{W(t)}{t - \xi_k} \right)^2 \right\}' \times \\ &\times \left\{ A_k \left[1 - \frac{W''(\xi_k)}{W'(\xi_k)} (t - \xi_k) \right] + B_k (t - \xi_k) \right\} + \\ &+ \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{[W'(\xi_k)]^2} \left[\frac{W(t)}{t - \xi_k} \right]^2 \left\{ -A_k \frac{W''(\xi_k)}{W'(\xi_k)} + B_k \right\}. \end{aligned} \quad (14)$$

В последней формуле рассмотрим производную

$$\left\{ \left[\frac{W(t)}{t - \xi_k} \right]^2 \right\}' = 2 \frac{W(t)}{t - \xi_k} \cdot \frac{W'(t)(t - \xi_k) - W(t)}{(t - \xi_k)^2}. \quad (15)$$

Перейдём теперь к пределу при $t \rightarrow \xi_k$. Первая дробь в силу (13) стремится к величине $W'(\xi_k)$. А вторая, после применения правила Лопитала

$$\lim_{t \rightarrow \xi_k} \frac{W'(t)(t - \xi_k) - W(t)}{(t - \xi_k)^2} = \lim_{t \rightarrow \xi_k} \frac{W''(t)(t - \xi_k) + W'(t)}{2(t - \xi_k)} = \frac{1}{2} W''(\xi_k). \quad (16)$$

Далее посчитаем предел при $t \rightarrow \xi_k$ в формуле (14). В результате все слагаемые обратятся в нуль, кроме одного, для которого $k=m$. Поэтому справедливо равенство

$$H'_{2n-3}(\xi_m) = \frac{W'(\xi)W''(\xi_m)}{[W'(\xi_m)]^2} A_m + \left[-A_m \frac{W''(\xi_m)}{W'(\xi_m)} + B_m \right] = B_m, \quad (17)$$

которое доказывает условие (12).

Теперь, используя определение (8), рассмотрим многочлен

$$\begin{aligned} F_N(t) &= Q_n H_{2n-3}(t) = Q_n(t) \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{[W'(\xi_k)]^2} \left[\frac{W(t)}{t - \xi_k} \right]^2 \times \\ &\times \left\{ A_k \left[1 - \frac{W''(\xi_k)}{W'(\xi_k)} (t - \xi_k) \right] + B_k (t - \xi_k) \right\}. \end{aligned} \quad (18)$$

Для этого многочлена выполняются условия (4). Если положить

$$A_k = \frac{M_k e^{i\varphi_k}}{Q_n(\xi_k)}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1, \quad (19)$$

то будут выполняться и условия (5). Для выполнения условия (6) продифференцируем равенство (18)

$$F'_N(t) = Q'_n(t)H_{2n-3}(t) + Q_n(t)H'_{2n-3}(t). \quad (20)$$

Полагая здесь $t=\xi_m$ и учитывая равенство (13) и условия(5), получим

$$\begin{aligned} F'(\xi_m) &= Q'_n(\xi_m)H_{2n-3}(\xi_m) + Q_n(\xi_m)H'_{2n-3}(\xi_m) = \\ &= Q'_n(\xi_m)A_m + Q_n(\xi_m)B_m = 0. \end{aligned} \quad (21)$$

Таким образом, интерполяционный многочлен, удовлетворяющий условиям (4)—(6) определяется формулой (18) и условиями (20) и (21).

Схематически график функции $y=|F_N(t)|$ изображён на рис. 1.

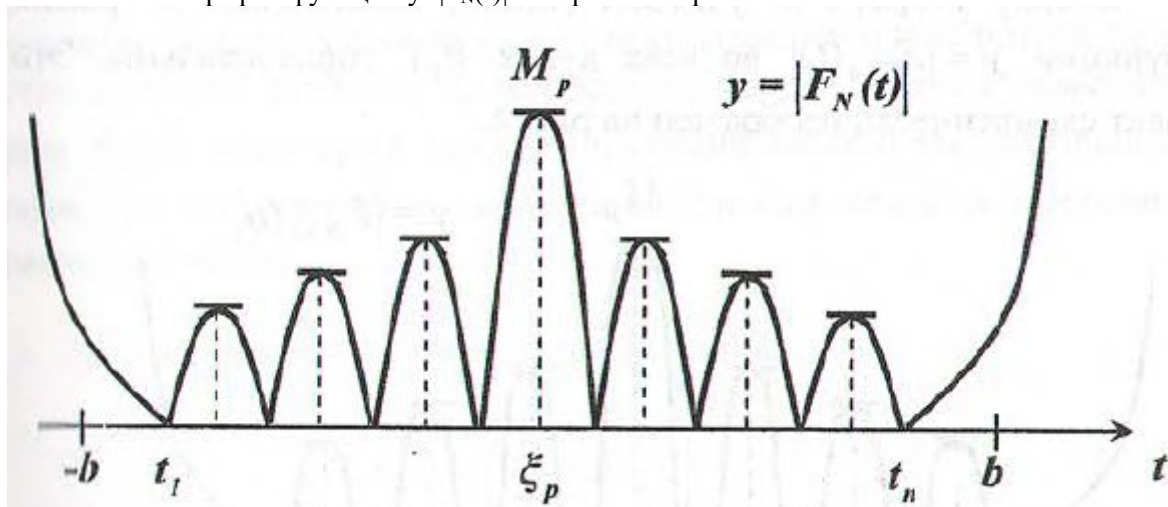


Рис.1 Главный и боковые лепестки интерполяционного многочлена

Итак, многочлен $F_N(t)$ как диаграмма направленности удовлетворяет на интервале $(-b, b)$ условиям (4)—(6). Теоретически ясно, что за пределами сегмента $[-b, b]$ функция $|F_N(t)|$ неограничена. Более того, имеет место предельное соотношение

$$\lim_{t \rightarrow \pm\infty} |F_N(t)| = \infty. \quad (22)$$

При этих условиях интегральное уравнение

$$F_N(t) = \int_{-1}^1 e^{i\Phi(x)} R(x) dx, \quad (23)$$

не является корректно разрешимым. Поэтому целесообразно ввести рядом с многочленом $F_N(t)$ некоторый стабилизирующий множитель, который не позволил бы диаграмме направленности возрастать за пределами сегмента $[-b, b]$.

Рассмотрим вспомогательную функцию

$$A(t) = \left(\frac{b}{\pi t} \sin \frac{\pi t}{b} \right)^{N+1}. \quad (24)$$

Функция (24) имеет следующие свойства:

1. Функция (24) аналитична во всей комплексной плоскости.
2. Функция (24) принимает действительные значения на действительной оси.
3. Функция (24) не имеет нулей на интервале $(-b, b)$.
4. Если $t \rightarrow \pm\infty$, то функция (24) стремится к нулю, причём достаточно быстро. Справедливо неравенство

$$|A(t)| \leq \left(\frac{b}{\pi |t|} \right)^{N=1}, \quad t \rightarrow \pm\infty. \quad (25)$$

В силу этого неравенства для всякого алгебраического многочлена $F_N(t)$ степени не выше N выполняется условие

$$\lim_{t \rightarrow \pm\infty} |A(t)F_N(t)| = 0. \quad (26)$$

Рассмотрим теперь диаграмму направленности в виде

$$F(t) = A(T)F_N(t). \quad (27)$$

Тогда вместо условий (4)—(6) имеем интерполяционные условия

$$F(t_k) = A(t_k)F_N(t_k) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (28)$$

$$F(\xi_k) = A(\xi_k)F_N(\xi_k) = M_k e^{i\varphi_k}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (29)$$

$$F'(\xi_k) = A'(\xi_k)F_N(\xi_k) + A(\xi_k)F_N'(\xi_k) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (30)$$

Эти условия, аналогично условиям (4)—(6) определяют многочлен $F_N(t)$ однозначно. Но, в силу условия (25) модуль функции (26) стремится к нулю при $t \rightarrow \pm\infty$. Кроме того, в силу формулы (23) диаграмма направленности (27) имеет нули на концах сегмента $[-b, b]$, причем порядок этих нулей есть $N+1$. Далее, нули того же порядка $N+1$ диаграмма направленности имеет в точках. Далее, нули того же порядка $N+1$ диаграмма направленности имеет в точках

$$t_m = \pm mb, \quad m = 1, 2, \dots \quad (31)$$

В результате график модуля диаграммы направленности (27) изображен на рис. 2. Здесь $\xi_p = 0$.

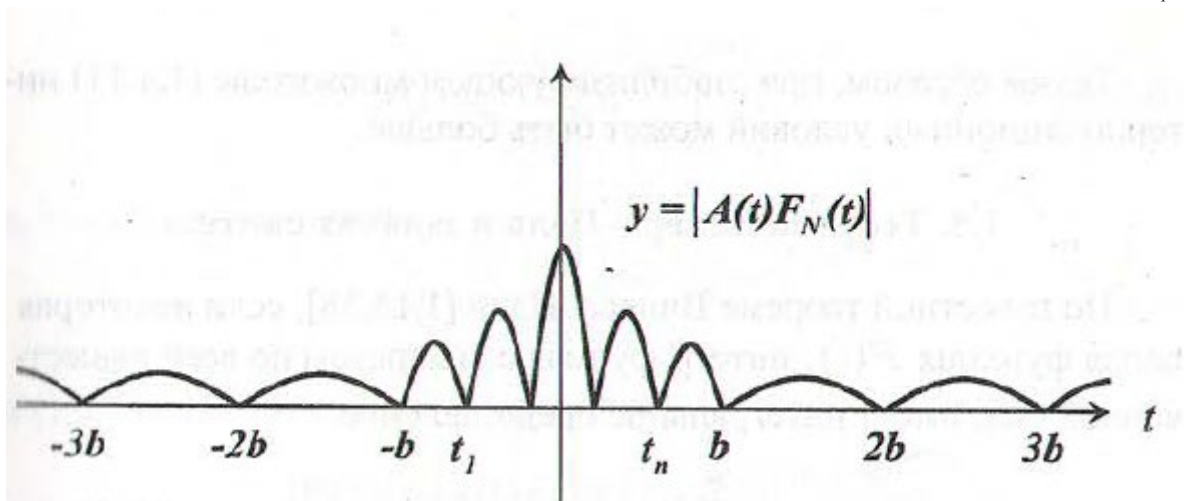


Рис.2. Диаграмма направленности при стабилизирующем множителе

ЛИТЕРАТУРА

1. Суэтин П.К. Начала математической теории антенн / П.К. Суэтин.— М.: Инсвязьиздат, 2008. — 228 с.
2. Березин И.С. Методы вычислений, Т.1/ И.С. Березин, Н.П. Жидков, М.: ГИФМЛ, 1962. 464 с.

ГЕНЕРАЦИЯ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В ТРАНЗИСТОРНЫХ СИСТЕМАХ С ВЫСОКИМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ПОТЕНЦИАЛОМ

Савельев С.В., Морозова Л.А.

*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
mila-morozova.ludmila@yandex.ru*

Предложен метод построения однотранзисторного генератора хаотических колебаний микроволнового диапазона длин волн. Проведены теоретические расчёты, показывающие применимость метода для решения задач такого рода. Получены значения определяющих параметров реальных систем с хаосом. Созданы экспериментальные макеты генераторов хаоса на базе мощного отечественного транзистора 2Т982А-2. Представлены экспериментальные результаты исследования генерации хаотических колебаний в микроволновом диапазоне при работе транзистора в режиме больших и малых токов. Сделан вывод, что предложенный метод применим для систем на базе любых активных элементов.

Введение

Построение генераторов шума на базе мощных транзисторов практически не описывается научной в литературе из-за специфики работы самих активных элементов, параметры которых не являются постоянными величинами, а сильно зависят от рабочих токов. Причем эта зависимость не повторяется при переходе от одного активного элемента к другому, что не позволяет ввести параметры мощных транзисторов в библиотеки программ для расчета полупроводниковых структур и радиофизических схем, а значит, в ресурсах программ моделирования систем радиофизики отсутствует возможность создания генераторов шума на базе мощных активных элементов.

В [1] сделана первая попытка построить математическую модель генератора шума на базе мощного транзистора не используя зависимые от рабочего тока параметры самого активного элемента. Такая математическая модель представляет собой генератор с выделенной инерционностью, когда инерционность системы определяется выходным током активного элемента, [2, 3]. В численном эксперименте были найдены значения параметров модели, отвечающие развитому хаосу с нормальным дифференциальным законом распределения плотности вероятности колебательного процесса. Показано, что развитые хаотические колебания в системе имеют место при значении параметра инерционности $g < 0,06$. Построен мощный экспериментальный генератор хаотических колебаний в микроволновом диапазоне на базе отечественного транзистора 2Т982А-2.

Однако, для достижения расчетных параметров математической модели, когда генератор находится в зоне развитого хаоса, активный элемент, транзистор, должен работать в сильно нелинейном режиме, что резко снижает энергетические характеристики опытных макетов. В настоящей работе предложен другой подход к созданию генераторов хаотических колебаний на базе мощных активных элементов.

Основная часть

Для примера рассмотрим генератор на мощном биполярном транзисторе. Простейший генератор представляет собой усилительный каскад СВЧ диапазона, где транзистор согласован по входу и выходу без каких-либо дополнительных схемных построений. Необходимое значение положительной обратной связи для перехода в режим автогенерации осуществляется через внутренние межвыводные емкости транзистора. На практике усилительный каскад переводится в автоколебательный режим по достижении необходимых значений напряжений питания.

Для моделирования процессов, происходящих в описываемой системе используем модель генератора с выделенной инерционностью, которая, как это было показано ранее в [1-3], хорошо описывает процессы в системах на биполярных транзисторах.

Основополагающим моментом в такой системе является факт зависимости крутизны (S) динамической характеристики активного элемента (транзистора) от напряжений питания. Тогда в первом приближении для транзистора можно записать:

$$S = r (U_0 - U_p), \quad (1)$$

где U_0 - постоянная составляющая напряжения питания, U_p - переменная составляющая, r - коэффициент. Переменная составляющая может быть как внешним сигналом, так и сигналом,

созданным специализированной цепью, входящей в состав системы. В случае, когда U_p - напряжение на выходе однополупериодного квадратичного детектора генератора с выделенной инерционностью и при правомерности условия:

$$r = \frac{b}{\omega_0^2 M}, \quad (2)$$

где b – параметр, определяющий глубину модуляции крутизны динамической характеристики, ω_0 – круговая частота, M – параметр определяющий величину положительной обратной связи, см. [1], для крутизны линейного участка динамической характеристики справедливо:

$$S = S_0 - \frac{b}{\omega_0^2 M} U_p, \quad (3)$$

Тогда для линейного участка характеристики для напряжения на входе нелинейного усилителя (Ψ) в системе генератора с выделенной инерционностью на линейном участке динамической характеристики $\Psi \leq k$, где k – предельное значение напряжения линейного участка, справедливо:

$$\ddot{\Psi} + \omega_0^2 \Psi = (\mu - bU_p)\dot{\Psi} - b\dot{U}_p \Psi, \quad (4)$$

где $\mu = \omega_0 M S_0 - R/L$. Переходя к безразмерным переменным $\tau = \omega_0 t$, $X = \Psi(b/\omega_0)^{1/2}$, $Z = U_p b/\omega_0$, $Y = \Omega(b/\omega_0^3)^{1/2}$, где Ω – ток в цепи обратной связи генератора с выделенной инерционностью и учитывая, что $\dot{\Omega} = -\omega_0^2 \Psi$, уравнение (7) можно переписать как:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= Y + (m_1 - m_2)X - ZX, \\ \dot{Y} &= -X, \end{aligned} \quad (5)$$

где $m_1 = M\omega_0 S_0$, $m_2 = R(C/L)^{1/2}$ – параметры возбуждения и диссипации соответственно. Таким образом, полученные уравнения (5) полностью совпадают с результатами работы [1], что указывает на прямую возможность организации цепи инерционности с необходимыми параметрами посредством модуляции значения напряжений питания активного элемента.

Далее, следуя [1], для участка с насыщением, $\Psi > k$, можно записать:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= Y - m_2 X - qZ, \\ \dot{Y} &= -X, \end{aligned} \quad (6)$$

где безразмерный параметр ограничения $q = k(b/\omega_0)^{1/2}$. Связь между входным U и выходным U_p напряжениями однополупериодного детектора представима как:

$$\dot{U}_p = -gU_p + gF(U)U^2, \quad F(U) = \begin{cases} 1, & U \geq 0, \\ 0, & U < 0, \end{cases} \quad (7)$$

где $F(U)$ – единичная функция Хевисайда. Для напряжения U справедливо

$$U = L_1 \dot{\Omega} - M\dot{I}, \quad (8)$$

что после подстановки в (7) с учетом условий $W = I(b/\omega_0^3)^{1/2}$ и $L_1 = L = M$, позволяет записать:

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= -gZ + gF(2X - m_2 W)(2X - m_2 W)^2, \\ \dot{W} &= X - m_2 W, \end{aligned} \quad (9)$$

где $g = RC/\tau_\phi$ – параметр инерционности, $\tau_\phi = R_\phi C_\phi$ – постоянная времени инерционного преобразователя. Таким образом, используя (6, 7) и (9), уравнения, описывающие динамику генератора с инерционным преобразованием напряжения питания активного элемента, рассматриваемую систему можно представить в виде четырехмерной четырёхпараметрической нелинейной диссипативной системы:

$$\begin{aligned}
\dot{X} &= Y + (m_1 - m_2)X - XZ, & X \leq q, \\
\dot{X} &= Y - m_2X - qZ, & X > q, \\
\dot{Y} &= -X, \\
\dot{Z} &= -gZ + gF(2X - m_2W)(2X - m_2W)^2, \\
\dot{W} &= X - m_2W,
\end{aligned} \tag{10}$$

Полученная система (10) совпадает с математической моделью генератора с выделенной инерционностью [1], описывающей динамику процессов в системе регенеративного усилителя на мощном биполярном транзисторе. Исходя из этого, для построения натуральных макетов на базе мощного транзистора 2Т982А02 будем исходить из основополагающего результата, полученного в работе [1], и указывающего на то, что системы (10) переходит в режим развитого хаоса с нормальным распределением дифференциального закона плотности вероятности колебательного процесса при значении параметра инерционности $g \leq 0,06$.

Используя возможность достижения параметра инерционности значений, указанных выше, за счет инерционной модуляции напряжения питания, построение генератора хаотических колебаний не представляет собой теперь особых сложностей. Необходимым условием генерации хаоса в системе регенеративного усилительного каскада является введение цепи однополупериодного инерционного преобразования выходного сигнала активного элемента и модуляции этим сигналом напряжений питания транзистора. При этом активный элемент работает в нормальном режиме, то есть напряжения питания близки паспортным значениям. Коэффициент усиления транзистора при этом равен значению в режиме усиления. Выходная мощность хаотических колебаний близка мощности генерируемых регулярных колебаний.

В рамках работы построены экспериментальные макеты генераторов хаоса на базе транзистора 2Т982А-2 для режима большой мощности и режима малой мощности когда транзистор работает в режиме малых токов. Спектр колебаний генератора в режиме больших токов занимают диапазон равный по порядку величины 10%. То есть генерация хаотических колебаний происходит в полосе частот усиления усилительного каскада, на базе которого построен генератор хаотических колебаний. Интегральная мощность генератора составляла 1,2 Вт при КПД = 25%. В случае малых токов эффективная полоса генерируемых колебаний составляла 3,5 октавы. Интегральная мощность хаотических колебаний 5,3 мВт, КПД = 3%.

Выводы

Таким образом, в работе теоретически и на практике представлен метод построения генераторов хаотических колебаний путем инерционной модуляции напряжений питания. Такой метод не имеет технологических ограничений и может быть применим в системах на базе любых активных элементов.

Работа выполнена в соответствии с госзаданием.

ЛИТЕРАТУРА

1. С.В.Савельев. Математическая модель мощного усилительного каскада на биполярном транзисторе. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/10/text.pdf>
2. Савельев С.Н., Морозова Л.А., Савельев С.В. «Моделирование систем на мощных биполярных транзисторах». // 12 Всероссийская конференция молодых ученых «Наноэлектроника, нанофотоника и нелинейная физика», 5 – 7 сентября 2017 г., Саратов, Россия. Труды конференции.
3. С.В. Савельев Генерация сложных, в том числе хаотических колебаний в твердотельных системах. // Всероссийская научная конференция «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Муром. 2017. 27.06 – 29.06.2017 г. Труды конференции.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТАВА ВОДНЫХ СРЕД МЕТОДОМ РАДИОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ

Морозова Л.А., Савельев С.В.

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
mila-morozova.ludmila@yandex.ru

Предложен комплексный метод исследования биологических и водосодержащих сред путем определения свойств их электромагнитных полей в СВЧ и миллиметровом диапазоне длин волн на основе определения физических параметров люминесцентного излучения, таких как Фурье-спектр и фазовые портреты временной реализации его радиояростной характеристики. Сделан вывод о применимости предложенного метода для исследования особенностей биологических организмов и идентификации растворов веществ различной природы.

Введение

Информационно-волновым свойствам водной среды в научной литературе уделяется особенное внимание, см., например, статью [1] и приведённые в ней ссылки. Такое название своих электромагнитных свойств вода получила преимущественно из-за амплитудно-частотной зависимости общей картины экспериментальных результатов, полученных при исследованиях водных растворов, живых организмов, то есть всего множества наблюдаемых в присутствии воды электромагнитных явлений [2]. Однако экспериментальные результаты по исследованию взаимодействия живых и водных сред с электромагнитным полем авторам научных трудов оказалось легче всего объяснить так называемыми информационным воздействием электромагнитных полей и волновыми свойствами водной среды. В результате полученные экспериментальные данные по взаимодействию водных сред с электромагнитными полями так и остаются экспериментальными данными без какой-либо достаточной теоретической подтверждающей базы.

В ФИРЭ им В.А. Котельникова РАН построена качественная теория воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) коротковолнового спектра частот, начиная с СВЧ диапазона, миллиметров (ММ) и выше, дающая объяснение, каким образом ЭМИ указанных диапазонов, затухающее в водной среде на расстоянии меньше 1 мм, например, в ММ диапазоне длин волн, проникает вглубь живых и водных сред. Теория базируется на генерации вынужденного излучения воды, или радиоотклика, на внешнее электромагнитное воздействие [3]. В дальнейшем эта плодотворная идея была развита авторами настоящей работы, и экспериментально было показано, что спектр радиоотклика может занимать сверхширокий диапазон радиочастот от самых низких, декаметровых волн, вплоть до как минимум терагерцевых волн [4, 5]. Такой подход позволил дать теоретическое объяснение равнозначного по порядку величины действия, силе и физической природе ЭМИ практически любого частотного диапазона длин волн на биологические и водосодержащие объекты.

Вместе с этим, эксперименты по исследованию генерации радиоотклика на внешнее ЭМИ водными средами показали, что параметры радиоотклика в заметной степени зависят от состава испытываемой живой или водной среды. Следуя этому, теория генерации радиоотклика на внешнее ЭМИ может быть применена для исследования физических, химических и медико-биологических свойств водных сред для всех случаев определения особенностей биологических субстанций и определения базовых веществ растворов и их непосредственной концентрации.

Задача определения особенностей живых систем и идентификации исследуемых водных сред является одной из первостепенных задач, стоящих перед современной наукой. Теория генерации радиоотклика на внешнее ЭМИ, по всей видимости, в состоянии в определенной мере указать однозначное решение по определению состава водных растворов.

В дополнение к теории радиоотклика, для однозначного ответа на поставленный вопрос авторами статьи предложен метод исследования статистических характеристик ЭМИ живых организмов и растворов исследуемых веществ. Наиболее значимыми из них являются изменение радиояростных свойств ЭМИ в реальном времени, Фурье-спектры и фазовые портреты, вид которых сможет определить состояния живых организмов и составы водных растворов.

Цель настоящей работы – определить метод идентификации физических свойств ЭМИ водосодержащих сред и растворов веществ путем получения значений количественных и статистических параметров их люминесцентных ЭМИ.

Основная часть

ЭМИ живых организмов и растворов веществ в свободном состоянии являет собой электромагнитное люминесцентное излучение водных свободных или связанных осцилляторов со случайной временной радиояркостью, в общем случае хаотически меняющейся во времени. При внешнем воздействии ЭМИ, благодаря поляризации молекулы воды и механизму генерации радиоотклика на внешнее ЭМИ, возможно частичное упорядочивание или разупорядочивание молекул воды, которое может сказываться во время или после воздействия внешних электромагнитных полей. Эффект генерации радиоотклика и остаточные явления групповой переориентации молекул воды изменяют люминесцентное ЭМИ живых систем и водных структур, чьи параметры могут быть идентифицированы с помощью прецизионных измерений. Эксперименты по исследованию физических свойств люминесцентных ЭМИ живых организмов и водосодержащих сред указывают на взаимно-однозначное соответствие параметров ЭМИ и их физических, химических и медико-биологических параметров, таких как температура, наличие или отсутствие патологий, вид и концентрация химических соединений базовых веществ.

Любое изменение в макромолекуле воды проявляется в изменении статистических свойств люминесцентного ЭМИ исследуемого объекта, которое на первый взгляд является просто белым шумом. Однако статистические характеристики, которыми являются Фурье-спектр радиояркости ЭМИ и сопутствующие Фурье-спектру математические объекты, такие как фазовые портреты во множестве параметрических пространств системы, полученные с помощью высокочувствительных радиометров, могут с высокой степенью вероятности указать характер воздействия ЭМИ, химический состав исследуемых водосодержащих сред [3], наличие нестандартных или патологических изменений жизнедеятельности исследуемых объектов [6, 7].

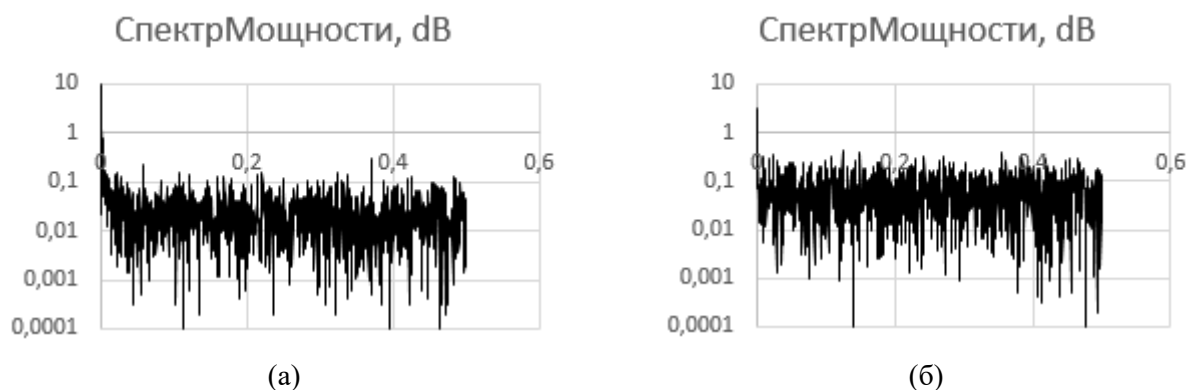


Рис. 1. Фурье-спектры люминесцентного (а) и спонтанного (б) излучения исследуемого дистиллята

Для иллюстрации вышесказанного на рисунках 1 и 2 приведены статистические характеристики люминесцентного и спонтанного ЭМИ, полученные с помощью высокочувствительного радиометра, принимающего сигнал ЭМИ на длине волны 4,9 мм. Радиометр имел следующие технические параметры: рабочая частота $F = 61,2$ ГГц, точность установки и поддержания частоты гетеродина ± 200 МГц; входная полоса рабочих частот ± 200 МГц; флуктуационная чувствительность ΔT приемника не более $0,15$ К, при постоянной времени $\tau = 1$ сек. Минимальное значение мощности, измеряемой радиометром: $P_{\min} = kT \cdot \Delta\nu = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 0,15 \cdot 200 \cdot 10^6 (\text{Вт}) \approx 4,14 \cdot 10^{-16}$ Вт. Приемная антенна радиометра представляла собой рупор с переходом на волновод сечением $3,6 \times 1,8$ мм с фланцем прямоугольного сечения.

В качестве предмета исследования была взята деионизированная дистиллированная вода с электропроводностью не менее $0,8$ мкСм/см. Экспериментально, с помощью радиометра, измерялись радиояркие характеристики исследуемых образцов воды. Радиояркие характеристики измерялись во времени, время экспозиции одного измерения составляло 1 час.

Для проведения измерений первоначально исследуемые образцы воды помещались в чашки Петри, которые ставились на приемный рупор принимающей антенны радиометра, осуществлявшего фиксацию люминесцентного излучения ЭМИ образца. Затем образец облучался ЭМИ с интегральной мощностью 10 мВт на частоте $42,25$ ГГц в течении 1 часа. После облучения фиксировалось спонтанное излучение образца. Время регистрации сигнала во всех экспериментах составлял 1 час. Сигнал с

радиометра подавался на компьютер, который производил запоминание и обработку получаемой информации.

На рисунке 1 представлены Фурье-спектры одного и того же образца воды до облучения, рисунок 2(а), и после облучения, рисунок 2 (б). Для наглядности Фурье-спектры мощности принимаемого сигнала построены в логарифмическом масштабе в частотном диапазоне 0 – 0,5 Гц. Именно этот частотный диапазон является наиболее информативным для радиоярких характеристик и отражает значимые медленные процессы изменения радиояркой температуры ЭМИ водной структуры с большой длительностью, до 10 минут по порядку величины, что и определяет минимальное необходимое время экспозиции ЭМИ при проведении эксперимента. Об изменениях свойств ЭМИ, произошедших в образце после облучения, говорит деформация формы и изменение неравномерности Фурье-спектра радиояркой характеристики ЭМИ после облучения, что указывает на значительное изменение амплитуды его частотных составляющих.

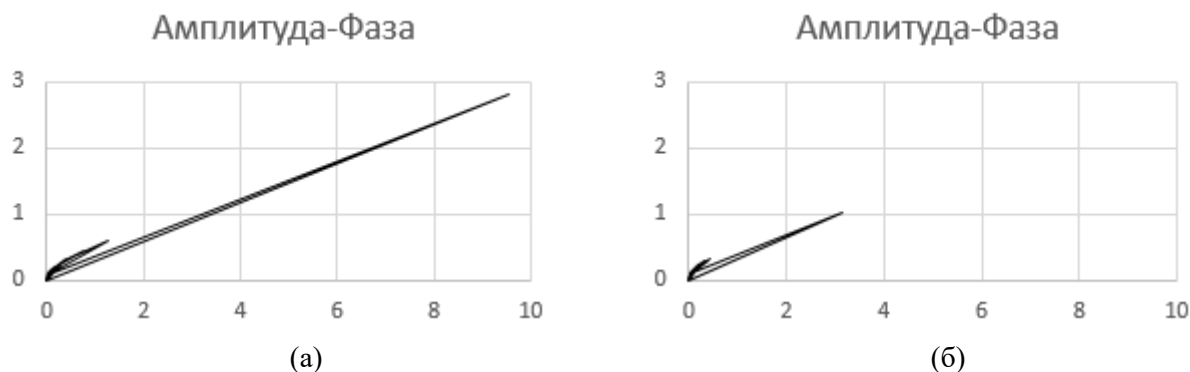


Рис. 2. Фазовые портреты в пространстве «амплитуда – фаза» люминесцентного ЭМИ исследуемого дистиллята

На рисунке 2 представлены фазовые портреты временной реализации радиояркой характеристики исследуемого образца дистиллята воды в параметрическом пространстве системы амплитуда – фаза. Рисунок 2 (а) отражает свойства люминесцентного ЭМИ образца до облучения, соответствующего Фурье-спектру на рисунке 1, (а). В соответствии в представленной формой Фурье-спектра движение изображающей точки временной реализации в фазовом пространстве системы занимает сравнительно небольшую область, ограниченную отрезком значений фазы $\{-1, -3\}$ и отрезком значений амплитуды $\{0, 750\}$. После длительного, в течении 1 часа, воздействия ЭМИ, движение изображающей точки временной реализации радиояркой характеристики в фазовом пространстве системы меняется, рисунок 2, (б). Изображающая точка системы, соответствующая состоянию системы с Фурье-спектром на рисунке 1, (б), охватывает большее фазовое пространство. Область движения в данном случае уже ограничивается отрезками значений фазы $\{3, -3\}$ и значений амплитуды $\{0, 1000\}$. Это указывает на то, что движение в фазовом пространстве исследуемой системы амплитуда – фаза меняется, что говорит об изменении ЭМИ образца после воздействия. Наши исследования показали, что формы фазовых портретов временных реализаций радиояркой характеристики исследуемых образцов и их изменения прямым образом зависят от физических, химических и медико-биологических характеристик исследуемых живых и водосодержащих образцов. Наблюдаемые изменения фазовых портретов во множестве фазовых пространств определяемых параметрах исследуемой системы совместно со значением частоты, длительности и мощностных характеристик воздействующих ЭМИ могут стать табличными значениями основных параметров исследуемых биологических и водосодержащих систем с целью определения и идентификации исследуемых биологических сред и растворов веществ.

Заключение

Предложен метод определения водосодержащих и живых сред путем определения статистических свойств их люминесцентных ЭМИ. Экспериментально показано изменение Фурье-спектров и фазовых портретов в пространстве определяющих параметров временной реализации радиояркой характеристики после воздействия на образец ЭМИ. Установлено минимально значимое время экспозиции радиоприема спонтанного ЭМИ для получения достоверных и повторяющихся экспериментальных данных.

Предложенная методика определения значимых параметров вынужденного ЭМИ, или радиоотклика, на внешнее ЭМИ и статистических свойств их люминесцентных и спонтанных излучений позволяют, при их взаимном дополнении, определять физические, химические и медико-биологические свойства изучаемых живых и водосодержащих объектов.

Работа выполнена в соответствии с госзаказом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бецкий О.В., Савельев С.В., Морозова Л.А., Смирнов В.Ф. Механизм информационного воздействия миллиметрового и терагерцового излучения на водосодержащие и живые объекты. // «Биомедицинская радиоэлектроника». 2017. № 11. С. 30 – 35.

2. Петросян В.И., Бриль Г.Е.. Радиоволновые экологические факторы. // «Биомедицинская радиоэлектроника». 2018. № 4. С. 21 – 26.

3. Синицын Н.И., Петросян В.И., Ёлкин В.А., Девятков Н.Д., Гуляев Ю.В., Бецкий О.В. Особая роль системы «миллиметровая волна – водная среда» в природе. // Биомедицинская радиоэлектроника. 1999. № 1. С. 3 – 21.

4. Савельев С.В., Бецкий О.В., Морозова Л.А. Основные положения теории действия миллиметровых волн на водосодержащие и живые биологические объекты.// «Журнал радиоэлектроники». Раздел «Биомедицинская радиоэлектроника». 2012. № 11.

5. Морозова Л.А., Савельев С.В., Савченко Е.В., Смирнов В.Ф. Генерация радиоотклика на внешнее электромагнитное излучение в водных и биологических средах. // «Биомедицинская радиоэлектроника». 2017. № 12. С. 46 – 49.

6. Авшалумов А.Ш., Балтаева Р.У., Филаретов Г.Ф. Функциональная неинвазивная диагностика органов и систем человека. // М.: ООО «Издательство «Медицинское информационное агентство». 2015. 264 С. Московский институт кибернетической медицины.

7. Савельев С.В., Бецкий О.В., Морозова Л.А., Васильев В.С. Свойства миллиметрового излучения организма человека при нормальном и патологическом состояниях. // «Биомедицинская радиоэлектроника». 2018. № 4. С. 27 – 32.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ МЕТОДОМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Литвинов С.В., Мудрик Д.С.

ОАО «НПК «НИИДАР»

SLitvinov@niidar.ru, DMudrik@niidar.ru

Исследование ионосферы и изменения ее характеристик в режиме реального времени необходимо для всех радиосредств, работающих в диапазоне коротких волн. Для этой цели в новейшей России воссоздана сеть вертикальных ионозондов, которые также способны осуществлять наклонное зондирование ионосферы. В статье дается обоснование необходимости непрерывного отслеживания параметров ионосферы и приводятся некоторые основные ее характеристики. Демонстрируются результаты экспериментального наклонного зондирования и приводится их анализ. Кратко приводятся основные методы определения характеристик ионосферы. Рассматривается возможность применения этих результатов в целях ионосферного обеспечения радиолокаторов загоризонтного обнаружения.

Введение

Мониторинг космической погоды на сегодняшний день является чрезвычайно актуальной темой. Этим уже занимаются 14 стран в рамках Международной службы окружающей космической среды, с российской стороны за это отвечает Институт прикладной геофизики. Одним из направлений деятельности института является изучение и исследование ионосферы, с целью предоставления гелиогеофизической информации потребителям.

С 2011 года в России активно разворачивается сеть станций вертикального радиозондирования ионосферы, основу которых составляют новейшие ионозонды отечественного производства. На текущий момент развернуто десять таких станций по всей территории страны: от Калининграда до Камчатки. В течение всего срока работы в круглосуточном режиме ионозонды поставляют каждые 15 минут актуальную информацию о состоянии ионосферы. Проведенная модернизация и последующие опыты показали, что эти ионозонды способны выполнять также наклонное зондирование. Этот результат был достигнут благодаря привязке всех отдельных станций к Системе Единого Времени (СЕВ), а также мощному излучателю (10 кВт), сигнал которого через боковые лепестки диаграммы направленности распространяется и может быть принят на расстоянии до 2000 км.

Следует отметить, что в России на регулярной основе исследование ионосферы методом наклонного зондирования осуществляется ААНИИ (Арктический и антарктический научно-исследовательский институт). Сеть, оснащенная канадскими ионозондами CADI и ЛЧМ-ионозондами отечественного производства, расположена преимущественно на берегу Северного ледовитого океана. Также на территории России размещены несколько дигизондов DPS-4 (производство США), входящие в мировую ионосферную сеть и проводящие только вертикальное зондирование ионосферы. Кроме того, отдельными организациями и инициативными группами проводятся разработки собственных средств зондирования ионосферы, к сожалению, не получившими широкого распространения.

Основные параметры ионосферы

Одним из самых распространенных видов представления информации об ионосфере является ионограмма. Это, как правило, график, показывающий зависимость высоты отражающего слоя ионосферы от частоты. Вместе с графиком потребителям предоставляется и другая информация, определяемая во время зондирования. Подробное описание всех параметров, получаемых в процессе зондирования приведено в Руководстве по ионосферным, магнитным и гелиогеофизическим наблюдениям, выпущенным ИПГ. [1] Эти параметры определяются автоматически и, при необходимости, уточняются оператором. Пример типичной ионограммы и предоставляемых характеристик представлен на рисунке 1.

На ионограммах почти всегда видны несколько похожих друг на друга следов отражений, так называемых «кратников». Такие отражения получаются, когда импульсы проходят от 2 до 3 раз (а иногда и больше) между станцией и ионосферой. Действующая высота отражений 2-й (3-й) кратности будет в 2 (3) раза больше действующей высоты отражения основного (1-го) отражения. Все числовые характеристики обычно снимаются по отражениям 1-й кратности, т.е. по основному следу. Также на ионограмме присутствует высотный профиль концентрации электронов (Ne(h)-профиль ионосферы).

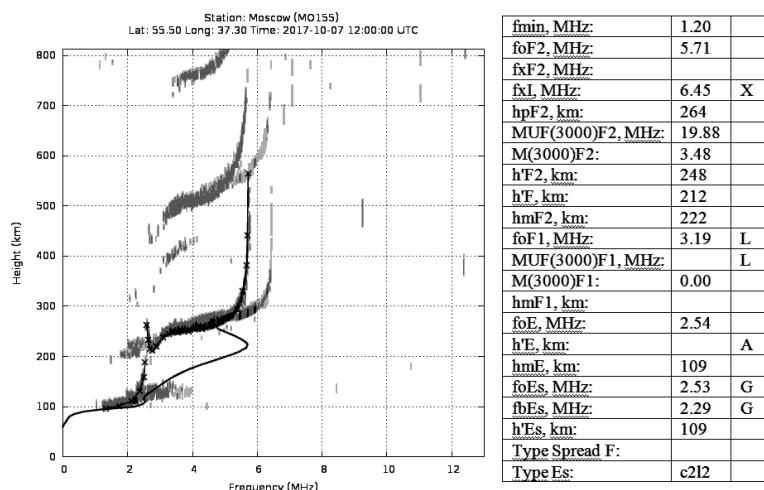


Рис. 1. Типичная ионограмма и характеристики ионосферы

Основными ионосферными параметрами являются:

1. foF2 – критическая частота O-компоненты, отраженной от самого высокого слоя – F2;
2. hmF2 – минимальная действующая высота слоя F2;
3. M3000F2 – коэффициент, показывающий отношение максимально применимой частоты (МПЧ), отражающейся от слоя F2 при наклонном падении на расстояние скачка, равное 3000 км, к критической частоте foF2.

Эти параметры изменяются в зависимости от времени суток, времени года, а также 11-летнего цикла солнечной активности, поэтому отслеживание их изменений является важной задачей. На рисунках 2, 3, 4 приведены изменения этих параметров в московском регионе в течение 2018 года. [2]

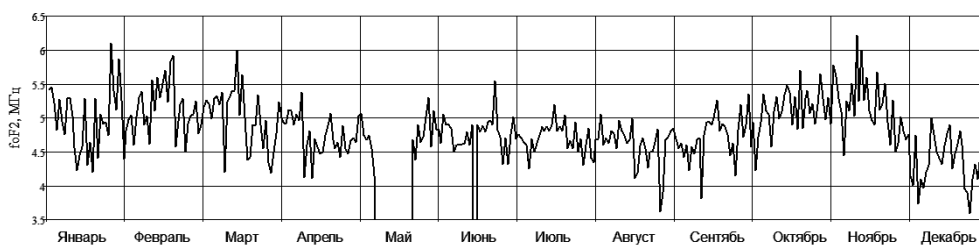


Рис. 2. График изменения параметра foF2 в течение 2018 года над Москвой

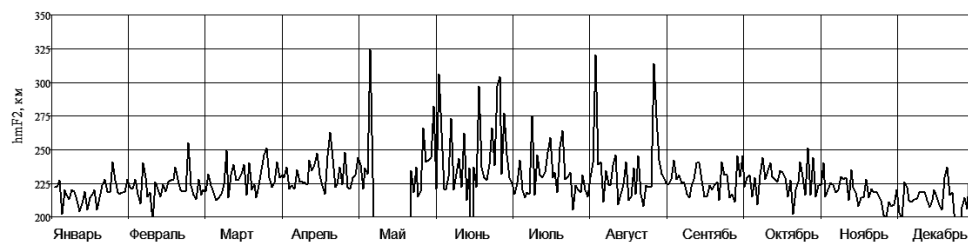


Рис. 3. График изменения параметра hmF2 в течение 2018 года над Москвой

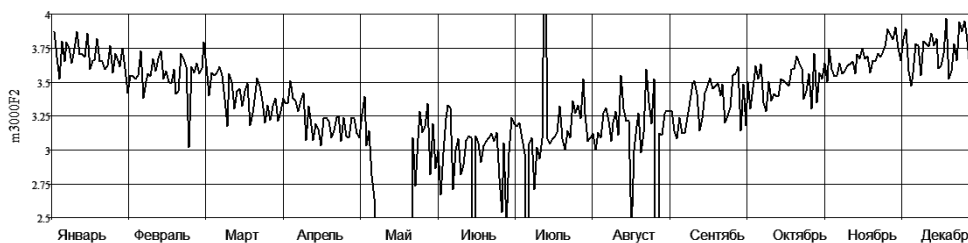


Рис. 4. График изменения параметра M(3000)F2 в течение 2018 года над Москвой

Комплексное зондирование ионосферы

Использование сетевых ионозондов в экспериментальных целях накладывает ограничения на изменение параметров зондирования. Т.е. ни в коем случае нельзя оставить заинтересованных

потребителей без актуальной информации. Это означает, что пропуск сеанса зондирования недопустим, станция должна выйти в эфир, а, следовательно, передатчик не отключается. В результате получен совершенно уникальный результат, выраженный в том, что следы наклонного зондирования накладываются на следы вертикального отражения (т.н. комплексное зондирование). [3] Пример комплексного зондирования представлен на рисунке 5.

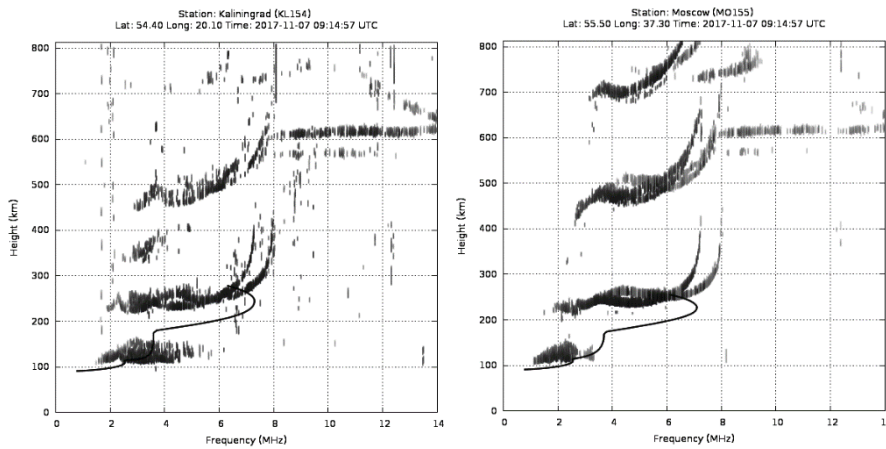


Рис. 5. Данные комплексного радиозондирования ионосферы, полученные ионозондами на ст. ИЗМИРАН-Калининград (слева) и ст. ИЗМИРАН-Троицк (справа) 17 ноября 2017 г 14:57 UTC

На рисунке кроме ионограммы вертикального зондирования присутствуют следы, начинающиеся на частоте ~ 8 МГц и находящиеся на высоте 600 км. Это результаты приема сигнала другого ионозонда, а именно: приёмник ионозонда «Парус-А», расположенного в Москве, регистрирует следы передатчика «Парус-А», расположенного в Калининграде, и наоборот. Расстояние между ионозондами – 1093 км. Высоты 600 км обуславливается тем, что ионозонд измеряет не высоту напрямую, а задержку возврата сигнала. С учетом угла отражения сигнала от ионосферы (от 140° до 160°) получается реальное расстояние между ионозондами.

Результаты эксперимента

Имеющееся количество и географическое расположение ионозондов позволило провести различные эксперименты по наклонному зондированию ионосферы. Всего на данный момент развернуто десять ионозондов: Троицк, Ростов-на-Дону, Электроугли, Подкаменная Тунгуска, Магадан, Калининград, Салехард, Новосибирск, Хабаровск, Петропавловск-Камчатский. Размещенные в разных частях России, такие ионозонды отличным образом объединяются в отдельные сектора: в европейской части, в Сибири и на Дальнем Востоке (Рис. 6).

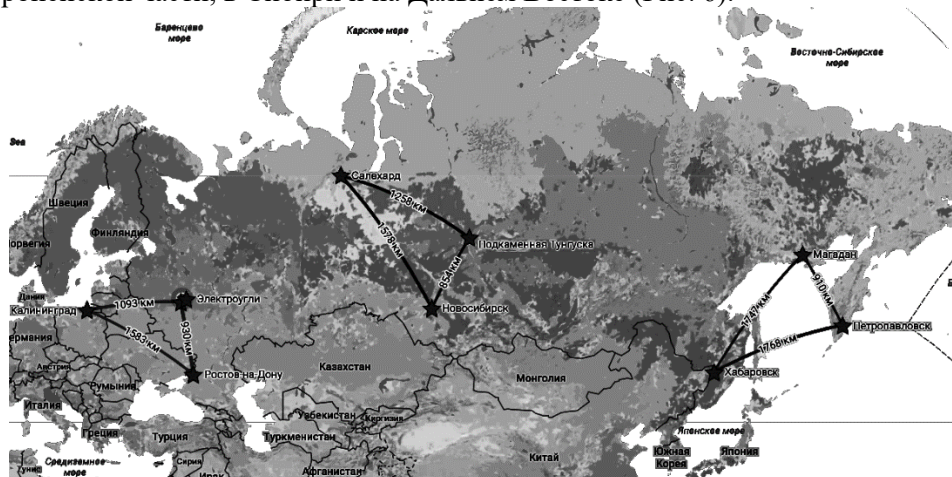


Рис. 6. Расположение ионозондов «Парус-А» и основные трассы наклонного зондирования

В 2017 году протестированы трассы всех секторов, а также трасса Москва-Салехард. [4] В каждом случае наблюдается устойчивый прием сигнала и отображение результатов в виде следов наклонного зондирования (НЗ). В 2018 году эксперименты продолжились в расширенном формате. В частности, проводились опыты по дистанционной поверке одного ионозонда другим, эталонным. А также

проводились суточные прогоны на некоторых направлениях, что позволило оценить изменение высотно-частотной характеристики в течение суток.

Именно такой эксперимент проведен на уже проверенной трассе Магадан – Петропавловск-Камчатский (Рис. 7). [5] Протяженность трассы – 910 км. Отмечено, что со спадом солнечной активности частоты, на которых происходит отражение от ионосферы, уменьшаются. При этом и высота отражающего слоя при НЗ также уменьшалась, что подтверждается результатами вертикального зондирования. Кроме того, в некоторых случаях, когда после захода Солнца вертикальное зондирование практически отсутствовало, следы наклонного зондирования еще некоторое время наблюдались (около двух часов). Активность передатчика на станции Магадан доказывается присутствием следов на ионограмме в Петропавловске-Камчатском.

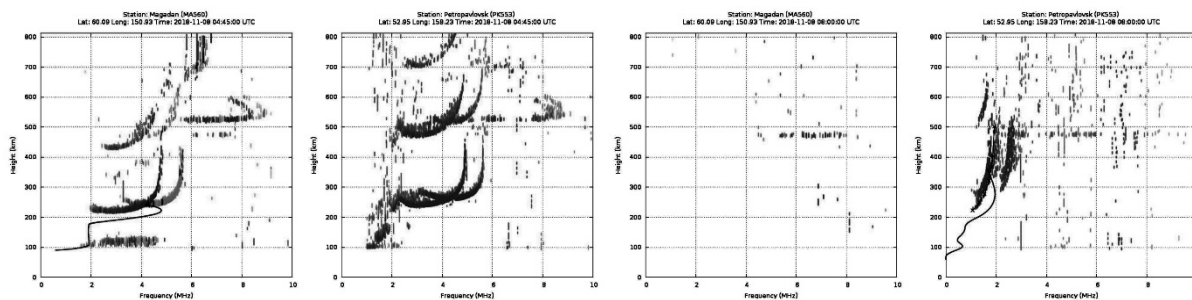


Рис. 7. Данные комплексного радиозондирования ионосферы, полученные ионозондами на ст. Магадан и ст. Петропавловск-Камчатский 8.11.2018 г.

Такой же эксперимент проведен на трассе Магадан – Хабаровск (Рис. 8). Протяженность трассы – 1747 км – практически предельная для наклонного зондирования ионозондом такого типа. Также отмечено устойчивое наклонное зондирование в отсутствие вертикального. Однако при этом сигнал проходил только с переотражением от земной поверхности, и также явно видно снижение отражающего слоя.

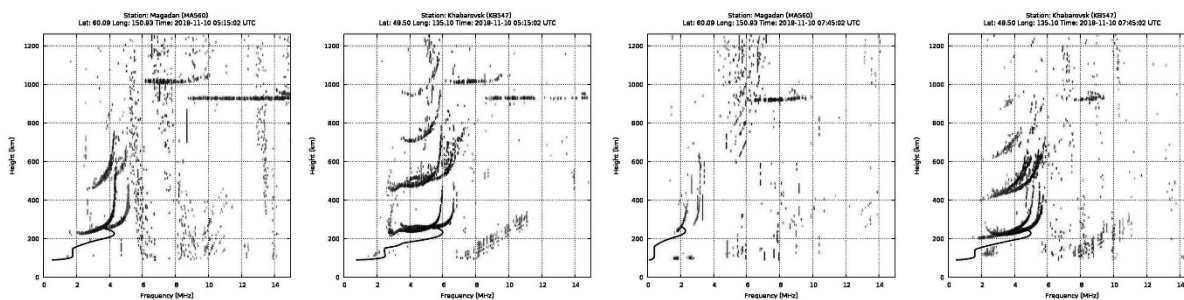


Рис. 8. Данные комплексного радиозондирования ионосферы, полученные ионозондами на ст. Магадан и ст. Хабаровск 10 ноября 2018 г.

Также практически на предельной дальности подтвержден взаимный прием сигнала на трассе Москва – Салехард (1972 км.). Сигнал принимается сильно ослабленным, поскольку излучение и прием производятся боковыми лепестками диаграммы направленности. Результаты представлены на рисунке 9.

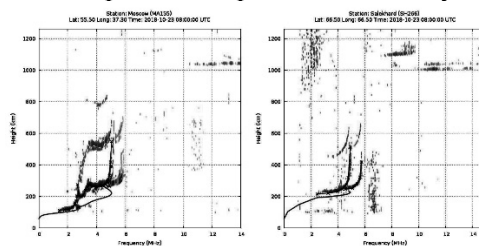


Рис. 9. Данные комплексного зондирования ионосферы, полученные ионозондами на ст. ИЗМИРАН-Троицк (слева) и ст. Салехард (справа) 23 октября 2018 г. 08:00 UTC

Любопытный результат достигнут в европейском секторе на трассе Москва – Калининград. К слову, в московском регионе размещены сразу два ионозонда – в Троицке и в районе города Электроугли, на расстоянии 69 километров друг от друга. В итоге на ионограмму в Калининграде наложились следы сразу двух ионозондов (Рис. 10).

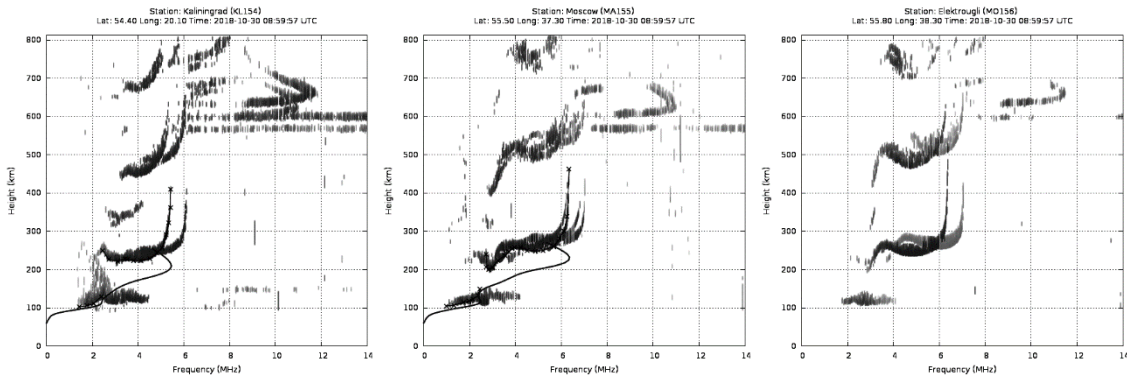


Рис. 10. Данные комплексного радиозондирования ионосферы, полученные ионозондами на ст. ИЗМИРАН-Калининград (слева, поляризационный прием), ст. ИЗМИРАН-Троицк (посередине) и ст. Электроугли (справа) 30 октября 2018 г 08:59 UTC

При этом на ионограмме явно различаются эти следы, в зависимости от высоты. Поскольку ионозонд в Электроуглях хоть и ненамного, но дальше, то и следы НЗ выше, чем следы от Троицка.

Таким образом, новый этап эксперимента подтвердил возможность устойчиво осуществлять комплексное зондирование на сетевых ионозондах «Парус-А». При этом каких-либо существенных доработок не потребовалось.

Заключение

Эксперимент подтвердил возможность наклонного зондирования ионосферы на трассах до 2000 км одновременно с вертикальным зондированием на ионозонде «Парус-А». Кроме того, суточный прогон ионозондов в режиме комплексного зондирования показал, что такой режим не является помехой для отделения следов вертикального зондирования от наклонного с целью корректировки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Руководство по ионосферным, магнитным и гелиогеофизическим наблюдениям, Москва ФГБУ «ИПГ» 2012, 270 с.
2. Н.П. Анохина, С.В. Литвинов, Д.С. Мудрик, А.С. Иванова «Результаты эксперимента по наклонному зондированию ионосферы и перспективы практического применения» XVI Всероссийская молодежная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь – перспективные технологии» (Москва, 6 декабря 2018 г.) Материалы конференции – М.: Мир науки, С 54-64, 2018
3. Гивишвили Г.В., Крашенинников И.В., Лещенко Л.Н., Власов Ю.М., Кузьмин А.В. Ионозонд «Парус-А»: функциональные возможности и перспективы // Гелиофизические Исследования выпуск 4, 68–74, 2013.
4. Литвинов С.В., Панышин Е.А. Результаты работ по расширению функциональных возможностей ионозонда «Парус-А» ионосферной сети ФГБУ «ИПГ» // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской научной конференции. –Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2018. С 381 - 388.
5. Литвинов С.В., Панышин Е.А., Качановский Ю.М., Алексева А.В. «Проведение работ по исследованию расширения функциональных возможностей ионозонда «Парус-А» государственной сети Росгидромета», Гелиогеофизические исследования. Выпуск 21, 2019. С 32–39.

О ВОЗМОЖНОСТИ ДЕКОМПОЗИЦИИ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР ПО ОДНОРОДНЫМ КОМПОНЕНТАМ

Львович И.Я.¹, Львович Я.Е.², Преображенский А.П.¹, Преображенский Ю.П.¹, Чопоров О.Н.²

¹ Воронежский институт высоких технологий

app@vvt.ru

² ФГБОУ ВО Воронежский государственный технический университет

komkovvvt@yandex.ru

Дано описание особенностей декомпозиции математического описания дифракционных компонентов, которые описываются на базе неоднородных характеристик. При этом исходят из результатов пассивных экспериментов. Когда применяются методы регрессионного анализа, воздействие будет уменьшаться со стороны качественных неуправляемых входных переменных. Это будет наблюдаться за счет того, что рандомизируются условия осуществления экспериментов. Для некоторых случаев неуправляемые входные переменные и их неоднородности могут оказывать сильное влияние. В таких случаях следует осуществлять планирование эксперимента с применением таких подходов, чтобы, когда строятся однородные компоненты, соответствующим образом их учитывать.

Введение

Несмотря на обширный класс дифракционных структур с неоднородными характеристиками, управление подобными объектами до настоящего времени осуществляется классическими методами. Повышение эффективности управления стремятся получить за счет автоматического регулирования и стабилизации ряда входных переменных без учета их существенной неоднородности. В других случаях выбирают наилучший вариант из ранее существующих с заданной степенью риска или рассчитывают величину управляющих воздействий по информации, полученной на предыдущих шагах управления по средневзвешенным коэффициентам уравнения, которыми описывается траектория изменения выходных переменных, и не учитывают информацию от лица, принимающего решение, в условиях неопределенностей.

Рассматриваемая проблема заключается в том, что на основе анализа категории разнообразия применительно к объектам с неоднородными характеристиками необходимо разработать принципы идентификации и управления, направленные на повышение эффективности и качества функционирования дифракционных структур. В работе даются рекомендации по построению методики, позволяющей анализировать неоднородные дифракционные структуры.

Декомпозиция математического описания дифракционных структур с неоднородными характеристиками по результатам пассивного эксперимента

Для того, чтобы идентифицировать дифракционные структуры, имеющие однородные характеристики, для которых математические ожидания случайных величин показателей Q_j равны или оценки дисперсий $\sigma_{Q_j}^2$ не превышают заданного уровня $D_{доп}$, можно применять известные и достаточно хорошо разработанные подходы. Они дают возможности для того, чтобы определить зависимости среди входных и выходных переменных на базе адекватных математических моделей [1, 2].

Когда выходные переменные дифракционных структур при неоднородных характеристиках будут представлять собой нормально распределенные случайные величины, тогда процессы идентификации дифракционных структур можно вести на базе экспериментально-статистических методов, исходя из результатов пассивных и активных экспериментов. Но, когда есть неоднородность дифракционных структур ($\alpha_{НО} > \alpha_{НОКР}$), тогда статистические выборки будут становиться неоднородными по дисперсии. Это ведет к затруднению в применении вероятностных методов, математическое описание дифракционных структур без учета неоднородности характеризуется низкой работоспособностью и большой сложностью.

Проведение идентификации дифракционных структур с неоднородными характеристиками состоит в выявлении и математическом описании условий неоднородности r_1, \dots, r_k при которых выборки из одномерной нормальной популяции выходной переменной $y_i (i = 1, m)$ принадлежат

однородным дифракционным структурам $f_i^{r_1}(u), \dots, f_i^{r_k}(u)$. Особенностью применения экспериментально-статистических методов получения математических моделей однородных дифракционных структур является совмещение процедуры построения моделей с оценкой однородности выборок независимых наблюдений из одномерной нормальной популяции выходной переменной, соответствующих условиям неоднородности r_1, \dots, r_k , которое не предусматривается в известных методах идентификации.

С увеличением степени неоднородности дифракционных структур возрастает объем и время эксперимента, что требует разработки специальных методов ускоренной идентификации однородных дифракционных структур.

Задача идентификации в условиях неоднородности с целью уменьшения ошибки при планировании эксперимента рассматривается в [3], но в основном при неоднородности качественных неуправляемых входных переменных без связи с задачей управления.

По данным пассивного эксперимента для каждого k -го ($k = 1, \dots, N$) наблюдения выходной переменной $y[k]$ устанавливаются соответствующие значения количественных неуправляемых входных переменных $x_i[k] (i = 1, \dots, d)$ и управляющих воздействий $u_j [k] (j = 1, \dots, n)$.

В основе декомпозиции математического описания лежит анализ статистических выборок значений выходных переменных y . Основным элементом такого анализа является нахождение условий по каждой количественной неуправляемой входной переменной и управляющему воздействию, при которых могут быть получены однородные дифракционные структуры математического описания. С этой целью используется на каждом шаге декомпозиции принцип дихотомии, то есть для оценки возможности построения однородной компоненты математического описания при условиях r требуется разделение этих условий на две группы $r^{(1)}$ и $r^{(2)}$ и проверка однородности выборок $y^{(1)}$ и $y^{(2)}$ соответствующих этим группам.

Для количественных входных переменных условие r запишем в следующем виде

$$r = \begin{cases} x_i | x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \max}, i = 1, \dots, d; \\ u_j | u_{j \min} \leq u_j \leq u_{j \max}, j = 1, \dots, n, \end{cases} \quad (1)$$

где x_i - количественные неуправляемые входные переменные;

u_j - управляющие воздействия.

Выделение двух групп условий $r^{(1)}$ и $r^{(2)}$ будет означать разделение интервалов

$$x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \max} (i = 1, \dots, d), u_{j \min} \leq u_j \leq u_{j \max} (j = 1, \dots, n)$$

на две части

$$\left. \begin{aligned} x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \text{зп}}, x_{i \text{зп}} \leq x_i \leq x_{i \max} (i = 1, \dots, d); \\ u_{j \min} \leq u_j \leq u_{j \text{зп}}, u_{j \text{зп}} \leq u_j \leq u_{j \max} (j = 1, \dots, n) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $x_{i \text{зп}}, u_{j \text{зп}}$ - граничные значения интервалов входных и управляющих переменных.

Поскольку наблюдения $y[k]$, полученные по архивной информации или информации, накопленной при проведении пассивного эксперимента, соответствуют различным сочетаниям (2), максимальное число которых $2^{(d+n)}$, они могут быть разделены на p выборок ($p \leq 2^{(d+n)}$).

Для оценки однородности рассмотрим две гипотезы:

H_1 - выборки $y^{(p)}$ неоднородны по дисперсии;

H_2 - выборки $y^{(p)}$ однородны по дисперсии. Оценка количества информации J для различения в пользу H_1 против H_2 рассчитывается по следующей формуле [4]:

$$J \left(\frac{H_1}{H_2} \right) = \sum_{v=1}^p \frac{N_v}{2} \log \frac{S_v^2}{S_v^2}, \quad (3)$$

где N_v - число элементов выборки $y[k]$, принадлежащие v -ой группе ($v = 1, \dots, p$);

$$\sum_{v=1}^p N_v = N;$$

S^2 - оценка дисперсии, рассчитанная по выборке $y [k]$ ($k = 1, \dots, N$);

S_v^2 - оценка дисперсии, рассчитанная по выборке $y [k]$ ($k = 1, \dots, N_v$).

Лучшим приближением к распределению оценки информации $2J(H_1 : H_2)$ служит B - распределение Фишера, то есть не центральное χ^2 - распределение с $\beta^2 = \frac{1}{3} \left(\sum_{v=1}^p \frac{1}{N_v} - \frac{1}{N} \right)$, $B^2 = 2J(H_1 : H_2)$ и с $(p - 1)$ степенями свободы. При числе степеней свободы, превышающем семь, величина $2J(H_1 : H_2) \left(1 - \frac{\beta^2}{p - 1} \right)$ может рассматриваться как χ^2 с $(p - 1)$ степенями свободы. Используя критические значения указанных статистических критериев при уровне значимости $q\%$, определяют, какая из гипотез выполняется. В случае выполнения гипотезы H_1 требуется выявить конкретный набор переменных x_i и u_j , для которых разделение условий (1) на две группы (2) приводит к неоднородности математического описания.

Рассмотрим решение этой проблемы на примере входной переменной x_i . С этой целью выборка выходной переменной $y [k]$ и соответствующие ей значения входной переменной x_i делятся на две группы по условию

$$x_{i \min} \leq x_i \leq x_{i \text{cp}}; \quad (4)$$

$$x_{i \text{cp}} \leq x_i \leq x_{i \max}. \quad (5)$$

Для каждой группы (4), (5) строится уравнение регрессии по следующей методике [5].

Допустим, что значения выходных переменных определяются по данным лабораторного анализа или непосредственных измерений в дискретные моменты времени $[k]$ и зависят от соответствующих значений в предыдущие моменты времени (в случае динамического процесса) и величины эффекта от управляющих воздействий:

$$y[k] = f(y[k-l], \Delta y[k]), l = 1, \dots, L. \quad (6)$$

В свою очередь эффект Δy , является функцией ряда факторов, которые не меняются в процессе управления x_i ($i = 1, \dots, d$) (неуправляемые входные переменные, существенно влияющие на выходную переменную и характеризующие индивидуальные особенности дифракционных структур), а также функцией управляющих воздействий u_j и предыстории $y [k - l]$. Следовательно, в общем случае для q -го ряда дифракционных структур и однородной компоненты по качественным неуправляемым входным переменным \bar{W} величина выходной переменной в $[k]$ -ый момент времени будет иметь следующую зависимость:

$$y[k] = f_g^w \{x_i, u_j [k], y[k-l]\}, l = 1, \dots, L. \quad (7)$$

Математическое описание такой зависимости может быть получено в виде уравнения регрессии по статистическим данным.

Далее необходимо учитывать, что значения переменных $u_j [k]$ и $y [k - l]$ представляются в виде временных рядов. Поэтому необходимо произвести проверку статистических рядов на автокорреляцию, то есть на отсутствие корреляции между соседними членами ряда, сдвинутыми на C единиц того же ряда, например, по критерию О. Андерсена [6].

Чтобы избежать автокорреляции временного ряда, в уравнение регрессии надо ввести время в качестве переменной согласно теореме Фриша и Воу, которая приемлема не только для линейных тенденций, но и для тенденций, выражающихся многочленами, и вообще для всех ортогональных функций. С учетом введения времени в качестве переменной при наличии автокорреляции временных рядов модель (7) имеет следующий вид:

$$y[k] = f_g^w \{x_i, u_j [k], y[k-l], [k]\}, l = 1, \dots, L. \quad (8)$$

Далее выдвигаются две гипотезы: H_1 - коэффициенты регрессии β_{v1} ($v = 1, \dots, d + n + 1$), соответствующие условию (4.4) и β_{v2} ($v = 1, \dots, d + n + 1$), соответствующие условию (4.5), различны для всех v ; H_2 - коэффициенты регрессии β_{v1} и β_{v2} различны для всех $v \neq i$ и имеют общее значение для $v = i$.

Оценка информации для различения в пользу H_1 против H_2 [7]:

$$J\left(\frac{H_1}{H_2}\right) = \frac{1}{\sigma^2} \left((\beta_1)^T S^1 \beta_1 - (\beta_2)^T S^2 \beta_2 \right), \quad (9)$$

где $\beta_1 = \{\beta_{11}, \dots, \beta_{v1}, \dots, \beta_{d+n+1}\}$ - вектор коэффициентов регрессии по условию (4);

$(\beta_1)^T$ - транспонированный вектор β_1 ;

$\beta_2 = \{\beta_{12}, \dots, \beta_{v2}, \dots, \beta_{d+n+1}\}$ - вектор коэффициентов регрессии по условию (5);

β_2^T - транспонированный вектор β_2 ;

$S^1 = x_1^T \cdot x_1$, $x_1 = \{x_{11}, \dots, x_{v1}, \dots, x_{1k}\}$;

$S^2 = x_2^T \cdot x_2$, $x_2 = \{x_{21}, \dots, x_{v2}, \dots, x_{2k}\}$;

x_{1v}, x_{2v} - векторы экспериментальных значений входной переменной соответственно для первого и второго уравнений регрессии ($v = 1, \dots, d + n + 1$);

σ^2 - оценка дисперсии выходной переменной для y [к].

Критическое значение оценки информации определяется для заданного уровня значимости по F -распределению с $(d + n)$ и $N - (d + n + 1)$ степенями свободы. Наличие неоднородностей неуправляемых входных переменных, представляющих собой качественные факторы, связано, например, с различием в качестве исходного материала, в степени его обработки до рассматриваемой операции, с присутствием различных примесей, добавок поверхностно-активных веществ, эксплуатационных загрязнений, побочных веществ, появляющихся в результате обработки исходного материала и т. п.

При применении методов регрессионного анализа действие ряда качественных неуправляемых входных переменных и их неоднородности уменьшается путем рандомизации условий проведения эксперимента. В некоторых случаях влияние этих неуправляемых входных переменных и их неоднородность могут быть столь же сильными, как и влияние остальных факторов. Тогда эксперимент нужно так планировать и для обработки его результатов применять такие методы, чтобы при построении однородной компоненты специально изучить и учесть влияние этого источника неоднородности на технологический процесс и на точность математического описания.

Выделение качественных неуправляемых входных переменных проводится уже на первом этапе предварительного исследования дифракционных структур при ранжировании всех входных переменных согласно составленному полному перечню. Если априорной информации недостаточно для оценки влияния качественных факторов и их неоднородности на исследуемый процесс, то вначале проводится процедура построения математической модели без их учета. В случае получения математического описания, адекватного дифракционной структуре, коэффициент множественной корреляции имеет малую величину ($R_M < 0,80$), что косвенно свидетельствует о присутствии целого ряда неконтролируемых входных переменных, которые не вошли в состав модели.

Методика выделения и описания однородных дифракционных структур

Исходя из отмеченных рекомендаций предлагается следующая методика выделения и описания однородных дифракционных структур на базе результатов пассивного эксперимента.

1. Составляется полный перечень входных и выходных переменных.
2. Производится деление подгруппы дифракционных структур на ряды по конструкционным неоднородностям и неоднородности диапазонов управления.
3. Методами отсеивающего эксперимента выделяются существенные входные переменные (факторы) и наиболее информативные показатели процесса.
4. Проверяется, имеется ли корреляция между факторами процесса.
5. Проводится процедура сокращения наиболее информативных показателей процесса путем определения корреляции между ними или с привлечением экспертных оценок.
6. Выделяются однородные компоненты по качественным производственным неуправляемым входным переменным методами дисперсионного анализа.
7. На основании п.5 проверяется гипотеза о нормальном распределении наиболее информативных выходных переменных (показателей процесса).

8. Устанавливаются условия r , при которых был проведен пассивный эксперимент, либо использована архивная информация, и производится деление условий r на две группы $r^{(1)}$ и $r^{(2)}$.

9. Оценивается однородность дисперсий выборок, соответствующих группам $r^{(1)}$ и $r^{(2)}$.

10. В случае неоднородности дисперсии производится выявление переменных x_i и u_j , для которых разделение условий приводит к неоднородности математического описания.

11. Выборки по каждой переменной x_i и u_j делятся на две части, для каждой из которых строится уравнение регрессии.

12. Формируются статистические ряды входных и выходных переменных, вычисляются коэффициенты автокорреляции статистических рядов, проверяется их значимость по критерию Андерсона и делается вывод о включении времени в уравнение регрессии в качестве переменной.

13. Формируется структура регрессионных моделей (8) однородных компонент по всем показателям процесса.

14. Рассчитываются коэффициенты регрессии по методу наименьших квадратов для модели процесса с включением времени как независимой переменной, делается проверка их статистической значимости по t -критерию Стьюдента.

15. Проверяется адекватность полученного математического описания однородной компоненты по величине коэффициента множественной корреляции и F -критерию Фишера.

16. Проводится дополнительная проверка, для чего вычисляется разность для всех i :

$$\Delta y_i[k] = y_i[k] - \bar{y}_i[k], \quad (10)$$

где $\bar{y}_i[k]$ - среднее значение i -го показателя процесса по временному ряду;

определяется по критерию Андерсона автокорреляция ряда $\Delta y_i[k]$. Если она отсутствует, то математическое описание однородной компоненты адекватное, в противном случае в него необходимо включить другие степени времени или ортогональные многочлены и начать расчеты по п.14.

Обработка статистического материала по расчету коэффициентов регрессионных моделей однородных компонент производится на ЭВМ с использованием стандартных программ.

17. Осуществляется проверка однородности коэффициентов регрессии. В случае неоднородности делается заключение о разделении диапазона изменения ν -ой переменной на группы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я. Д., Горшков С. А., Лещенко С. П., Братченко Г. Д., Орленко В. М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование. // Зарубежная радиоэлектроника, 1996. – № 11. – С. 3-63.

2. Штагер Е. А., Чаевский Е. Н. Рассеяние волн на телах сложной формы. – М.: Сов. радио, 1974. – 240 с.

3. Маркова Е.В., Лисенков А.И. Планирование эксперимента в условиях неоднородностей. – М.: Наука, 1973. – 219 с.

4. Кульбак С. Теория информации и статистика. – М.: Наука, 1967. – 408 с.

5. Львович Я.Е., Ступаченко А.А., Фомин К.Б., Фролов В.Н., Шишков Б.А. Моделирование в задачах исследования и оптимизации сложных процессов. Учебное пособие. – Воронеж: ВПИ, 1975. – 176 с.

6. Зацепина С. А., Львович Я. Е., Фролов В. Н. Теория управления: Учеб. пособие. – Воронеж: Изд-во ВГУ, 1989. – 200 с.

7. Вазан Г. Стохастическая аппроксимация. М.: Мир, 1972.- 295 с.

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ КОМПОЗИТОВ И МЕТАМАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ МЕТОДА МАБ И ТЕХНОЛОГИЙ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ

Малый С.В.¹, Дежурко А.М.¹, Орлова А.С.¹, Будаи А.Г.^{1,2}

¹ Белорусский государственный университет

² НИУ Институт прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко БГУ
maly@bsu.by

На основе комплексного использования метода минимальных автономных блоков и технологий глубокого обучения предложены методики анализа и синтеза структурно неоднородных материалов. Для описания их электромагнитных свойств используются усредненные (эффективные) матрицы рассеяния блоков, содержащих фрагменты композитов или метаматериалов. Рассмотрены алгоритмы использования технологий глубокого обучения искусственных нейронных сетей для сверхбыстрого расчета усредненных матриц рассеяния блоков с произвольной структурой и синтеза внутренней структуры и материального состава блоков по заданной усредненной матрице рассеяния. Приводятся результаты синтеза композитов с двухмерной структурой на основе предварительно обученной нейронной сети.

Введение

Композиты и метаматериалы являются объектом интенсивного исследования в различных прикладных областях оптики и микроволновой техники [1]. Это связано с их разнообразными и уникальными электромагнитными свойствами.

Одним из перспективных направлений снижения радиолокационной заметности объектов является использование композитов и метаматериалов. На их основе потенциально возможна реализация технологии трансформационной оптики. Метаматериалы и метаповерхности используются для создания низкопрофильных радиомаскирующих покрытий, частотно-селективных экранов, устройств для изменения поляризации и пространственного спектра отраженного поля и т.д.

Практическое использование метаматериалов и расширение областей их применения сдерживается следующими факторами: ограниченной возможностью использования стандартных подходов для описания эффективных электромагнитных параметров неоднородных сред и материалов; отсутствием вычислительно эффективных технологий структурного синтеза композитов и метаматериалов; отсутствием адекватных электродинамических моделей для описания материалов с многомасштабной организацией внутренней структуры.

Метаповерхности являются двухмерной разновидностью метаматериалов и представляют собой периодические решетки, содержащие металлodieлектрические элементы. Как правило, для анализа их электродинамических свойств используется прямое моделирование без промежуточного определения эффективных электромагнитных параметров. Одним из перспективных направлений решения задач анализа и синтеза метаповерхностей в последнее время является использование технологий глубокого обучения искусственных нейронных сетей [2-4] совместно с прямыми методами вычислительной электродинамики. Задача анализа заключается в определении частотной зависимости коэффициентов отражения и прохождения для периодических решеток с заданными структурными и материальными параметрами. Синтез метаповерхностей предполагает нахождение значений конструктивных параметров и (или) топологию металлических полосковых элементов, входящих в состав единичной ячейки решетки. В указанных работах показана принципиальная возможность использования предварительно обученных нейронных сетей для эффективного решения задач анализа и синтеза метаповерхностей.

Представляет интерес исследование возможности эффективного использования технологий глубокого обучения для анализа и синтеза метаматериалов с произвольной трехмерной структурой. Моделирование композитов и метаматериалов предполагает двухуровневый подход: определение эффективных электромагнитных параметров; электродинамический анализ систем с использованием предварительно рассчитанных эффективных параметров.

Одним из перспективных способов описания электромагнитных свойств композитов является использование усредненных (эффективных) матриц рассеяния структурно неоднородных блоков, которые рассчитываются с использованием метода минимальных автономных блоков [5-7]. Для этого подхода характерны следующие преимущества: усредненная матрица рассеяния имеет порядок, совпадающий с порядком матрицы рассеяния стандартного блока с однородным заполнением, что позволяет использовать эту матрицу для описания композита в составе произвольных электродинамических систем; усредненная матрица описывает реакцию неоднородного блока на

произвольный режим возбуждения; рекурсивное использование методики расчета усредненной матрицы рассеяния позволяет эффективно описывать свойства материалов с многомасштабной внутренней структурой.

Технология синтеза неоднородных блоков с использованием нейронных сетей

Задача синтеза композитов и метаматериалов сводится к определению структурных и материальных параметров входящих в них неоднородных блоков. Возможность использования методов глобальной оптимизации на основе целевых функций, предусматривающих прямой расчет эффективных матриц рассеяния методом МАБ, ограничено высокими вычислительными затратами. Для их снижения возможно применение двух подходов, основанных на технологиях глубокого обучения искусственных нейронных сетей: синтез структуры макроблока по заданной усредненной матрице рассеяния; сокращение затрат на вычисление целевой функции в рамках стандартных алгоритмов глобальной оптимизации.

Методика синтеза структуры неоднородных блоков на основе обученной нейронной сети включает следующие основные этапы:

1. Задание размеров блока, длины волны, электромагнитных свойств входящих в них материалов. Для трехмерных задач блок имеет форму прямоугольного параллелепипеда, а для двухмерных задач – форму прямоугольника.

2. Декомпозиция блока на систему минимальных автономных блоков, каждый из которых может быть заполнен произвольным однородным материалом.

3. Генерация вариантов заполнения блоков материалами.

4. Расчет для каждой реализации блоков многоканальной и усредненной матрицы рассеяния. Количество необходимых вариантов определяется из требований формирования объема данных, достаточных для обучения и верификации искусственной нейронной сети.

5. Формирование структуры и параметров нейронной сети, содержащей входной, несколько внутренних и выходной слою. На вход сети подаются значения усредненной матрицы рассеяния, каналы выходного слоя описывают значения электромагнитных свойств материалов, заполняющих подобласти, на которые декомпозируется синтезируемый блок.

6. Программная реализация искусственной нейронной сети.

7. Обучение и верификация нейронной сети на основе предварительно рассчитанных усредненных матриц рассеяния блоков с заданной структурой и материальным составом.

8. Формирование целевой матрицы рассеяния блока с учетом физических ограничений и возможностей изготовления.

9. Апостериорная корректировка (упрощение) структуры блока с синхронным контролем соответствия целевой усредненной матрице рассеяния синтезируемого блока.

10. При необходимости, проведение вторичной декомпозиции блока или его подобластей на систему блоков меньших размеров и повторение процедуры синтеза с использованием алгоритмов многомасштабного анализа.

Описанный выше алгоритм реализует решение обратной задачи. Нейронные сети могут использоваться и для эффективного расчета усредненных матриц рассеяния блока. В этом случае на вход сети подаются структурные и материальные параметры блока, а на выходе получаем значения усредненной матрицы рассеяния. Обученные нейронные сети, решающие прямую электродинамическую задачу, радикально сокращают затраты на вычисление усредненной матрицы рассеяния. Поэтому практически реализуемыми становятся алгоритмы глобальной оптимизации, для расчета целевых функций которых используются обученные нейронные сети.

Синтез двухмерных блоков на основе искусственных нейронных сетей

В качестве примера использования описанных выше методик рассмотрим задачу синтеза структурно неоднородного блока квадратного сечения, состоящего из системы одинаковых бесконечных параллельных брусьев квадратного сечения. Для простоты в состав блока входят два типа материалов: свободное пространство и идеальный проводник. Синтезируемый блок включает 9×9 квадратных подблоков с размером стороны 0.02λ , где λ – длина волны. Рассматривается случай Н-поляризации, когда электрическая компонента электромагнитного поля перпендикулярна продольным осям брусьев. Предполагается, что металлические брусья могут находиться только во внутренней подобласти блока размером 7×7 блоков. В пределах внутренней области количество и распределение металлических брусьев может быть произвольным.

Для решения задач синтеза на базе системы программирования Python и специализированных библиотек Keras и TensorFlow разработана искусственная нейронная сеть, включающая: входной слой (32 входа), выходной слой (49 выходов), два скрытых слоя, содержащих 256 и 128 узлов, соответственно. В качестве функции активации для скрытых слоев использовалась ReLU - функция. Для выходного слоя использовалась сигмоидальная функция активации. Для обучения нейронной сети использовалось до 3% от числа возможных комбинаций заполнения центральной области блока размером 7x7. Эффективная матрица рассеяния рассчитывалась для каждого варианта блока в сформированной выборке. Полученные данные разбивались на несколько подмножеств: для обучения нейронной сети, для проверки качества обучения, для тестирования. Расчет эффективной матрицы рассеяния блока включает в себя следующие этапы: определение матрицы рассеяния для многоканального блока, содержащего 9x9 подблоков; расчет матрицы рассеяния блока перехода от 9 каналов к 1 каналу на границе блока; рекомпозиция многоканального блока с блоками перехода на каждой грани макроблока, обеспечивающая переход от матрицы рассеяния 36 порядка к матрице с порядком 4, как для стандартного минимального автономного блока.

На рисунке 1 показаны примеры использования разработанной технологии синтеза.

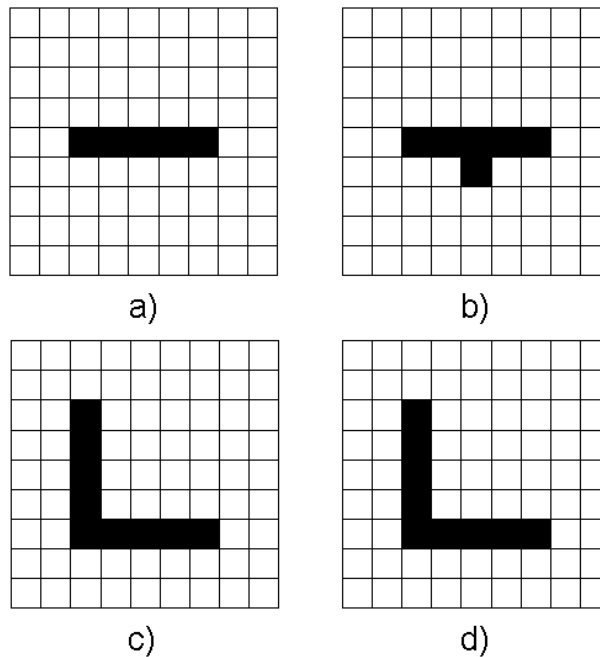


Рис. 1. Примеры синтезированных структур: а), с) – тестовые; б), d) – синтезированные.

На рисунке черный цвет соответствует проводящим брусью, а белый - свободному пространству. Наблюдается хорошее соответствие тестовых и синтезированных структур при небольшом объеме обучающей выборки. Увеличение объема обучающей выборки и учет априорной информации (инвариантность к сдвигу, повороту, фильтрация изолированных брусьев и т.д.) приводит к повышению качества обучения сети.

Анализ результатов использования обученной сети показал, что в результате синтеза возможна генерация различных вариантов распределения материалов в блоке, соответствующих целевой усредненной матрице рассеяния. Это связано с их электродинамической эквивалентностью. Выбор оптимальных вариантов может осуществляться с учетом дополнительных требований.

Рассмотрены основные факторы, влияющие на вычислительную эффективность процесса обучения и последующего использования нейронной сети. Основные вычислительные затраты требуются на расчет эффективных матриц рассеяния блоков при формировании обучающей и тестовой выборок данных, а также на обучение сети.

Для указанной выше структуры была разработана модель нейронной сети, предназначенная для расчета элементов усредненной матрицы рассеяния блока по заданному распределению металлических брусьев внутри него. Установлено, что нейронная сеть позволяет рассчитывать элементы матрицы рассеяния в 1000 раз быстрее, чем требуется на их определение в рамках стандартных алгоритмов метода минимальных автономных блоков.

Заключение

Предложены и апробированы технологии синтеза структурно неоднородных материалов (композитов, метаматериалов) на основе комплексного использования метода минимальных автономных блоков, методики усредненных матриц рассеяния неоднородных блоков и методов глубокого обучения искусственных нейронных сетей. Установлено, что использование обученных нейронных сетей позволяет существенно сократить вычислительные затраты на расчет усредненных матриц рассеяния неоднородных блоков, используемых в качестве дескрипторов электромагнитных свойств композитов и метаматериалов. Эффективность технологий синтеза неоднородных материалов может быть повышена за счет оптимизации архитектуры нейронной сети, локализации зон с варьируемыми конструктивными и материальными параметрами, учета априорной информации. Обученные искусственные нейронные сети в перспективе могут быть включены в состав систем анализа и проектирования электродинамических систем, содержащих композиты и метаматериалы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Metamaterials Handbook. Theory and phenomena of metamaterials / Ed. F. Capolino. Taylor & Francis Group. USA. 2009.
2. Christian C. Nadell, Bohao Huang, Jordan M. Malof, and Willie J. Padilla, "Deep learning for accelerated all-dielectric metasurface design," *Opt. Express* 27, 27523-27535 (2019).
3. Wei Ma, Feng Cheng, and Yongmin Liu. Deep-Learning-Enabled On-Demand Design of Chiral Metamaterials // *ACS Nano* **2018** 12 (6), 6326-6334.
4. Malkiel et al. Plasmonic nanostructure design and characterization via Deep Learning // *Light: Science & Applications* (2018), P. 1-8.
5. V.V. Nikolskii, T.I. Nikolskaja. Decompositional approach to problems of electrodynamics, Nauka, Moscow, 1983 (in Russian).
6. Maly S. V. Homogenization of metamaterials on the basis of average scattering matrixes // Abstracts on International conference «DAYS ON DIFFRACTION'2010». – Russia, Saint Petersburg, June 8 – 11, 2010.- P.114.
7. Maly S. The multiscale analysis of electromagnetic properties of nanomaterials//Proceedings of International Workshop NDTCS'2008, June 23-27, 2008, Minsk, P. 231-2343, 2011. - P. 145.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ СОВМЕЩЕННЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ СТРУКТУР

Малый С.В.¹, Будай А.Г.^{1,2}, Кныш В.П.^{1,2}, Орлова А.С.¹

¹ Белорусский государственный университет

² НИУ Институт прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко БГУ
maly@bsu.by

Численно исследовано взаимодействие плоской электромагнитной волны с частотно-селективными структурами, состоящими из двух совмещенных в одной плоскости периодических решеток, образованных из бесконечных параллельных проводников и отрезков проводников. Установлено, что объединение решеток в одну структуру приводит к ее полной радиопрозрачности на фиксированных частотах при ориентации электрической компоненты электромагнитной волны параллельно осям проводников. Варьирование величины зазоров между торцами проводников приводит к изменению частоты, соответствующей максимуму коэффициента прохождения, что может быть использовано для создания электромагнитных экранов с управляемыми радиопрозрачными свойствами.

Введение

Частотно-селективные поверхности (ЧСП) в виде периодических решеток из метало-диэлектрических элементов широко используются в различных областях микроволновой техники [1-3], в том числе для задач снижения радиолокационной заметности, обеспечения электромагнитной совместимости, радиоэкологии, защиты информации. Одним из направлений создания ЧСП с новыми электромагнитными свойствами является усложнение их материального состава и структуры. Это приводит к росту затрат, необходимых для их проектирования, усложняет их использование в составе электродинамических систем. Поэтому актуальной является проблема разработки ЧСП с простой структурой и расширенными функциональными свойствами.

Вычислительные модели частотно-селективных структур

Вычислительная модель частотно-селективной структуры базируется на стандартном подходе к анализу взаимодействия плоской линейно поляризованной электромагнитной волны с бесконечной периодической решеткой из произвольных по материальному составу и структуре объектов. В его основе лежит переход к анализу рассеяния электромагнитного излучения на неоднородности, расположенной в эквивалентном пространственном волноводе, выделяющем период решетки. На боковых стенках волновода задаются периодические граничные условия. На торцах волновода формируются порты, через которые излучение поступает и выходит из волновода. Порты могут быть многомодовыми, что обеспечивает учет поляризационных эффектов и спектр распространяющихся гармоник рассеянного электромагнитного поля. Для моделирования электромагнитных полей во внутренней области пространственного волновода использовались метод конечных интегралов [4] и метод минимальных автономных блоков [5-6].

Для анализа радиопрозрачных свойств плоских частотно-селективных структур удобно использовать значения эффективных материальных параметров (диэлектрической и магнитной проницаемостей), для их расчета использовались комплексные значения коэффициентов отражения и прохождения [6].

Электродинамический анализ одиночных и совмещенных решеток из проволочных элементов

Разработанные вычислительные модели были использованы для исследования взаимодействия плоской линейно поляризованной волны с периодическими решетками из проводящих брусьев, имеющих квадратное поперечное сечение размером 1 мм. На рисунке 1 представлены фрагменты исследуемых структур.

Для всех решеток единичная ячейка имеет прямоугольную форму с размерами 10x4 мм. Длина отрезков проводников может варьироваться в пределах 0 – 10 мм. Рассматривается случай нормального падения плоской линейно поляризованной электромагнитной волны. Вектор электрической компоненты поля параллелен осям проводников. Рассчитывались частотные зависимости коэффициентов отражения и прохождения, а также частотные зависимости эффективных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей. Результаты моделирования представлены на рисунках 2-4.



Рис. 1. Фрагменты решеток: а) совмещенная решетка; б) решетка из бесконечных проводников; в) решетка из отрезков проводников.

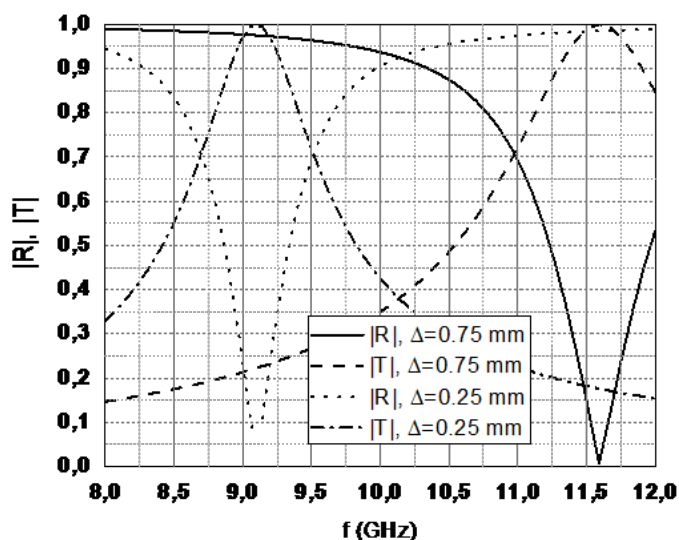


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов отражения и прохождения для совмещенной решетки для различных значений зазора между торцами отрезков проводников.

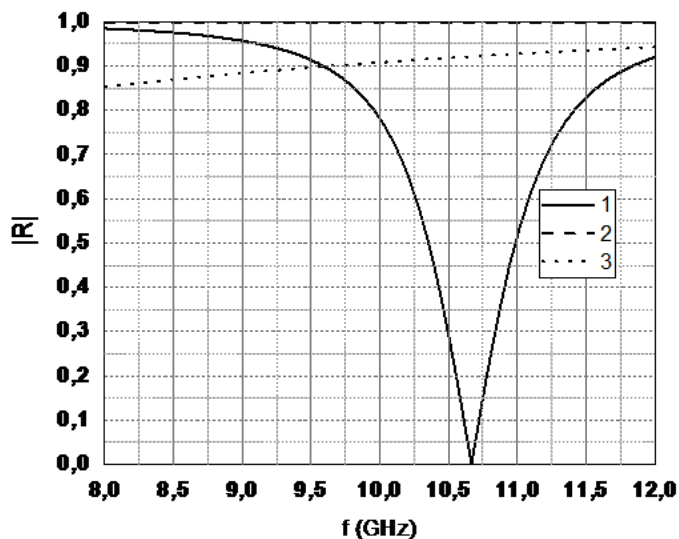


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения трех типов решеток: 1 – совмещенная решетка; 2 – решетка из сплошных проводников; 3 – решетка из отрезков с зазорами 0.5 мм.

Анализ результатов, представленных на рисунках 2, 3 показывает, что совмещенная решетка становится прозрачной на фиксированных частотах, зависящих от величины зазора между торцами отрезков проводником. С уменьшением зазоров минимум коэффициента отражения смещается в

область низких частот. Решетки из сплошных проводников и отрезков проводников для рассматриваемого режима возбуждения являются отражательными.

На рисунке 4 показана частотная зависимость эффективных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей для совмещенной решетки.

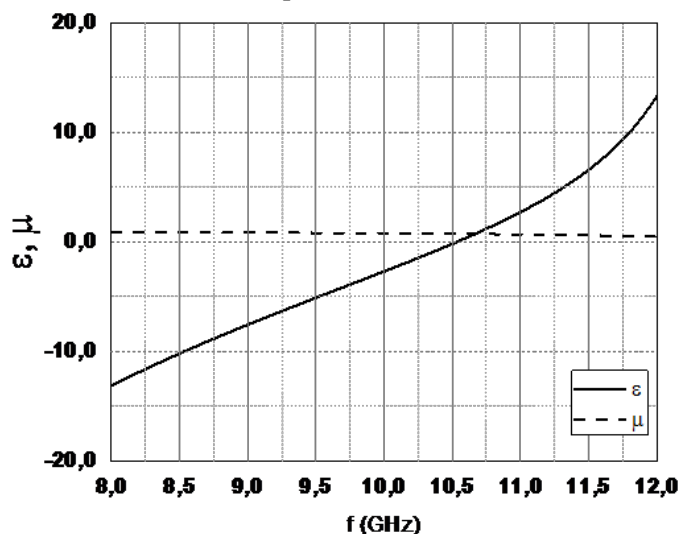


Рис. 4. Частотная зависимость эффективных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей для совмещенной решетки с зазором между торцами отрезков проводников 0.5 мм.

Минимум коэффициента отражения наблюдается на частоте, на которой значения диэлектрической и магнитной проницаемостей совпадают, а волновое сопротивление частотно-селективной структуры равно волновому сопротивлению свободного пространства. Изменение конструктивных параметров совмещенной решетки приводит к смещению частоты, на которой наблюдается полная радиопрозрачность. Анализ результатов моделирования показал, что наиболее эффективным способом управления радиопрозрачностью совмещенной решетки является изменение зазоров между торцами вибраторов.

Заключение

Комбинирование в рамках одной частотно-селективной поверхности нескольких решеток различных типов приводит к качественному изменению электромагнитных свойств объединенной структуры. На примере совмещенной решетки из длинных и коротких проводников показана возможность создания экранов с перестраиваемой частотной зависимостью коэффициентов отражения и прохождения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Munk, B.A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design; Wiley Online Library: Hoboken, NJ, USA, 2000; Volume 29.
2. Theory and phenomena of metamaterials Glybovski, S.B.; Tretyakov, S.A.; Belov, P.A.; Kivshar, Y.S.; Simovski, C.R. Metasurfaces: From microwaves to visible. Phys. Rep. **2016**, 634, 1–72.
3. Rana Sadaf Anwar 1, Lingfeng Mao 1 and Huansheng Ning Frequency Selective Surfaces: A Review // Appl. Sci. 2018, 8, 1689.
4. M. Clemens, T. Weiland, "Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique", Progress in Electromagnetics Research, PIER 32, pp. 65–87, 2001.
5. Никольский В.В., Никольская Т.И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики.- М.: Наука, 1983.- 304 с.
6. Малый С.В., Кухарчик П.Д. Расчет эффективных электродинамических параметров композиционных материалов методом минимальных автономных блоков // Вестник Белорусского ун-та. Сер. 1. 1999. № 3, С.27-32.

ОПЕРАТИВНАЯ ОЦЕНКА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ТРАССЕ ЗЕМЛЯ-КОСМОС ПО ДАННЫМ СПУТНИКОВЫХ ПАССИВНЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Митник Л.М.¹, Кулешов В.П.¹, Митник М.Л.¹, Евсеев Г.Е.², Стрельцов А.М.², Чернявский Г.М.², Черный И.В.²

¹ Тихоокеанский океанологический институт им. В.И. Ильичева ДВО РАН

² АО «Российские космические системы»

lm_mitnik@mail.ru, icherny@cpi.space.ru

Предложена методика оперативной оценки интегрального поглощения радиоволн в атмосфере $\tau(\nu)$ в диапазоне частот $\nu = 5-42$ ГГц по измерениям яркостных температур T_{γ} над океаном микроволновыми (МВ) радиометрами AMSR2, GMI и МТВЗА-ГЯ. С использованием расчетных спектры T_{γ} разработаны алгоритмы для восстановления паросодержания атмосферы V , водозапаса облаков Q , скорости приводного ветра и $\tau(\nu)$, а также для фильтрации зон мощной облачности и осадков. По измеренным со спутников полям $T_{\gamma}(\nu)$ над океаном могут восстановлены поля атмосферных параметров и интегрального поглощения на частотах 10,6, 18,7 и 23,8 ГГц и других. Изложена методика выделения зон мощной облачности и осадков в полях T_{γ} на частотах $\nu > 40$ ГГц и обсуждаются районирование Мирового океана по условиям распространения радиоволн на основе оперативных полей интегрального поглощения.

Введение

Глобальные данные о полях геофизических переменных, ежедневно получаемые сканирующими микроволновыми (МВ) радиометрами со спутников GCOM-W1, GPM, SNPP, NOAA-18/20 и др., широко используются для решения научных и прикладных задач, связанных с изучением окружающей среды [1-3]. Регистрируемые из космоса над океаном яркостные температуры на вертикальной V и горизонтальной Γ поляризациях $T_{\gamma}^{B,\Gamma}(\nu, \theta, t_0, W)$ зависят от частоты ν , угла падения θ , температуры поверхности океана (ТПО) $T_0 = t_0 + 273,16$, скорости ветра W , коэффициентов излучения воды $\chi^{B,\Gamma}(\nu, \theta, t_0, W)$ и поглощения в атмосфере $\tau(\nu)$, важнейшего параметра при изучении распространения радиоволн.

Значения $\tau(\nu)$ могут быть найдены или по регрессионным уравнениям $\tau(\nu) = F[T_{\gamma}^{B,\Gamma}(\nu_i)]$, где $i = 1, \dots, n$ где n - количество радиометрических частот, или путем приведения уравнения переноса радиации к алгебраическому виду (1) и решения квадратного уравнения на двух частотах для получения оценок основных составляющих $\tau(\nu)$ - поглощения в водяном паре $\tau_{\text{вп}}(\nu)$ и в капельных облаках $\tau_{\text{обл}}(\nu_i)$ и индикации зон осадков. Второй подход реализован в алгоритмах восстановления паросодержания атмосферы V и водозапаса облаков Q по T_{γ} на двух частотах на вертикальной поляризации. Одна частота выбирается в области резонанса водяного пара на $\nu_0 = 22,235$ ГГц, а вторая - в окне прозрачности атмосферы 30-40 ГГц.

$$T_{\gamma}^{B,\Gamma}(\nu, \theta, t_0, W) = \chi^{B,\Gamma}(\nu, \theta, t_0, W) \cdot T_0 \cdot e^{-\tau(\nu)\sec\theta} + T_{\gamma}^{\uparrow}(\nu, \theta) + T_{\gamma}^{\downarrow}(\nu, \theta) [1 - \chi^{B,\Gamma}(\nu, \theta, t_0, W)] \times e^{-\tau(\nu)\sec\theta} +$$

$$+ T_k \cdot [1 - \chi^{B,\Gamma}(\nu, \theta, t_0, W)] \cdot e^{-2\tau(\nu)\sec\theta}, \quad (1)$$

где $T_k = 2,73$ К яркостная температура реликтового космического излучения. $T_{\gamma}^{\uparrow}(\nu, \theta)$ и $T_{\gamma}^{\downarrow}(\nu, \theta)$ - восходящее и нисходящее излучения атмосферы, соответственно [3-5]

В алгоритме [4-6] в качестве входных данных, помимо $T_{\gamma}^{B,\Gamma}(\nu_i)$, $i = 1, 2$, используются поля ТПО, найденные в предшествующие 1-2 дня (или среднее поле за предшествующую неделю), находящиеся в Интернете в свободном доступе. Такой подход вполне обоснован, если учесть инерционность ТПО.

Коэффициент излучения поверхности океана рассчитывается с использованием формул Френеля, эмпирических зависимостей диэлектрической проницаемости воды от частоты, температуры (от -2 до 32 °С) и солёности и эмпирических поправок на шероховатость, зависящих от характеристик ветра (прежде всего, от его скорости W), частоты и поляризации излучения [4]. Пиксели с мощной облачностью и осадками, где погрешность восстановления V и Q , а, следовательно, и интегрального поглощения резко возрастает, детектируются и отфильтровываются по низким значениям T_{γ} на $\nu = 85-92$ ГГц.

Существенное влияние на яркостные температуры и на оценку поглощения может оказать ветер при $W > 15$ м/с и сравнительно небольших значениях V и Q . Такие условия отмечается, например, во

внетропических циклонах синоптического масштаба в холодный период года. В алгоритме [5, 6] скорость приводного ветра находится по приращениям яркостной температуры океана $T_{\text{яок}}(W) = T_0 \times \chi(W)$ на частоте 10,6 ГГц на Г-поляризации относительно $T_{\text{яок}}(W=0)$ при штиле ($W = 0$ м/с). Переход от измеренной со спутника яркостной температуры к $T_{\text{яок}}(W)$ океана ("очистка" от влияния излучения атмосферы) выполняется по значениям $\tau(11)$, определяемым по алгоритму [4]. Важно подчеркнуть, что $T_{\text{яок}}$ океана почти не меняется при изменении ТПО от -1,8 до 12-14 °С. Применение алгоритма к массиву спутниковых данных обеспечивает получение на выходе полей V , Q , W и $\tau(11)$. По пороговым значениям $\tau(11)$ могут быть отфильтрованы (или проанализированы отдельно) области с водозапасом облаков, превышающим, например, 0,5 кг/м², где велика вероятность выпадения осадков. В докладе приведены примеры обработки полей $T_{\text{яок}}$, измеренных радиометрами AMSR2, GMI и МТВ3А-ГЯ над циклонами Тихого и Атлантического океанов [7].

Из анализа массива яркостных температур, рассчитанных на частотах радиометров AMSR2 и GMI, и результатах работы [8] следует высокая корреляция интегральных поглощений на 10,6 ГГц и более высоких частотах при отсутствии осадков.

Оценки поглощения могут быть получены в оперативном режиме - сразу же после преобразования измеренных на спутнике антенных температур в яркостные. Обобщенные экспериментальные данные о полях осадков, водозапаса облаков и паросодержании атмосферы, восстановленных по спутниковым МВ измерениям [9], могут служить основой для расчета полей поглощения на различных частотах и районирования Мирового океана по условиям распространения радиоволн.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кутуза Б.Г., Данилычев М.И., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли. Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. – М.: Ленанд, 2015.
2. Katsaros K.B., Mitnik L.M. and Black P.G., Microwave instruments for observing tropical cyclones / Typhoon Impacts and Crisis Management / Eds: Dan Ling, Tang, GuangJun, Sui. Berlin. Heidelberg: Springer, pp. 5-61, 2014.
3. Gail Skofronick-Jackson G., Petersen W.A. and Berg W. The global precipitation measurement (GPM) mission for science and society // Bull. American Meteorology Society, vol. 98. no. 8, pp. 1679–1695, 2017.
4. Mitnik L.M., and Mitnik M.L., Retrieval of atmospheric and ocean surface parameters from ADEOS-II AMSR data: comparison of errors of global and regional algorithms // Radio Sciences, vol. 38, no. 4, 8065, 2003.
5. Митник Л.М., Митник М.Л. Алгоритм восстановления скорости приводного ветра по измерениям микроволнового радиометра AMSR-E со спутника Aqua // Исслед. Земли из космоса, -М.: 2011. - № 6.
6. Митник М.Л., Митник Л.М. Алгоритм оценки приводного ветра по данным микроволнового радиометра AMSR-E и его применение к анализу погодных систем в тропической зоне // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, -М.: 2011. - № 3.
7. Mitnik L.M., Kuleshov V.P., Mitnik M.L. and Baranyuk A.V., Passive microwave observations of South America and surrounding oceans from Russian Meteor-M No. 2 and Japan GCOM-W1 satellites // Intern. J. Remote Sensing, vol. 39, no. 13, pp. 4513-4530, 2018.
8. Lucas-Vegas M.J., Riera J.M. Frequency scaling of slant-path atmospheric attenuation in the absence of rain for millimeter-wave links // Radio Science. 201651, 1732–1744, doi:10.1002/2016RS006103.
9. Maggioni V., Meyers P.C. and Robinson M.D., A Review of merged high-resolution satellite precipitation product accuracy during the Tropical Rainfall Measuring Mission (TRMM) era // Journal of Hydrometeorology, vol.17, pp. 1101-1117, 2016.

ФЛУКТУАЦИИ ЯРКОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ АТМОСФЕРЫ В РЕЗОНАНСНОЙ ОБЛАСТИ ВОДЯНОГО ПАРА 18 - 27.2 ГГц

Егоров Д.П., Кутуза Б.Г.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва

dobrix95@gmail.com, kutuza@cplire.ru

В докладе представлены результаты обработки данных эксперимента по измерению флуктуаций радиояркой температуры атмосферы в резонансной области поглощения водяного пара 18 - 27.2 ГГц. Эксперимент проведен с помощью СВЧ радиометра-спектрометра «P22т», расположенного во Фрязинском филиале Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН. Приведены значения структурной функции радиояркой температуры для различных форм атмосферной облачности. Рассмотрены как летний, так и зимний периоды измерений за 2018-2019 гг. Представлены зависимости структурной функции от температуры, влажности воздуха и скорости ветра, наблюдаемых вблизи поверхности Земли.

Введение

Флуктуации радиоизлучения атмосферы в СВЧ диапазоне при наблюдениях с поверхности Земли, как известно, напрямую связаны с явлением тропосферной турбулентности. Изменчивость радиояркой температуры обусловлена флуктуациями полей влажности, скорости ветра, температуры воздуха и других геофизических параметров [8, 9]. В инерционном интервале, в котором выполняется закон Колмогорова-Обухова, характерный линейный размер неоднородностей для тропосферы варьируется в пределах от 0.1 до 500 метров – внутренний l_0 и внешний L_0 масштабы турбулентности соответственно.

Экспериментальные исследования флуктуаций яркой температуры $T_{b\nu}$ проведены [1–4] на двух длинах волн 0.8 см и 1.35 см. В настоящей работе рассматриваются временные флуктуации $T_{b\nu}$ в резонансной области водяного пара 18-27.2 ГГц. Получение новых данных по флуктуациям яркой температуры стало возможным благодаря использованию большого числа спектральных каналов в полосе поглощения водяного пара, улучшенной флуктуационной чувствительности рабочего радиометра [5] и температурной стабильности его коэффициента усиления, что позволило рассматривать длительные сеансы наблюдений и определять значения структурных функций яркой температуры на больших временных интервалах.

Структурная функция

Для описания движения турбулентных потоков в предположении, что число Рейнольдса $Re \gg 1$ (статистические параметры турбулентности не зависят от времени и примерно постоянны в течении), применимы теория Колмогорова-Обухова и аппарат так называемых структурных функций [9].

Структурная функция в самом общем виде представляет собой средний квадрат модуля приращения флуктуационной компоненты некоторого поля

$$D_{\xi}(\bar{r}, l) = \langle |\xi(\bar{r} + l) - \xi(\bar{r})|^2 \rangle, \quad (1)$$

где $\xi(\bar{r}) = \xi(\bar{r}, t) - \xi^*(\bar{r}, t)$ – флуктуационная компонента поля $\xi(\bar{r}, t)$ в точке \bar{r} , $\xi^*(\bar{r}, t)$ – средняя величина ξ в данной точке.

Аналог структурной функции можно ввести [6] и для показаний яркой температуры $T_{b\nu}$. Пусть антенна радиометра занимает фиксированное положение в течение всего времени наблюдений, тогда структурная функция

$$D_{T_b}(\tau, \nu) = \langle |T_{b\nu}(t + \tau) - T_{b\nu}(t)|^2 \rangle, \quad (2)$$

где ν – частота излучения, τ – временной интервал. В отличие от (1), усреднение здесь производится по времени, однако смысл от этого не меняется, так как в условиях замороженной турбулентности линейный размер неоднородностей l и горизонтальная составляющая скорости ветра связаны с временным интервалом τ .

Корень квадратный из структурной функции (2) обеспечивает меру интенсивности флуктуаций радиоизлучения [7]

$$S_{\nu}(\tau) = \sqrt{D_{T_b}(\tau, \nu)}. \quad (3)$$

Эксперимент

С целью получения данных о флуктуациях радиоизлучения атмосферы в диапазоне резонансного поглощения водяного пара 18 – 27.2 ГГц во Фрязинском филиале Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН был оборудован специальный пункт круглосуточных и непрерывных наземных СВЧ радиометрических наблюдений. С 2016 г. и по настоящее время при помощи СВЧ радиометра-спектрометра P22m [5] из окна лаборатории под углом 51° к направлению в зенит проводятся измерения спектров радиотеплового излучения. После дополнительной цифровой обработки и калибровки полный спектр излучения представляет собой 47 значений (яркостная температура в кельвинах). Каждое значение отнесено к одной из частот указанного диапазона. Частотное разрешение соответствует величине 0.2 ГГц. Время получения радиометром полного спектра (цикл единичных измерений по всем имеющимся каналам) – примерно $T_c = 11$ секунд. Флуктуационная чувствительность прибора – 0.02 К.

Угловое разрешение θ радиометра в зависимости от частоты составляет от 5 до 7 градусов. Яркостная температура нижней атмосферы в большей степени характеризуется распределением влажности по высоте. Примем стандартную модель высотного профиля влажности [6]

$$\rho(h) = \rho(0) \cdot \exp\left(-\frac{h}{H_\rho}\right), \quad H_\rho = 2.1 \text{ км},$$

где $\rho(h)$ – абсолютная влажность на высоте h , H_ρ – характеристическая высота распределения водяного пара. Тогда величину пространственного разрешения ω для данного радиометра можно определить, воспользовавшись формулой вычисления длины хорды

$$\omega = 2 \cdot H_\rho \cdot \sin(\theta) \approx 2 \cdot 2.1 \text{ км} \cdot 0.05 = 210 \text{ м},$$

где θ – угловое разрешение. При средней скорости ветра в тропосфере $V^* = 10$ м/с и вплоть до значений 19 м/с длительность сканирования полного спектра в $T_c = 11$ сек. удовлетворяет пространственному разрешению $\omega = 210$ м.

Так как не было возможности получения данных о радиозондировании, для сопоставления полученных флуктуаций яркостной температуры использовались измеренные вблизи поверхности Земли (~15 м) значения метеопараметров. Измерения проводятся на метеостанциях VantagePro2, расположенных на расстоянии порядка 300 метров от основного пункта наблюдений. Каждую минуту данные измерений поступают на сервера метеостанций. С той же периодичностью при помощи 2.0-мегапиксельной камеры HI3516C выполняется фотофиксация погодных условий. По мере истечения 24 часов, на основе отснятых изображений сервер генерирует файл с соответствующим видеорядом.

Анализ данных эксперимента

Данные видеоряда, полученные за периоды с 01 декабря 2018 г. по 28 февраля 2019 г. (зима) и с 01 июня по 31 августа 2019 г. (лето), были размечены по шести возможным категориям атмосферной облачности: 1) облака отсутствуют; 2) режим слабой облачности; 3) развитая облачность; 4) мощная облачность с дождём (только в летний период); 5) снегопад (только в зимний период); 6) другие или смешанные режимы. На базе накопленных экспериментальных данных о яркостных температурах нисходящего радиоизлучения атмосферы в диапазоне 18-27.2 ГГц для каждой категории атмосферной облачности организована соответствующая выборка измерительных сеансов. Выборки сформированы из условия, что длительность одного сеанса непрерывных измерений яркостной температуры составляет от 1 до 4 часов.

Реализован алгоритм подсчёта значений квадратного корня структурных функций. Таким образом, каждому сеансу радиометрических измерений ставится в соответствие ряд значений кв. корня структурной функции, распределённых по величине временного интервала τ (см. (3)). Будем рассматривать значения кв. корня структурной функции, ограниченные по $\tau > 11$ сек. и $\tau < 250$ сек.

За весь временной интервал отдельного измерительного сеанса усредним значения температуры воздуха T , атмосферного давления P , относительной $\rho\%$ и абсолютной ρ влажностей, скорости ветра V и величины осадков ϑ , регистрируемых метеостанциями вблизи поверхности Земли. Подсчитаем также разности максимальных и минимальных значений указанных параметров. Тогда для каждой категории атмосферной облачности после обработки всех измерительных сеансов, относящихся к данной категории (в соответствии с выполненной разметкой), получим выборку значений следующей структуры (таблица 1).

Таблица 1. Формирование выборок.

Метка сеанса измерений	Частота ν	$S_\nu(30), \dots, S_\nu(250)$	$T^*, \Delta T$	$P^*, \Delta P$	$\rho^*, \Delta \rho$	$\rho\%_*, \Delta \rho\%$	$V^*, \Delta V$	$\vartheta^*, \Delta \vartheta$
------------------------	---------------	--------------------------------	-----------------	-----------------	-----------------------	---------------------------	-----------------	---------------------------------

...

Здесь $S_\nu(\tau)$ – квадратный корень значения структурной функции на временном интервале τ (сек.) для яркостной температуры, регистрируемой на частоте ν ; a^* – среднее значение a , $\Delta a = \max(a) - \min(a)$, где a – один из перечисленных метеопараметров.

На рисунках ниже (справа) представлены типовые для режима безоблачной атмосферы графики кв. корня структурной функции (рис. 1 – для летнего периода, рис. 2 – для зимнего) и соответствующие выбраным измерительным сеансам графики реализации временного хода яркостных температур (слева).

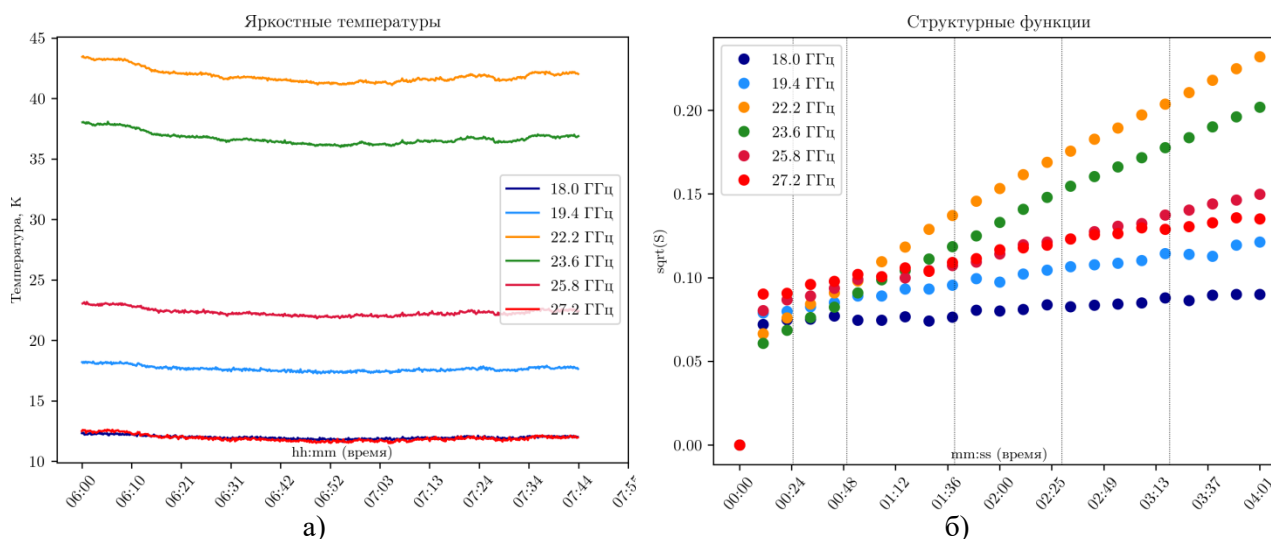


Рис. 1. Сеанс от 09 июля 2019г., 06:00-07:45, безоблачная атмосфера (лето).

Средние значения: $T^* = 13.77$ °C, $P^* = 736.41$ мм.рт.ст.,
 $\rho^* = 9.53$ кг/м³, $V^* = 1.36$ м/с, осадков нет.

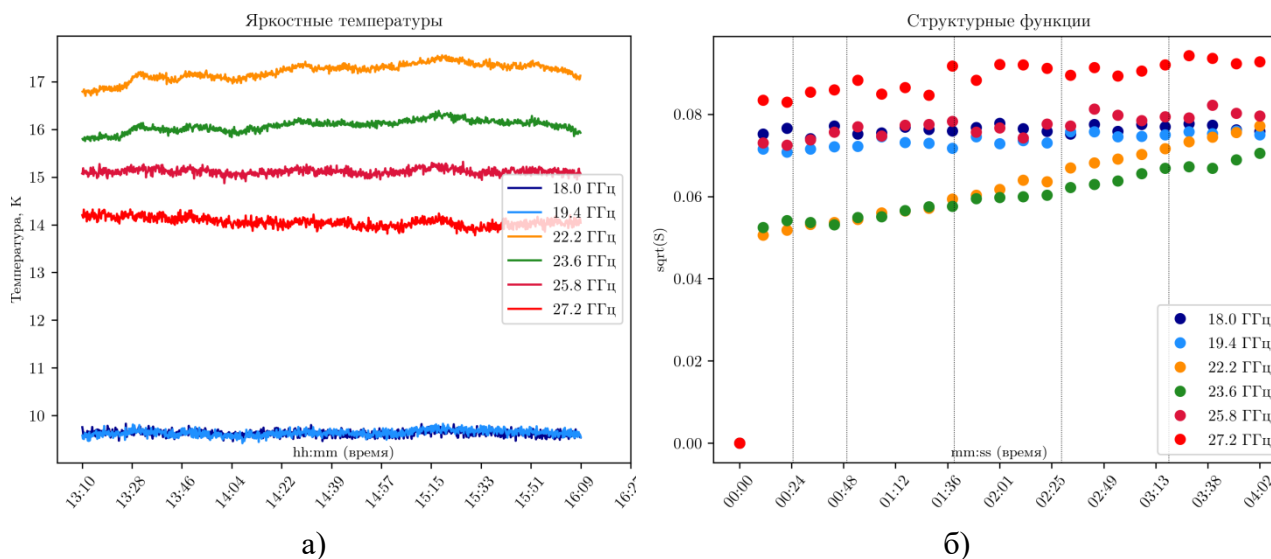


Рис. 2. Сеанс от 16 декабря 2018г., 13:10-16:10, безоблачная атмосфера (зима).

Средние значения: $T^* = -10.58$ °C, $P^* = 763.27$ мм.рт.ст.,
 $\rho^* = 2.17$ кг/м³, $V^* = 0.49$ м/с, осадков нет.

Приведём средние по полученным выборкам значения кв. корня структурной функции яркостной температуры для резонансной частоты $\nu_r = 22.2 \approx 22.235$ ГГц при различных режимах атмосферной облачности (таблица 2). Значения метеопараметров при усреднении не учитывались.

Используя полученные данные (см. табл. 1), для той же частоты $\nu_r = 22.2$ ГГц построим модель однопараметрической регрессионной зависимости значений кв. корня структурной функции при временных интервалах $\tau = 30$ сек. и $\tau = 100$ сек. от измеренной вблизи поверхности Земли и усреднённой абсолютной влажности (рис. 3).

Таблица 2. $S_{\nu_r}^*(\tau)$ при различных режимах атмосферной облачности.

Форма облачности	Временной интервал τ							
	30		100		150		200	
	лето	зима	лето	зима	лето	зима	лето	зима
Безоблачная атмосфера	0.087	0.066	0.162	0.079	0.216	0.092	0.254	0.103
Слабая облачность	0.130	0.072	0.266	0.111	0.348	0.139	0.401	0.159
Развитая кучевая облачность	1.116	0.835	2.395	1.309	3.016	1.475	3.382	1.590
Мощная облачность, дождь	4.262	–	9.527	–	12.399	–	14.336	–
Снег	–	0.416	–	0.709	–	0.852	–	0.939

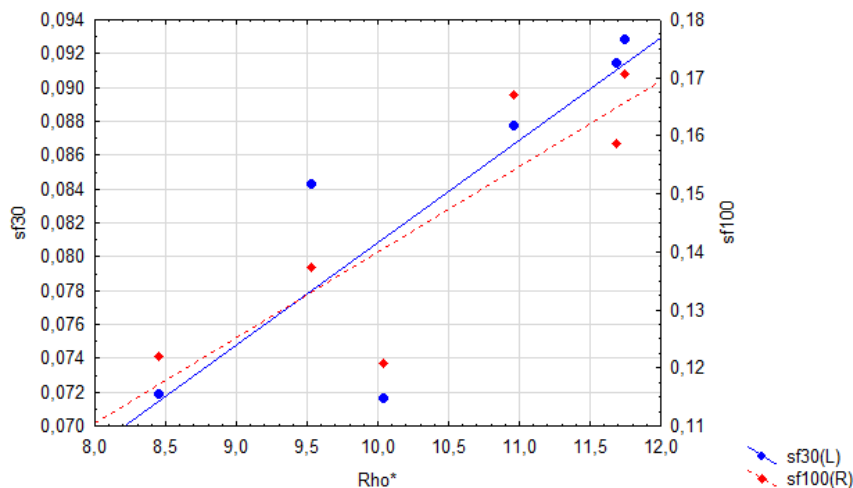


Рис. 3. Линейная регрессия значений $S_{22.2}(30)$ и $S_{22.2}(100)$ по параметру ρ^* . Летний период 2019 г. Безоблачная атмосфера.

На рис. 3. по оси абсцисс отложена средняя абсолютная влажность ($\rho^* = Rho^*$ кг/м³). По осям ординат: слева – значения кв. корня структурной функции для $\tau = 30$ сек., справа – для $\tau = 100$ сек. Здесь рассмотрены измерительные сеансы только летнего периода, для которых в течение всего времени наблюдений атмосфера оставалась безоблачной.

Для того же набора измерительных сеансов приведём (рис. 4) результат линейной регрессии значений $S_{22.2}(30)$ и $S_{22.2}(100)$ по параметру V^* (измеренная вблизи поверхности Земли и усреднённая скорость ветра). Расположение осей на рис. 4 аналогично рис. 3.

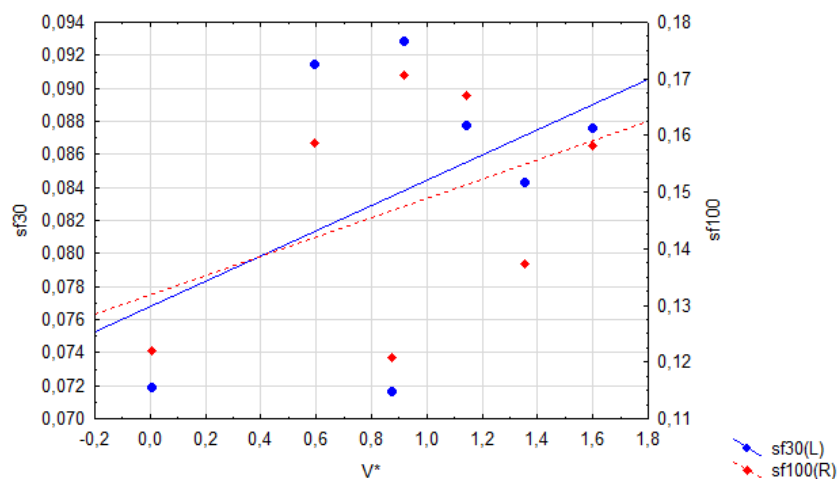


Рис. 4. Линейная регрессия значений $S_{22.2}(30)$ и $S_{22.2}(100)$ по параметру V^* . Летний период 2019 г. Безоблачная атмосфера.

Заключение

При любых формах атмосферной облачности с ростом как абсолютной влажности ρ^* , так и скорости ветра V^* , наблюдается рост значений структурных функций. Для случая безоблачной погоды особенно заметна связь с температурой T^* приземного слоя атмосферы. При положительных T^* частотный спектр квадратного корня структурной функции такой, как на рис. 1б, как в летний, так и в зимний периоды. Тогда как при отрицательных температурах картина значительно меняется (рис. 2б).

Для летнего периода: 1) С увеличением временного интервала наблюдается монотонный рост квадратного корня структурных функций вплоть до значений $\tau = 250$ сек. При этом наклон кривых уменьшается с ростом временного интервала. 2) В безоблачной атмосфере максимальная интенсивность флуктуаций яркостной температуры наблюдается на частоте близкой к 22.235 ГГц. Интенсивность флуктуаций уменьшается по мере удаления от резонансной частоты. Это подтверждает положение, что за флуктуации яркостной температуры ответственны флуктуации поля влажности, вызываемые тропосферной турбулентностью.

При наличии развитой кучевой облачности и при любых температурах происходит достаточно сильное увеличение интенсивности флуктуаций. Максимум квадратного корня структурной функции смещается в сторону высокой частоты 27.2 ГГц. Это связано с тем, что поглощение и яркостная температура облачной атмосферы достаточно сильно увеличиваются с ростом частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кутуза Б.Г. Исследование флуктуаций полной массы водяного пара в атмосфере радиоастрономическим методом. Изв. АН СССР, Физика атм. и океана. 1974. Т.10. №11. С. 1148-1156.
2. Гагарин С.П., Кутуза Б.Г. Влияние флуктуаций радиотеплового излучения атмосферы на чувствительность радиотелескопа. Изв. ВУЗов, Радиофизика. 1976. Т.19. № 11. С.1636-1643.
3. Гагарин С.П., Кутуза Б.Г. Самолетные измерения пространственных характеристик флуктуаций радиоизлучения атмосферы на волнах 0,8 и 1,35 см. Изв. АН СССР, Физика атм. и океана. 1977. Т.13. №12. С.1307-1311.
4. Kutuza B.G. Spatial and temporal fluctuations of the atmospheric microwave emission. Radio Science. 2003. Vol.38, №3, pp.12-1 – 12-7.
5. Данилычев М.В., Казарян Р.А., Калинин А.А., Кутуза Б.Г., Турыгин С.Ю. Наземный СВЧ радиометр для исследования атмосферы и обеспечения подспутниковых экспериментов. Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации: Материалы 9-ой Международной научно-технической конференции /НТОРЭС им. А.С. Попова, Суздаль, Россия, 2016, С.203-207.
6. Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. М.: ЛЕНАНД. 2016.

7. Егоров Д.П., Кутуза Б.Г. Результаты измерений флуктуаций радиоизлучения атмосферы в резонансной области поглощения водяного пара вблизи 22.235 МГц. Нелинейный мир. 2018. Т.16. №2. С.69-71

8. Гурвич А.С. О влиянии поглощения на флуктуации уровня сигнала при распространении в атмосфере. Радиотехника и электроника. 1968. Т.13. №11. С.1923

9. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука. 1967. 548 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВРАЩЕНИЯ ВЕКТОРА ПОЛЯРИЗАЦИИ В ИОНОСФЕРЕ

Бова Ю.И.¹, Крюковский А.С.^{1,2}, Кутуза Б.Г.², Лукин Д.С.^{1,2}

¹ АНО ВО «Российский Новый Университет»

² ФБГУН «Институт Радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН»
julia_bova@mail.ru, kryukovsky56@yandex.ru, kutuza@cplire.ru, luknet1@yandex.ru

Изучены особенности влияния ионосферы Земли на распространение радиоволн Р-диапазона. Рассмотрены однослойная и двухслойная модели ионосферы, содержащие и не содержащие крупномасштабные неоднородности плазмы. Учтена кривизна среды распространения. Получены оценки величин угла фарадеевского вращения и набега фазы для различных моделей.

Настоящая работа посвящена численному моделированию вращения вектора поляризации в ионосферной плазме на радиоволны Р-диапазона (430 МГц). Актуальность работы связана с проектированием в целях радиолокации космических антенн с синтезированной [1].

В работах [2-6] рассмотрено влияние ионосферы на величину угла фарадеевского вращения и на набег фазы без учета влияния кривизны Земли. В настоящей работе рассмотрены сферические модели ионосферы (см. также [8]) и учтены возможные крупномасштабные неоднородности плазмы на пути распространения радиосигнала.

В работе рассмотрены четыре модели, которые до некоторой степени согласованы с моделью дневной (12 час) ионосферной плазмы относительно точки с координатами 40 град с. ш., 30 град в. д. (рис.1), а именно: экспоненциальная модель, двухслойная модель, двухслойная модель с локальной неоднородностью с повышенной электронной концентрацией, двухслойная модель с локальной неоднородностью с пониженной электронной концентрацией, которые в дальнейшем мы будем обозначать как модели 1, 2, 3 и 4 соответственно.

На рис. 1 обозначена поверхность Земли. Серым цветом показано распределение электронов в ионосфере. Более темные области соответствуют более высокой электронной концентрации. На рис. 2 показана зависимость электронной концентрации от высоты для точки наблюдения с координатой $x=700$ км, относительно которой проведены все дальнейшие расчеты. Цифрами на рисунке показаны номера моделей.

Для определения лучевых траекторий по аналогии с работами [3, 4, 8] используем бихарактеристическую систему [9-10]. Введем обозначения: \vec{k} – волновой вектор, $\vec{r} = (x, y, z)$ – координаты точки наблюдения, $\omega = 2\pi f$ – круговая частота излучения, f – рабочая частота, t – групповое время, z^\pm – параметр вдоль лучевой траектории, $\varepsilon(\vec{r}, \vec{k}, \omega)$ – эффективная диэлектрическая проницаемость среды распространения (см. также [11-13]).

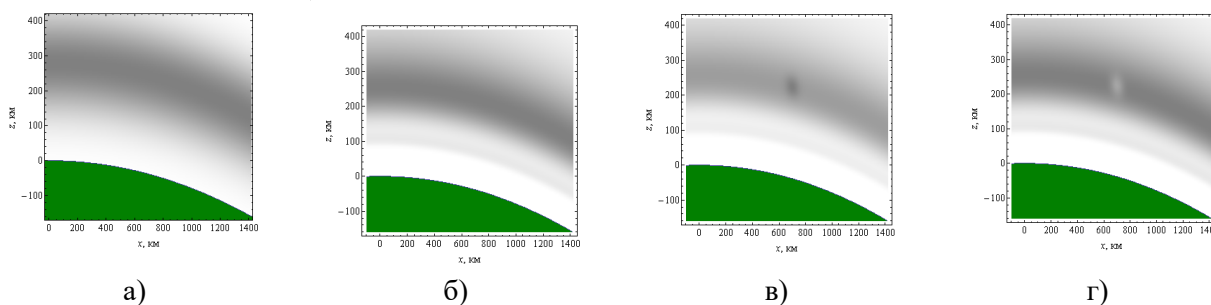


Рис. 1. Распределение электронной концентрации в ионосфере. модель 1– а; модель 2– б; модель 3– в; модель 4– г.

Учитывая, что рабочая частота в данной задаче много больше плазменной ω_p , можно считать, что

$$\varepsilon(\vec{r}, \vec{k}, \omega) = 1 - (\omega_p / \omega)^2, \omega_p^2 = 4\pi e^2 N / m_e. \quad (1)$$

В выражении (1) e – заряд электрона, m_e – масса электрона, N – величина электронной концентрации в фиксированной точке пространства. Будем считать, что начальный волновой вектор $\vec{k}(0)$ параметрически зависит от угла выхода луча α_0 .

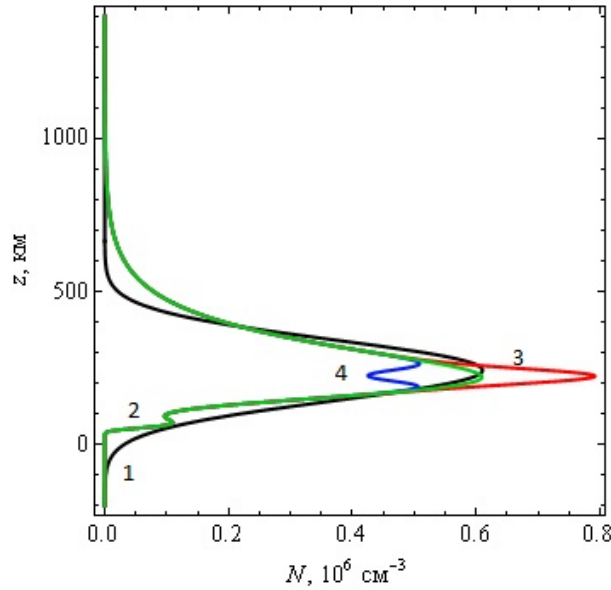


Рис.2. Зависимость электронной концентрации от высоты вдоль оси z

Предполагается, что источник излучения точечный расположен на расстоянии 400 км от поверхности Земли и перемещается. При этом угол наклона лучей меняется от 150 до 30 градусов относительно положительного направления горизонтальной оси. Приёмник расположен на поверхности Земли на расстоянии $x_p=700$ км от начала координат.

Рассмотрим зависимость относительной скорости изменения фазы от высоты (рис. 3). Производная фазы по групповому времени определяется формулой:

$$\Phi'_o(t) = \frac{dx}{dt} k_x(t) + \frac{dy}{dt} k_y(t) + \frac{dz}{dt} k_z(t) - \omega = \Phi'(t) - \omega. \quad (2)$$

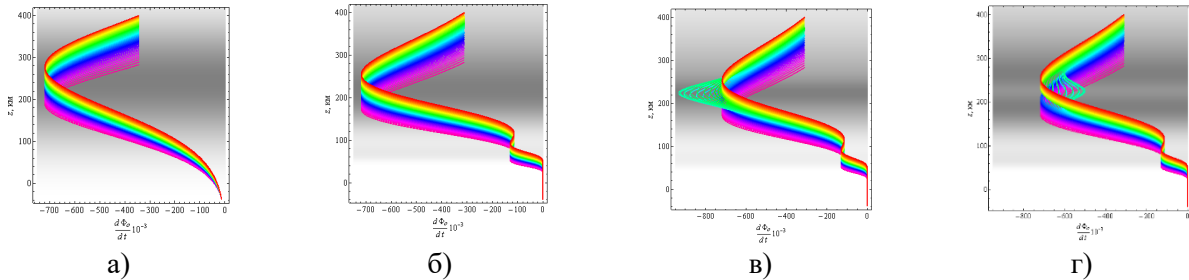


Рис. 3. Зависимость скорости изменения фазы от высоты; а – модель 1, б – модель 2; в – модель 3; г – модель 4

Минимумы кривой коррелируют с положениями максимумов ионосферных слоёв. Локальный максимум соответствует межслоевой долине. На рис. 3а мы видим один минимум, что соответствует однослойной модели 1. На рис. 3б, соответствующей двухслойной модели 2, внизу появляется дополнительный минимум, происхождение которого объясняется слоем Е, и максимум, который соответствует межслоевой долине. В моделях 3 и 4 в районе главного максимума электронной концентрации расположена неоднородность с повышенной или пониженной электронной концентрацией. Поэтому на рис. 3в и 3г возникают характерные выбросы на лучах, проходящих эти неоднородности.

На рис. 4 показана зависимость отклонения фазы (отложена по горизонтали) от группового времени (отложено по вертикали) в точке приема сигнала. Для вычисления фазы применялась формула:

$$\Phi(t) = \int_0^t \Phi'(\eta) d\eta. \quad (3)$$

Разность фаз $\Delta\Phi$ находилась как $\Delta\Phi = \Phi - \omega R/c$. Здесь $\omega R/c$ – фаза луча в пустоте вдоль прямой, соединяющей источник и приёмник. В случае модели 1 (левая кривая) зависимость линейная, причем ионосфера вносит существенный вклад в величину фазы. Если модель двухслойная (модель 2), кривая перестает прямой линией. Возникают небольшие отклонения, определяемые слоем E (правая кривая). В случае возмущённых моделей возникают петли на конце линии, лежащие по разные стороны от невозмущённой линии, слева модель с повышенной электронной концентрацией, справа – с пониженной

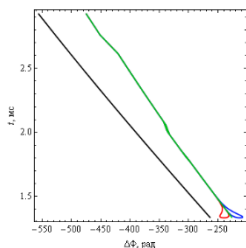


Рис. 4. Зависимость отклонения фазы $\Delta\Phi$ (по отношению к фазе в невозмущенной среде) от группового времени t .

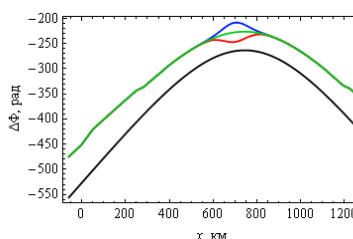


Рис.5. Зависимость разности фаз $\Delta\Phi$ (по отношению к невозмущенной среде) от расстояния по горизонтали x .

Зависимость отклонения фазы от горизонтальной координаты x , соответствующей координате выход луча, представлена на рис. 5. Форма кривой для модели 1 это квазипарабола (нижняя кривая). Для модели 2 кривая претерпевает небольшую деформацию (верхняя кривая). Наконец для возмущенных моделей на кривой образуется либо дополнительное возвышение (в случае возмущения с пониженной электронной концентрацией), либо небольшой провал (в случае возмущения с повышенной электронной концентрацией).

Рассмотрим фарадеевское вращение плоскости поляризации, считая, что обыкновенная и необыкновенная волны в высокочастотном диапазоне распространяются вдоль одной и той же лучевой траектории. Согласно [3-5, 15, 16] угол фарадеевского вращения определяется формулой:

$$\Omega(t) = \frac{\omega}{2c} \int_0^t \Delta\mu \sqrt{(dx/dt)^2 + (dy/dt)^2 + (dz/dt)^2} dt, \quad (4)$$

в которой введено обозначение

$$\Delta\mu \cong \frac{1}{2} \frac{v \sqrt{u^2 \sin^4 \theta + 4(1-v)^2 u \cos^2 \theta}}{(1-v)(1-u \cos^2 \theta) - u \sin^2 \theta}. \quad (5)$$

$\Delta\mu$ это разность показателей преломления обыкновенной и необыкновенной волны, а параметр u это отношение квадрата гирочастоты к квадрату круговой частоты:

$$u = \left(\omega_H / \omega \right)^2 = e^2 H_0^2 / (m_e^2 c^2 \omega^2). \quad (6)$$

Угол θ это угол между вектором напряженности внешнего магнитного поля \vec{H}_0 и волновым вектором \vec{k} . В квазиизотропной среде можно приблизительно считать, что

$$\Omega(t) = 0,5 \omega \int_0^t \Delta\mu \sqrt{\varepsilon(\vec{r}(t))} dt. \quad (7)$$

В приведённых ниже расчетах амплитуда магнитного поля предполагается постоянной, а ориентация напряженности магнитного поля относительно локальной системы координат задается углами γ и φ [3-5]: $H_0 = 0,465$ Э, $\gamma = -57^\circ$, $\varphi = 90^\circ$.

Зависимости разности Δn показателей преломления обыкновенной и необыкновенной волны от высоты вдоль приведена на рис. 6. Видно, что форма кривой отслеживает профиль электронной концентрации (ср. рис. 2 и рис. 6). Отметим, что в возмущенном случае (рис. 6в и 6г) поведение части лучевых траекторий отклоняется от общей тенденции, характерной для других лучей: Для модели 3 ими образован главный максимум, который вытягивается, а для модели 4 эти лучи образуют минимум на фоне других лучей.

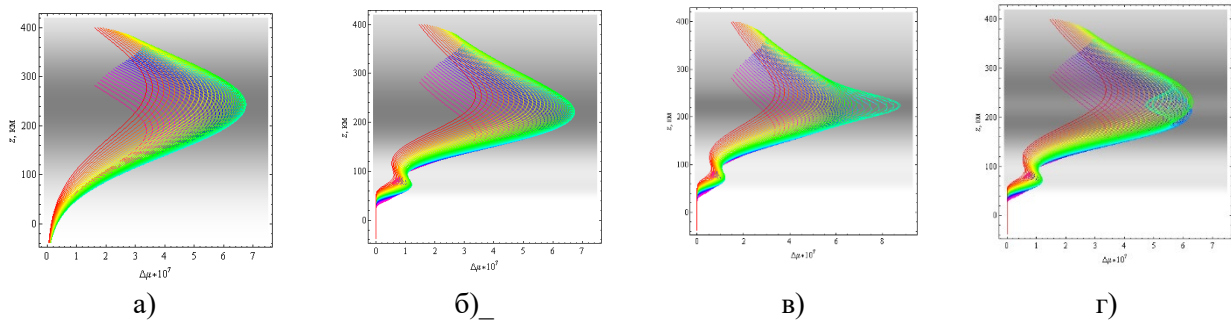


Рис. 6. Зависимость разности показателей преломления обыкновенной и необыкновенной волны от высоты вдоль лучей; а – модель 1, б – модель 2; в – модель 3; г – модель 4.

На рис. 7 показана зависимость угла фарадеевского вращения Ω от группового времени. Следует отметить, что слой E практически не сказывается на гладкости кривой (ср. правую линию (модель 1) и и левую линию (модель 2)). Но локальные возмущения максимума слоя (модели 3 и 4) приводят к существенным отклонениям – своеобразным выбросам в разные стороны от левой кривой (правая петля - модель 3, левая петля –модель 4).

На рис. 8 показана зависимость угла фарадеевского вращения от координаты x . Невозмущенные кривые ведут себя как гладкие параболы, и влияние слоя E сказывается слабо (верхняя и нижняя кривые). Возмущения приводят к отклонениям от нижней кривой, причем в отличие от рис 5 область с повышенной электронной концентрацией теперь создаёт максимум, а с пониженной – минимум.

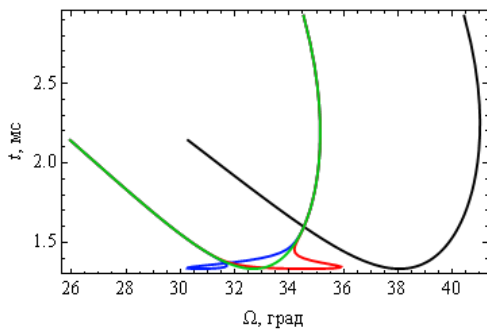


Рис. 7. Зависимость угла фарадеевского вращения Ω от группового времени t

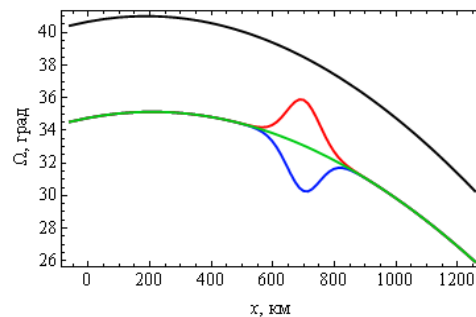


Рис. 8. Зависимость угла фарадеевского вращения Ω от расстояния по горизонтали x

Заключение

Таким образом, в работе методом бихарактеристик [9,10,16] рассмотрены особенности влияния ионосферы Земли на распространение высокочастотных радиоволн Р-диапазона. Сопоставлены четыре модели: однослойная модель ионосферы без возмущений, двухслойная модели ионосферы без возмущений, двухслойная модель с локальным образование с повышенной электронной концентрацией в окрестности максимума F-слоя, двухслойная модель с локальным образование с пониженной электронной концентрацией в окрестности максимума F-слоя. Исследованы величины набега фазы за счет влияния ионосферы и угла фарадеевского вращения.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты № 18-02-00544-а, №17-02-01183-а).

ЛИТЕРАТУРА

1. Kutuza B.G., Kalinkevitch .A.A., Ephimov A.I., Vostrov E.A., Dzenkevitch A.B. Application of SAR Operating at P-band for Space Experiments // EUSAR'96: Proceedings. Germany, Konigswinter, 1996. P. 309-313.
2. Kutuza B.G., Bova Yu.Ig., Kryukovsky A.S., Stasevich V.Ig. Features of the Influence of the Earth's Ionosphere on the P-Band Propagation // The 12th European Conference on Synthetic Aperture Radar - EUSAR 2018, Aachen, Germany on June 4-7, 2018.
3. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Лукин Д.С., Стасевич В.И. Исследование влияния ионосферы на распространение электромагнитных волн Р-диапазона // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1 (27). С. 54-61.
4. Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Бова Ю.И. Исследование влияния ионосферы земли на распространение радиоволн Р-диапазона // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2017. № 2. С. 7-12.
5. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Палкин Е.А. Исследование влияния ионосферы земли на фарадеевское вращение вектора поляризации радиоволн в высокочастотном диапазоне // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2018. № 4. С. 19-27.
6. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Кутуза Б.Г., Лукин Д.С., Стасевич В.И. Анализ влияния ионосферы земли на распространение радиоволн Р-диапазона // В сборнике: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн материалы II Всероссийской научной конференции по проблемам радиофизики и дистанционного зондирования сред, проводимой в рамках VIII Всероссийских Армандовских чтений. Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВО "Владимирский государственный университет имени им. А.Г. и Н.Г. Столетовых". 2018. С. 94-102.
7. Крюковский А.С., Скворцова Ю.И. Математическое моделирование распространения радиоволн в нестационарной плазме с учетом кривизны поверхности земли и ионосферных слоев // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2016. № 1-2. С. 34-40.
8. Кирьянова К.С., Крюковский А.С. Особенности лучевого распространения радиоволн в ионосфере земли // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 11. С. 25-28.
9. Казанцев А.Н., Лукин Д.С., Спиридонов Ю.Г. Метод исследования распространения радиоволн в неоднородной магнитоактивной ионосфере. // Космические исследования, 1967. Т. 5. Вып. 4. С. 593–600.
10. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Кирьянова К.С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме. // Радиотехника и электроника, М.: Наука. 2012. Т.57. № 9. С. 1028-1034.
11. Крюковский А. С., Лукин Д. С., Растягаев Д. В., Скворцова Ю. И. Математическое моделирование распространения частотно-модулированных радиоволн в ионосферной плазме // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 10. С. 1001-1009.
12. Бова Ю.И., Крюковский А.С., Лукин Д.С. Моделирование распространения частотно-модулированного излучения в анизотропной ионосферной плазме // Электромагнитные волны и электронные системы. 2017. Т. 22. № 5. С. 4-11.
13. Крюковский А.С., Скворцова Ю.И. Математическое моделирование распространения радиоволн в нестационарной плазме с учетом кривизны поверхности Земли и ионосферных слоёв // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2016. № 1-2. С. 34-40.
14. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973. 502 с.
15. Кутуза Б.Г., Мошков А.В. Влияние фарадеевского вращения плоскости поляризации в ионосфере при измерении их космоса радиоизлучения поверхности океана. // Исследование Земли из космоса. 1988. № 5. С. 94-98.
16. Крюковский А.С., Лукин Д.С., Растягаев Д.В. Математическое моделирование распространения радиоволн в анизотропной неоднородной ионосфере // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2009. № 2. С. 7-14.

СТРУКТУРНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПАССИВНОЙ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ

Вавилова Ж.А., Шевгунов Т.Я., Гущина О.А., Жуков Д.М.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),

zhestoka@gmail.com, shvgunov@gmail.com

В настоящей работе проводится анализ потенциальной точности оценивания местоположения источника радиоизлучения. На основании вложенной нелинейной модели, связывающей координаты источника с результатами измерений, получены выражения для потенциальной точности оценок как самих координат, формируемых всей распределенной системой, так и пеленгов, формируемых отдельными подсистемами. Рассматриваются двумерные и трёхмерные задачи оценивания. В качестве примера рассмотрена система, состоящая из трёх узкобазовых подсистем, расположение четырёх точек приёма в каждой из которых одинаково. Получено выражение для потенциальной точности оценки (нижней границы Крамера-Рао) угла азимута отдельной узкобазовой подсистемы и координат источника, расположенного в некоторой точке плоскости.

Введение

При проектировании и анализе многопозиционных пассивных радиолокационных систем [1, 2], в частности распределенных систем, состоящих из узкобазовых подсистем [3], важным этапом является оценка потенциальной точности оценки местоположения источника радиоизлучения. Целью данной работы является вывод аналитических выражений для потенциальной точности оценки. Для этого используется модель, параметры и характеристики которой представлены в таблице.

Таблица 1. Оцениваемые параметры модели.

	Параметр/характеристика	Символ	Условия измерения (оценки)
1	Координаты источника	\mathbf{p}	Оцениваются распределенной системой (не менее двух УБП)
2	Пеленги узкобазовых подсистем	λ или (α, β)	Оцениваются каждой УБП (не менее двух ТП)
3	Задержки между сигналами отдельных точек приёма	D_{ik}	Оцениваются для пары принятых сигналов
4	Отсчёты спектров комплексных огибающих	$V_k[m]$	Определяются по отсчётам цифровых сигналов
5	Цифровой сигнал (отсчёты) комплексной огибающей принятого сигнала	$v_k[n]$	Являются результатом дискретизации сигнала после квадратурной демодуляции
6	Аналоговый радиосигнал		Принимается антенной

Следует отметить, что характер связи каждой последовательной пары параметров – нелинейный. Это определяет сложный характер модели; следствием этого является различие в точности оценок, формируемых на основе ограниченного набора данных.

Конечной целью решения задачи оценки местоположения является получение оценок для координат источника.

Координаты источника радиоизлучения

Вектор, содержащий координаты источника излучения, обозначим его через \mathbf{p} , будет содержать в себе три координаты при решении задачи оценки местоположения в пространстве

$$\mathbf{p} = \begin{pmatrix} X_u \\ Y_u \\ Z_u \end{pmatrix} \quad (1)$$

или две координаты, при решении задачи на плоскости:

$$\mathbf{p} = \begin{pmatrix} X_u \\ Y_u \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Пеленги отдельных подсистем

Трёхмерный случай

Каждая из отдельных узкобазовых подсистем формирует пеленг, который представим в форме вектора направляющих косинусов. Для трёхмерного случая такой вектор имеет вид:

$$\boldsymbol{\lambda} = \begin{pmatrix} \lambda_x \\ \lambda_y \\ \lambda_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \gamma^x \\ \cos \gamma^y \\ \cos \gamma^z \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где компоненты вычисляются по формулам:

$$\lambda_x = \cos \gamma^x = \frac{X_u - X}{R}, \quad \lambda_y = \cos \gamma^y = \frac{Y_u - Y}{R}, \quad \lambda_z = \cos \gamma^z = \frac{Z_u - Z}{R}, \quad (4)$$

в которых R – расстояние от источника излучения до узкобазовой подсистемы:

$$R = \sqrt{(X_u - X)^2 + (Y_u - Y)^2 + (Z_u - Z)^2}. \quad (5)$$

Таким образом, вектор направляющих косинусов представляет собой вектор-функцию от координат источника:

$$\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{g}_3(\boldsymbol{\rho}) \quad (6)$$

Определим Якобиан преобразования $\mathbf{g}_3(\boldsymbol{\rho})$, который обозначим через \mathbf{J} :

$$\mathbf{J} = \frac{d\boldsymbol{\lambda}}{d\boldsymbol{\rho}} = \frac{1}{R} \begin{pmatrix} 1 - \lambda_x^2 & -\lambda_x \lambda_y & -\lambda_x \lambda_z \\ -\lambda_x \lambda_y & 1 - \lambda_y^2 & -\lambda_y \lambda_z \\ -\lambda_x \lambda_z & -\lambda_y \lambda_z & 1 - \lambda_z^2 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Необходимо заметить, что в силу своего определения вектор направляющих косинусов нормирован:

$$\|\boldsymbol{\lambda}\| = \sqrt{\lambda_x^2 + \lambda_y^2 + \lambda_z^2} = 1, \quad (8)$$

что делает матрицу \mathbf{J} сингулярной. Данный результат можно трактовать так: по значениям направляющих косинусов единственной узкобазовой подсистемы невозможно восстановить координаты объекта, элементы вектора $\boldsymbol{\rho}$.

Вместо направляющих косинусов на практике часто используют пару углов: азимут α и угол места β , см. [4, 5]. Направляющие косинусы можно полностью выразить через эти два параметра:

$$\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{f}_3 \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha \cdot \cos \beta \\ \sin \alpha \cdot \cos \beta \\ \sin \beta \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Якобиан этого преобразования, который обозначим через \mathbf{A} (альфа), будет иметь вид:

$$\mathbf{A}_3 = \frac{d\boldsymbol{\lambda}}{d \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix}} = \begin{pmatrix} -\sin \alpha \cdot \cos \beta & -\cos \alpha \cdot \sin \beta \\ \cos \alpha \cdot \cos \beta & -\sin \alpha \cdot \sin \beta \\ 0 & \cos \beta \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Двумерный случай

В случае двумерной задачи каждая из станций будет формировать вектор направляющих косинусов:

$$\boldsymbol{\lambda} = \begin{pmatrix} \lambda_x \\ \lambda_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \gamma^x \\ \cos \gamma^y \end{pmatrix}, \quad (11)$$

где компоненты вычисляются по формулам:

$$\cos \gamma^x = \frac{X_u - X}{R}, \quad \cos \gamma^y = \frac{Y_u - Y}{R}, \quad (12)$$

в которых R – расстояние от источника излучения до узкобазовой подсистемы:

$$R = \sqrt{(X_u - X)^2 + (Y_u - Y)^2}. \quad (13)$$

Вектор направляющих косинусов представляет собой вектор-функцию от координат источника:

$$\lambda = \mathbf{g}_2(\boldsymbol{\rho}) \quad (14)$$

Якобиан \mathbf{J} преобразования $\mathbf{g}_2(\boldsymbol{\rho})$, будет иметь вид:

$$\mathbf{J} = \frac{d\lambda}{d\boldsymbol{\rho}} = \frac{1}{R} \begin{pmatrix} 1 - \lambda_x^2 & -\lambda_x \lambda_y \\ -\lambda_x \lambda_y & 1 - \lambda_y^2 \end{pmatrix} = \frac{1}{R} \begin{pmatrix} \lambda_y^2 & -\lambda_x \lambda_y \\ -\lambda_x \lambda_y & \lambda_x^2 \end{pmatrix} = \frac{1}{R} \begin{pmatrix} -\lambda_y \\ \lambda_x \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\lambda_y & \lambda_x \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Вектор направляющих косинусов нормирован:

$$\|\lambda\| = \sqrt{\lambda_x^2 + \lambda_y^2} = 1. \quad (16)$$

Единственный параметр, угол азимута α , может быть использован для выражения вектора направляющих косинусов следующим образом:

$$\lambda = \mathbf{f}_2(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{pmatrix}, \quad (17)$$

что обеспечивает нас соответствующим якобианом: $\mathbf{A}_2 = \frac{d\lambda}{d\alpha} = \begin{pmatrix} -\sin \alpha \\ \cos \alpha \end{pmatrix}$.

Оценка потенциальной точности оценки углов пеленга одной узкобазовой подсистемы

Матрица Фишера для направляющих косинусов $\Phi(\lambda)$, связана с матрицей Фишера вектора задержек \mathbf{T} преобразованием \mathbf{P} и имеет вид

$$\Phi(\lambda) = \frac{1}{c} \mathbf{P}^T \Phi(\mathbf{T}) \frac{1}{c} \mathbf{P} = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} \mathbf{P}^T \Phi(\boldsymbol{\varphi}) \mathbf{P}. \quad (18)$$

В трёхмерном случае для оценки матрицы Фишера углов азимута и места применим преобразование \mathbf{A}_3 , с использованием которого искомая матрица может быть выражена в форме:

$$\Phi \left(\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \right) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} \mathbf{A}_3^T \mathbf{P}^T \cdot \Phi(\boldsymbol{\varphi}) \cdot \mathbf{P} \mathbf{A}_3 = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} (\mathbf{P} \mathbf{A}_3)^T \cdot \Phi(\boldsymbol{\varphi}) \cdot \mathbf{P} \mathbf{A}_3, \quad (19)$$

здесь можно выделить комбинацию линейных преобразований $\mathbf{P} \mathbf{A}_3$.

В двумерном случае Для оценки скалярного элемента Фишера угла азимута воспользуемся преобразованием \mathbf{A}_2 :

$$\Phi(\alpha) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} \mathbf{A}_2^T \mathbf{P}^T \cdot \Phi(\boldsymbol{\varphi}) \cdot \mathbf{P} \mathbf{A}_2. \quad (20)$$

Оценка потенциальной точности оценки координат всей системы в целом

Знания углов азимута и места единственной станции будет недостаточно для определения положения источника излучения. Нетрудно показать, что матрица Фишера $\Phi(\boldsymbol{\rho})$, составленная для одной узкобазовой подсистемы будет сингулярной:

$$\Phi_l(\boldsymbol{\rho}) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} \mathbf{J}_l^T \mathbf{P}_l^T \cdot \Phi_l(\boldsymbol{\varphi}_l) \cdot \mathbf{P}_l \mathbf{J}_l. \quad (21)$$

В силу того, что узкобазовые подсистемы проводят независимые наблюдения случайного процесса, матрица Фишера такой совокупности наблюдений формируется суммой матриц Фишера отдельных наблюдений:

$$\Phi(\boldsymbol{\rho}) = \sum_{l=1}^L \Phi_l(\boldsymbol{\rho}) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} \sum_{l=1}^L (\mathbf{J}_l^T \mathbf{P}_l^T \cdot \Phi_l(\boldsymbol{\varphi}_l) \cdot \mathbf{P}_l \mathbf{J}_l). \quad (22)$$

Тогда матрица, обратная матрице Фишера имеет вид

$$\Phi^{-1}(\boldsymbol{\rho}) = \frac{c^2}{(2\pi F_0)^2} \left\{ \sum_{l=1}^L [(\mathbf{P}_l \mathbf{J}_l)^T \cdot \Phi_l(\boldsymbol{\varphi}_l) \cdot \mathbf{P}_l \mathbf{J}_l] \right\}^{-1} \quad (23)$$

Пример определения потенциальной точности системы

Рассмотрим узкобазовую подсистему, конфигурация расположения точек приёма которой представлена на рис. 1.

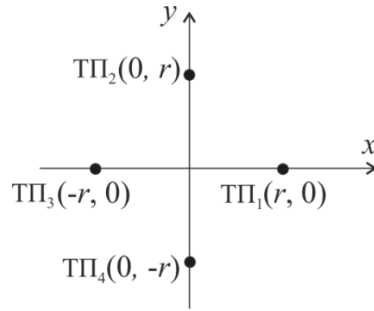


Рис. 1. Расположение точек приема узкобазовой подсистемы

В качестве опорной точки приёма выберем четвёртую точку приёма с координатами $(0; -r)$. Тогда матрица \mathbf{P} будет иметь вид:

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} r & r \\ 0 & 2r \\ -r & r \end{pmatrix} = r \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 2 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (24)$$

С учётом того, что $K = 4$, матрица Фишера для фаз примет вид:

$$\mathbf{\Phi}(\varphi) = \frac{SNR^2}{1 + 4 \cdot SNR} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix}. \quad (25)$$

Матрица Фишера для направляющих косинусов представляет собой диагональную матрицу:

$$\mathbf{\Phi}(\lambda) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} \mathbf{P}^T \mathbf{\Phi}(\varphi) \mathbf{P} = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} r^2 \frac{SNR^2}{1 + 4 \cdot SNR} \times 8 \cdot \mathbf{I}_{(2)}. \quad (26)$$

Информация по Фишеру для угла азимута (скалярного параметра) имеет вид:

$$\Phi(\alpha) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} r^2 \frac{8 \cdot SNR^2}{1 + 4 \cdot SNR}, \quad (27)$$

что позволяет сразу определить границу Крамера-Рао для дисперсии его оценки.

$$\sigma_\alpha^2 \geq \frac{c^2}{F_0^2 r^2} \cdot \frac{1 + 4 \cdot SNR}{32\pi^2 SNR^2}. \quad (28)$$

Для того, чтобы определить точность оценки координат рассмотрим систему, состоящую из трёх узкобазовых подсистем, расположенных в точках с координатами $(0, 0)$, $(0, \Delta)$, $(0, 2\Delta)$. Пусть источник излучения находится в точке с координатами $(2\Delta, \Delta)$. Данная ситуация представлена на рис. 2.

$$\mathbf{\Phi}_l(\rho) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} r^2 \frac{8 \cdot SNR^2}{1 + 4 \cdot SNR} \times \frac{1}{R_l^2} \begin{pmatrix} -\lambda_{y_l} \\ \lambda_{x_l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\lambda_{y_l} & \lambda_{x_l} \end{pmatrix}. \quad (29)$$

Если принять упрощение, что отношение сигнал-шум одинаково для всех узкобазовых подсистем систем, то информационную матрицу Фишера можно записать в следующей форме:

$$\mathbf{\Phi}(\rho) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} r^2 \frac{8 \cdot SNR^2}{1 + 4 \cdot SNR} \times \sum_{l=1}^3 \left\{ \frac{1}{R_l^2} \cdot \begin{pmatrix} -\lambda_{y_l} \\ \lambda_{x_l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\lambda_{y_l} & \lambda_{x_l} \end{pmatrix} \right\}, \quad (30)$$

где значения λ_{x_l} , λ_{y_l} и R_l , которые можно определить геометрически при известных координатах источника и УБП по рис. 2, представлены в таблице 2.

После подстановки этих значений в выражение (30) матрица Фишера приобретает вид:

$$\mathbf{\Phi}(\rho) = \frac{(2\pi F_0)^2}{c^2} r^2 \frac{8 \cdot SNR^2}{1 + 4 \cdot SNR} \times \frac{1}{\Delta^2} \begin{pmatrix} 0,57 & 0 \\ 0 & 0,08 \end{pmatrix}. \quad (31)$$

Инверсия информационной матрицы выполняется инверсией коэффициента и диагональных элементов, что даёт в итоге:

$$\mathbf{\Phi}^{-1}(\rho) = \frac{c^2}{(2\pi F_0)^2} \frac{1 + 4 \cdot SNR}{8 \cdot SNR^2} \times \frac{\Delta^2}{r^2} \begin{pmatrix} 1,75 & 0 \\ 0 & 12,5 \end{pmatrix}. \quad (32)$$

Откуда следует, что потенциальная точность оценки координаты X источника радиоизлучения, расположенного в указанном месте, будет ограничена снизу величиной:

$$\sigma_x^2 \geq 1,75 \times \frac{c^2}{F_0^2} \cdot \frac{\Delta^2}{r^2} \cdot \frac{1+4 \cdot SNR}{32\pi^2 \cdot SNR^2}, \quad (33)$$

а точность координаты Y этого источника величиной:

$$\sigma_y^2 \geq 12,5 \times \frac{c^2}{F_0^2} \cdot \frac{\Delta^2}{r^2} \cdot \frac{1+4 \cdot SNR}{32\pi^2 \cdot SNR^2}. \quad (34)$$

В рассматриваемом частном примере для источника радиоизлучения, расположенного в указанной позиции, потенциальная точность оценки координаты Y будет примерно в 2,67 раз хуже потенциальной точности оценки координаты X . Этот результат следует из отношения среднеквадратических отклонений, соответствующих нижней границе Крамера-Рао:

$$\frac{\sigma_{Y \text{ CRLB}}}{\sigma_{X \text{ CRLB}}} \approx 2,67. \quad (35)$$

Таблица 2. Значения параметров УБП для примера оценивания

УБП	λ_{xI}	λ_{yI}	R_I
1	$\frac{1}{\sqrt{5}}$	$\frac{2}{\sqrt{5}}$	$\sqrt{5} \cdot \Delta$
2	0	1	2Δ
3	$-\frac{1}{\sqrt{5}}$	$\frac{2}{\sqrt{5}}$	$\sqrt{5} \cdot \Delta$

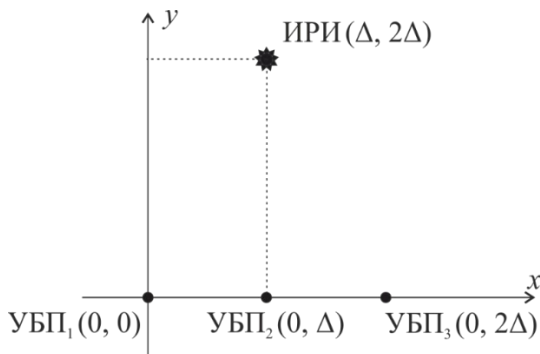


Рис. 2. Размещение узкобазовых подсистем на плоскости

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00484 «мол_а»

ЛИТЕРАТУРА

1. Дубровин А. В., Сосулин Ю. Г. Одноэтапное оценивание местоположения источника радиоизлучения пассивной системой, состоящей из узкобазовых подсистем // Радиотехника и электроника, 2004, т. 49, № 2. С. 156-170.
2. Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н. Обоснование выбора моделей циклостационарных случайных процессов // XII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИПЭ РАН. – 26-28 ноября 2018. – С. 267–271
3. Жуков Д.М., Вавилова Ж.А., Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н., Гущина О.А. Поиск глобального максимума при вычислении оценок местоположения источника радиоизлучения комбинированной пассивной радиолокационной системой // XII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИПЭ РАН. – 26-28 ноября 2018. – С. 258–262
4. S.M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice-Hall, NJ: Englewood Cliffs, 1993
5. C.D. Meyer, Matrix Analysis and Applied Linear Algebra, SIAM, 2001, 700 p.

РАЗРАБОТКА ПРОТОТИПА АНАЛИЗАТОРА ЦИКЛИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ REALTEK RTL2832U И ФРЕЙМВОРКА QT

Шевгунов Т.Я.^{1,2}, Ефимов Е.Н.¹

¹ Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

² Национальный исследовательский институт Высшая школа экономики

shevgunov@gmail.com, omegatype@gmail.com

В работе приведено описание прототипа программно-аппаратной платформы программно-определяемого радио для анализа циклических характеристик радиосигналов. В качестве аппаратной платформы используется чип REALTEK RTL2832U; реализация программного обеспечения выполнена при помощи свободного фреймворка Qt и предназначена для работы на компьютере под управлением операционной системы семейства GNU/Linux. В статье приведено описание основных функциональных блоков системы, рассмотрены варианты реализации алгоритма оценки циклической спектральной мощности, приведены результаты работы в режиме натурного эксперимента.

Введение

В данной работе описан практический подход к решению задачи анализа циклических характеристик радиосигналов; данная задача является актуальной для случая описания случайных процессов при помощи нестационарных моделей. Переход к нестационарным моделям, в отличие от применения предложенной Н. Винером в 30-х годах XX века [1] модели представления сигнала в качестве реализации стационарного случайного процесса, предполагает проведения обобщающего переопределения ряда привычных понятий, например, таких как корреляционная функция случайного процесса и его спектральная плотность мощности.

Одним из последовательных и непротиворечивых обобщений теории стационарных случайных процессов, хорошо согласующихся с природой сигналов, используемых в современных инфокоммуникационных системах [2], является теория циклостационарных случайных процессов, разработанная за последние полвека такими учеными как У. Гарднер, Г. Хурд, А. Наполитано, Д. Дехай, И.Н. Яворский, Я. Лесков и др. [3]. Ключевая идея циклостационарного подхода состоит в том, что для описания процесса выдвигается предположение о предсказуемом изменении его случайности на длительном интервале наблюдения. Для описания циклостационарного процесса могут быть использованы неслучайные характеристики, являющиеся периодическими или почти-периодическими функциями текущего времени. Характеристиками, описывающими свойства циклостационарных случайных процессов в частотной области, являются спектрально-корреляционные функции [4].

Достигнутый уровень проработки теоретических основ циклостационарной обработки сигналов, включающий модели [5] и методы спектрального оценивания [6], позволяет поставить задачу разработки исследовательского прототипа программно-аппаратной системы, выполняющей циклостационарный спектральный анализ сигналов, используемых в радиотехнических и телекоммуникационных системах.

Технический облик системы

В качестве центральной аппаратной платформы была выбрана система, относящаяся к классу программно-определяемого радио (Software-Defined Radio, SDR), построенного на основе чипа Realtek RTL2832U. Готовое устройство, реализующее функции квадратурного демодулятора, представляет собой модульную плату, подключаемую по шине USB к персональному компьютеру (рис. 1).



Рис. 1. Печатная плата SRD RTL2832U.

Управление работой программно-аппаратной системы и обработка сигналов осуществляется с помощью современной персональной ЭВМ, оснащенной процессором класса Intel Core i5 или выше, имеющей объем ОЗУ не менее 8 Гбайт и работающей под управлением операционной системы семейства Linux.

Интерактивное взаимодействие с пользователем с помощью графического интерфейса позволяет разработанному прототипу программного обеспечения (ПО) выполнять следующие функции: установка параметров захвата и обработки сигнала, отображение результатов обработки сигнала, управление устройством захвата сигнала SDR RTL2832U. В процессе разработки были применены технологии и программные продукты с открытым исходным кодом и свободными лицензиями. В качестве основного языка программирования был выбран Python версии 3 – высокоуровневый язык программирования, широко применяемый как при создании прикладного ПО, так и для решения научных задач.

Для обеспечения кроссплатформенности в качестве фреймворка для реализации графического интерфейса был выбран фреймворк Qt, позволяющий реализовать многопоточную модель работы приложения, что является одним из требований, предъявляемых к системам реального или почти реального времени.

В первую очередь необходимо задать параметры захвата сигнала устройством RTL SDR:

- центральную частоту F_c , с которой выполняется съем комплексной огибающей (КО) сигнала;
- частоту дискретизации F_s , равную ширине полосы захвата, симметрично расположенной вокруг центральной частоты;
- размер буфера N , определяющий длительность обрабатываемого сигнала и устанавливаемый кратным $1024 = 2^{10}$.

Таким образом, устройство RTL2832U, включающее в свой состав квадратурный демодулятор, выполняет дискретизацию и запись в цифровой форме двух сигналов $i[n]$ и $q[n]$, соответствующих синфазной и квадратурной компонентам КО соответственно. Период дискретизации определяется величиной обратной частоте дискретизации:

$$T_s = 1/F_s. \quad (1)$$

Комплексная огибающая формируется в соответствии с выражением:

$$x[n] = i[n] + jq[n]. \quad (2)$$

Для анализа циклических характеристик сигнала необходимо задать следующие параметры обработки [7]:

- величину базы БПФ N_{FFT} , определяющую разрешение по частоте f ;
- полосу анализируемых циклических частот $[\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$, границы которой выбираются с учетом неравенства:

$$2F_c - F_s \leq \alpha_{\min} \leq \alpha_{\max} \leq 2F_c + F_s; \quad (3)$$

- количество интервалов разбиения по циклической частоте N_α .

В соответствии с алгоритмом [5], используемом для формирования оценки циклической спектральной плотности мощности (ЦСПМ) на основе обработки реализации сигнала конечной длительности, в процессе получения фрагмента сигнала используется оконная функция, взвешивающая каждый из обрабатываемых фрагментов. Для выбора оконной функции $w[n]$ необходимо задать её параметры и параметры получения фрагментов сигнала:

- тип оконной функции;
- длительность фрагмента T_w ;
- коэффициент перекрытия последовательно идущих фрагментов k .

После получения сигнала и определения всех параметров его обработки в прототипе ПО выполняется вычисление матрицы оценок ЦСПМ, сопровождаемое визуализацией ее абсолютных значений и текущей интегральной характеристики $P(\alpha)$ [7].

Для обеспечения интероперабельности и дальнейшего повторного использования разработанных программных модулей основные задачи, решаемые приложением, были разделены на группы, каждой из которых поставлена специализированная библиотека. В соответствии с ней программное решение включает следующие библиотеки:

- *rtlssdr.py* – библиотека получения данных, захвата сигнала с устройства RTL2832U в виде массива комплексных чисел *numpy.ndarray* типа *numpy.complex128*, согласно заданным параметрам (центральная частота F_c , частота дискретизации F_s и размер буфера N);
- *scdestimation.py* – библиотека вычисления матрицы оценок ЦСПМ по реализации сигнала конечной длительности;
- *qscdanalysis.py* – библиотека графических элементов управления, реализованных с помощью фреймворка Qt.

Библиотека *scdestimation.py* реализует оценщик [7] в виде класса *ScdEstimator*. С точки зрения реализации алгоритма оценивания ЦСПМ возможен выбор нескольких путей оптимизации вычислений за счет широкого использования векторизованных операций в библиотеке *numpy*. В общем случае анализируемый сигнал длительностью N отсчетов нарезается на R фрагментов длительностью T_w/T_s отсчетов каждый:

$$R = \left\lfloor \frac{(NT_s - T_w\kappa)}{(T_w - T_w\kappa)} \right\rfloor, \quad (4)$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ означает округление до ближайшего целого в меньшую сторону. Таким образом, обработка целого количества фрагментов достигается путем возможного отсечения конечной части сигнала.

Для непосредственного вычисления матрицы оценок во всей полосе анализируемых циклических частот необходимо обработать трехмерный массив размером $N_\alpha \times T_w/T_s \times R$. Например, для типичных значений $N_\alpha = 1204$, $T_w/T_s = 1024$, $R = 128$ требуется объем оперативной памяти, равный примерно 2048 Мбайт. На практике для разбиений N_α , длине окна T_w и длительности сигналов NT_s объем памяти может превысить указанное в примере значение, что не позволит производить непосредственное вычисление матрицы оценок на типичной рабочей станции.

Преодолеть это ограничение можно заменой последовательной обработки одного из измерений в матрице размерностью $N_\alpha \times T_w/T_s \times R$ на блок вычислений, выполняемый в программном цикле. Так, рассматривая каждую циклическую частоту α отдельно, необходимо N_α раз выполнить обработку матрицы размерностью $T_w/T_s \times R$. В этом случае итоговая матрица оценок ЦСПМ будет формироваться построчно. Альтернативным разбиением является обработка каждого фрагмента T_w исходного сигнала отдельно, т.е. выполнение R операций над матрицами размерностью $N_\alpha \times T_w/T_s$. В этом случае полная итоговая матрица оценок ЦСПМ будет формироваться последовательно.

Авторами был выбран второй подход, не требующий априорного знания полной длительности обрабатываемого сигнала. Это позволяет на каждом шаге итеративного алгоритма получить итоговую матрицу оценок ЦСПМ для ее последующего визуального анализа.

Пользовательский интерфейс

Библиотека графических элементов управления *qscdanalysis.py*, реализующая графический интерфейс пользователя, включает три основных класса: *QScdAnalyzer*, *QScdPlot* и *QStreamer*. Библиотека решает следующие задачи: предоставление пользователю возможности задания параметров захвата и обработки сигнала; отображение текущей матрицы оценок ЦСПМ в форме, предложенной в [5]; выполнение процедуры оценки ЦСПМ в отдельном потоке.

Ключевой задачей, решаемой с помощью разработанного прототипа ПО, является вычисление матрицы оценок ЦСПМ, выполняемое в отдельном потоке. Многопоточная обработка данных позволяет не только избежать блокирования пользовательского интерфейса на время выполнения вычислений, но и обеспечить оперативное отображение текущей матрицы оценок ЦСПМ. Таким образом, пользователь визуально анализирует изменение матрицы оценок ЦСПМ с ростом количества обработанных фрагментов анализируемого сигнала. Процесс обработки может быть остановлен на каждом шаге для корректировки параметров дальнейшей обработки.

Схема реализованной разработанным прототипом ПО многопоточной архитектуры, включающей основной и дополнительные потоки, представлена на рис. 2. В основном потоке выполняется отображение элементов пользовательского интерфейса, дополнительный поток запускается и останавливается по команде пользователя для решения задачи вычисления матрицы оценок ЦСПМ. В процессе обновления текущей матрицы оценок ЦСПМ она передается в основной поток для отображения посредством существующего в Qt механизма «сигналов и слотов» [8].

Алгоритм работы приложения приведен в соответствие с алгоритмом вычисления матрицы оценок ЦСПМ. Итеративный характер алгоритма позволяет по завершению каждой итерации как передавать текущую матрицу обратно в основной поток, так и проверять необходимость завершения работы по требованию пользователя.

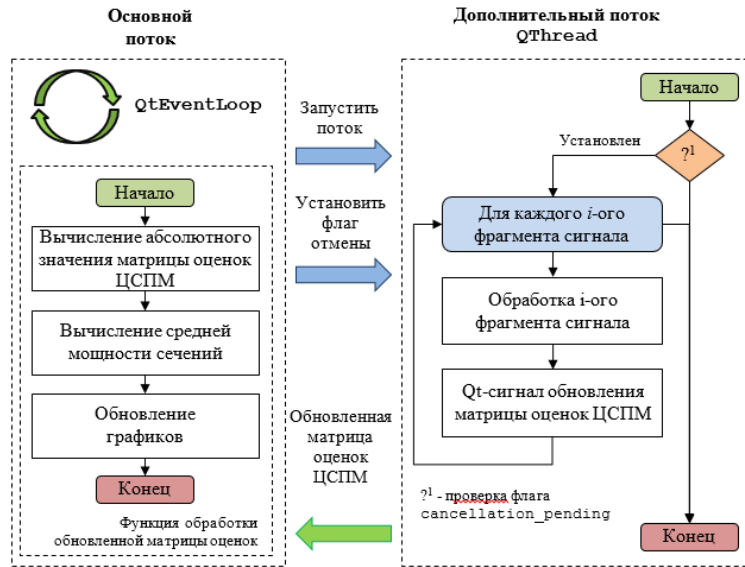


Рис. 2. Блок-схема алгоритма работы основного и дополнительного потоков приложения

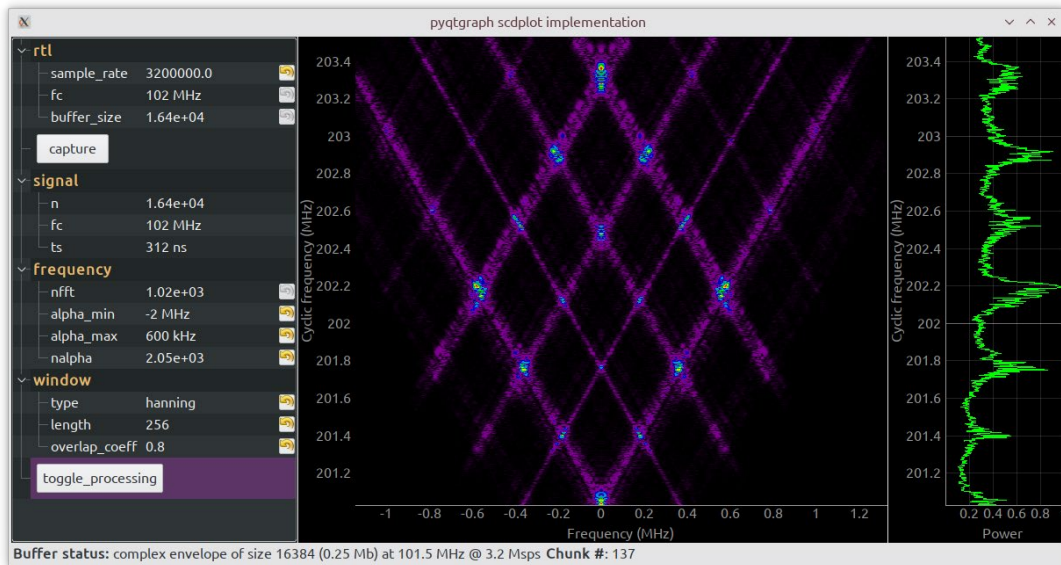


Рис. 3. Графическое представление матрицы оценок ЦСПМ и интегральной характеристики в главном окне приложения

Результаты эксперимента

Для оценки эффективности предложенного подхода с использованием разработанного прототипа ПО проведено экспериментальное исследование. В качестве параметров захвата сигнала были установлены следующие значения: центральная частота $F_c = 102$ МГц, частота дискретизации $F_s = 312,5$ кГц (соответствует 3,2 мегавыборкам в секунду), размер буфера данных $N = 16384$. Полученная комплексная огибающая сигнала была обработана с использованием следующих параметров алгоритма оценки матрицы ЦСПМ: величина базы БПФ $N_{\text{FFT}} = 1024$; полоса анализируемых циклических частот $\alpha_{\text{min}} = 2F_c - 2$ МГц, $\alpha_{\text{max}} = 2F_c + 600$ кГц; количество интервалов разбиения по циклической частоте $N_\alpha = 2048$. В качестве оконной функции использовалась функция Хеннига [9] длительностью 256 отсчетов. Фрагменты сигнала формировались из длинной цифровой последовательности отсчетов с коэффициентом перекрытия $\kappa = 0,8$. Результаты обработки сигнала представлены на рис. 3.

Заключение

Применение в качестве программно-аппаратной платформы персональной ЭВМ под управлением операционной системы Linux и подключаемого к ней модуля программно-определяемого радио открывает возможности создания эффективного исследовательского прототипа анализатора циклостационарных сигналов. Выбранная в проекте недорогая аппаратная платформа потребительского класса, построенная на основе чипа RTL2832U, представляет пример экономичного прототипирования с гибко настраиваемой функциональностью. Применение ПО с открытым исходным кодом и свободной лицензией, включающего кроссплатформенные языки программирования и библиотеки графических интерфейсов, позволяет не только уменьшить стоимость разработки ПО, но и увеличить потенциал и гибкость его последующей модернизации.

Проведенное моделирование показало, что создание программно-аппаратных решений анализа циклостационарных характеристик сигнала является перспективным направлением для дальнейшей разработки. Однако следует отметить, что в силу ограничений, присущих выбранной SDR платформе по диапазону центральной частоты преобразования и ширине полосы анализа, разработка анализаторов с большей полосой может потребовать перехода к другим аппаратным платформам, обладающим большим быстродействием и стоимостью.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № 8.8502.2017/БЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Wiener, N. Generalized harmonic analysis / N. Wiener // Acta Math. – 1930. – Vol. 55. – P. 117-258
2. Gardner, W.A. Cyclostationarity in Communications and Signal Processing / W.A. Gardner // IEEE Press, 1994. – p. 504
3. Gardner, W.A. Cyclostationarity: half a century of research / W.A. Gardner, A. Napolitano, L. Paura // Signal Processing. – 2006. – Vol. 86. – P. 639-697
4. Gardner, W. Measurement of spectral correlation / W. Gardner // IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1986. – Vol. 34. – № 5. – P. 1111-1123
5. Ефимов, Е.Н. Циклостационарные модели радиосигналов с квадратурной амплитудной модуляцией / Е.Н. Ефимов, Т.Я. Шевгунов // Электросвязь. – 2016. – № 11. – С. 65-71
6. Шевгунов, Т.Я. Алгоритм 2N-БПФ для оценки циклической спектральной плотности мощности / Т.Я. Шевгунов, Е.Н. Ефимов, Д.М. Жуков // Электросвязь. – 2017. – № 6. – С. 50-57
7. Ефимов, Е.Н. Оценка циклостационарных характеристик случайных процессов с использованием алгоритма усредненных циклических периодограмм / Е.Н. Ефимов, Т.Я. Шевгунов // 72-я Международная конференция REDS-2017. – М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2017. – С. 87-91
8. Qt Documentation. Signals & Slots. <http://doc.qt.io/qt-5/signalsandslots.html>
9. Марпл-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-мл. – М.: Мир, 1990. – С. 584
10. Ефимов Е.Н. Оценка циклической спектральной плотности мощности инфокоммуникационных сигналов / Е.Н. Ефимов, Т.Я. Шевгунов, Ю.В. Кузнецов // Труды МАИ – М.: МАИ. – 2017. – № 97. – С. 14

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ДЫХАНИЯ ЧЕЛОВЕКА И АНАЛИЗ ЕЁ ХАРАКТЕРИСТИК

Гаврилов К.Ю., Шевгунов Т.Я.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

gvrk61@mail.ru, shevgunov@gmail.ru

В настоящей работе предложена новая имитационная модель сигнала дыхания человека, порождаемого наблюдаемого с использованием радиолокационных систем ближнего действия за счёт перемещения грудной клетки. В отличие от существующих моделей дыхания, построенных на основе гармонического колебания с постоянными параметрами или его степенных преобразований, предложенная модель представляет собой результат нелинейного преобразования суммы амплитудно-частотно-модулированного колебания со случайными параметрами и коррелированного случайного процесса. В работе представлены аналитические выражения имитационной модели, приведен пример реализации, её амплитудный спектр и выборочные характеристики циклоstationарного описания.

Введение

При разработке и исследовании алгоритмов обнаружения неподвижного человека с использованием радиолокационных систем, в том числе таких, в которых используются сигналы со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ радар) [1, 2], одним из важных этапов является выбор модели сигналов, описывающих признаки жизненной активности человека, который стоит, сидит или лежит, не перемещаясь из одного элемента разрешения радара в другой. Инструментально наблюдаемыми признаками, которые могут свидетельствовать о присутствии неподвижного человека, а также помочь отличить этот случай от случая присутствия других неподвижных или медленно движущихся целей, являются изменения параметров отраженных сигналов, которые порождаются механическим перемещением отдельных частей тела живого человека. К таким признакам жизненной активности можно отнести сердцебиение, дыхание и шевеление.

Среди трёх указанных процессов сердцебиение имеет наиболее строгую периодичность, постоянство интервалов повторения и типичного шаблона одного периода, которые могут сохраняться без существенных изменений на протяжении интервалов наблюдения в единицы минут. Дыхание, не являясь в общем случае строго периодическим процессом, остаётся тем не менее достаточно регулярным процессом. При грубой аппроксимации рассматриваемых процессов периодическими колебаниями на коротких интервалах наблюдения для этих процессов можно указать характерные значения амплитуд и частот, составляющие от долей до единиц сантиметров и герц соответственно. Эти параметры представлены в таблице 1.

Таблица 1. Типичные значения для параметров процессов, характеризующих признаки жизненной активности человека: сердцебиения (a_h, f_h) и дыхания (a_r, f_r).

	Амплитуда, см	Частота, Гц
Сердцебиение	0.1–0.5	0.8–2.5
Дыхание	0.5–2	0.1–0.4

Чувствительность СЧМ радара к изменению положения отраженной точки пропорциональна отношению амплитуды колебания этой точки и максимальной длины волны зондирующего колебания.

Из таблицы 1 следует, что $a_h \ll a_r$, а это значит, что для наиболее часто используемых частот зондирующего колебания порядка единиц ГГц (длины волн порядка 10 см) сигнал сердцебиения будет слишком мал, и уверенное определение присутствия человека, особенно при значениях отношения сигнал-шум порядка 10...15 дБ или менее, возможно только по сигналу дыхания. На практике радар оказывается чувствительным к перемещениям точечного отражателя, имеющего порядок $0,1\Delta R$, где ΔR – величина элемента разрешения по дальности [3, 4]. Таким образом, наиболее надежным признаком обнаружения человека с использованием СЧМ радара в настоящее время является сигнал дыхания.

В настоящей работе предлагается новая модель процесса дыхания, основанная на нелинейном преобразовании амплитудно-частотно-модулированного колебания.

Модель сигнала дыхания

В ряде работ [5, 6] для представления сигнала, описывающего механические перемещения грудной клетки в процессе дыхания, используется простейшая модель. В рамках такой модели сигнал, представляющий процесс дыхания, рассматривается в виде моногармонического колебания с амплитудой a_r и частотой f_r :

$$r_h(t) = a_r \sin(2\pi f_r t + \varphi_r), \quad (1)$$

где φ_r – начальная фаза, которая может быть рассмотрена как случайная величина, равномерно распределенная в диапазоне $[0, 2\pi)$, которая учитывает, что момент начала наблюдения никак не синхронизирован с измерительной системой.

Однако, сигналы, сформированные с использованием такой модели, существенно отличаются от сигналов, которые можно увидеть в результатах экспериментальных измерений. В работе [7] была предложена новая модель, основанная на идее так называемых периодических «импульсов дыхания», моделируемых с использованием формулы степенной трансформации гармоник:

$$r_p(t) = a_r (1 - \sin^p(\pi f_r t)), \quad (2)$$

где амплитуда a_r и частота f_r сигнала выбирается в соответствии со значениями из таблицы 1, а величина p представляет собой скалярный целочисленный параметр, значение которого выбирается из диапазона 3...25. Такая модель подробно рассмотрена в работе [8], где представлены типичные реализации при различных значениях параметра p . Тем не менее этой модели присущ недостаток, состоящий в том, что она не может генерировать имитационные выборки сигнала, в которых параметры цикла «вдох-выдох» изменяются с течением времени, что является типичным свойством реального сигнала дыхания.

При разработке модели сигнала дыхания необходимо учесть следующее:

1. Процесс дыхания не является гармоническим колебанием поскольку паузы в процессе дыхания могут быть соизмеримы или дольше, чем основной цикл «вдох-выдох»;

2. Амплитуда и частота колебаний, порождаемых процессом дыхания, не являются постоянными его свойствами, а медленно меняются во времени.

С учётом указанных свойств авторами предложена новая модель сигнала, имитирующего процесс дыхания, наблюдаемого в радаре за счёт изменения дальности до отражающих точек на теле человека. Сигнал $r(t)$, сформированный в рамках данной модели, представляет собой сигнал на выходе безынерционной нелинейной системы, на вход которой подаётся амплитудно-частотно модулированный процесс $r_0(t)$. Преобразование, выполняемое системой, задаётся выражением:

$$r(t) = r_0(t) p_0^{\text{sgn}(r_0(t)) - 1}, \quad (3)$$

где функция $\text{sgn}(\bullet)$ обозначает операцию определения знака аргумента:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0; \\ 0, & x = 0; \\ -1, & x < 0. \end{cases} \quad (4)$$

Типичные значения параметра p_0 в нелинейном преобразовании (3) могут быть выбраны в диапазоне [1, 10]. Большие значения p_0 определяют большую степень трансформации, что качественно выражается в большем отклонении сигнала $r_1(t)$ от $r_0(t)$, имеющего гармонический характер изменения.

Сам процесс $r_0(t)$, подвергаемый нелинейному преобразованию (3), может быть представлен в форме:

$$r_0(t) = a(t) \sin(2\pi f(t)t + \varphi_0) + \eta(t), \quad (5)$$

где $\eta(t)$ – коррелированный шум, φ_0 – случайная начальная фаза, а амплитуда $a(t)$ и частота $f(t)$ изменяются во времени по гармоническим законам:

$$a(t) = a_r + \Delta a_r \sin(2\pi F_a t + \varphi_a), \quad (6)$$

$$f(t) = f_r + \Delta f_r \sin(2\pi F_f t + \varphi_f), \quad (7)$$

где a_r и f_r – средние значения соответственно амплитуды и частоты, выбираемые согласно значениям из таблицы 1, Δa_r и Δf_r задают диапазон изменения соответственно амплитуды и частоты, колеблющихся вокруг своих средних значений. Параметры F_a и F_f , которые являются частотами колебаний амплитуды и частоты соответственно, описывают временную нестабильность этих

процессов, а начальные фазы, φ_a и φ_f , рассматриваются как независимые случайные величины, равномерно распределённые в интервале $[0, 2\pi)$.

Процесс $\eta(t)$ может быть смоделирован как случайный процесс на выходе фильтра нижних частот, на вход которого подаётся стационарный белых гауссовский шум. Практически фильтр может быть выбран с частотой отсечки 1,0...1,5 Гц. Мощность аддитивного шума может задана через его среднеквадратическое значение $\sigma_\eta = \sqrt{\text{Var}(\eta(t))}$, которая может быть выбрана как некоторая доля от интенсивности сигнала дыхания $r_0(t)$. Последняя, в свою очередь зависит от амплитудного значения a_r , что позволяет выразить среднеквадратическое значение

$$\sigma_\eta = k_0 \max |a(t)|, \quad (8)$$

где параметр $k_0 \in [0.02, 0.2]$ соответствует сигналам, наблюдаемым на практике.

В каждой конкретной реализации значения начальных фаз и выборочная функция процесса $\eta(t)$ оказываются зафиксированными, что делают эту реализацию уникальной. В то же время, все реализации ансамбля будут иметь общие свойства, оставаясь визуально похожими одна на другую.

Анализируя выражения (3) и (5), нетрудно заметить, что упрощенная версия модели сигнала дыхания, если значение параметра p_0 положить равным единице: $r(t) = r_0(t)$. Более того, если амплитуда $a(t)$ и частота $f(t)$ остаются постоянными, т.е. $\Delta a_r = 0$ и $\Delta f_r = 0$, а шумовой процесс отсутствует $\eta(t) = 0$, то сигнал $r(t)$ упрощается до простейшей гармонической модели (1).

Случайные значения фаз φ_a и φ_f модели (6), (7) и присутствие коррелированного шума $\eta(t)$ позволяет синтезировать неповторяющиеся, уникальные реализации сигнала, представляющего процесс дыхания, что делает разработанную модель особенно полезной при проведении имитационного моделирования по методу Монте-Карло и позволит её использовать при оценивании вероятностей обнаружения сигнала или измерения его параметров с использованием различных алгоритмов.

На рис. 1 представлен график типичной реализации сигнала дыхания, сгенерированный в соответствии с разработанной моделью $r(t)$. Для сравнения, на рис. 2 представлена реализация сигнала дыхания, построенная в соответствии с моделью $p_r(t)$, заданной формулой (2). Реализации одинаковой длительности 30 с были сформированы для двух выбранных моделей при выборе одинаковых значений параметров, характеризующих среднюю амплитуду и частоту: $a_r = 1$ см и $f_r = 0,2$ Гц. Необходимо заметить, что реализация процесса на рис. 2 дополнительно умножена на минус единицу для более удобного визуального сопоставления этого сигнала с сигналом на рис. 1

Значения параметров, специфических для каждой из моделей выбраны следующими:

- для модели $r(t)$ (3): $p_0 = 3$, $\Delta a_r = 0.1$ см, $\Delta f_r = 0.02$ Hz, $F_a = 0.02$ Hz, $F_f = 0.01$ Hz, $k_0 = 0.1$;
- для модели сигнала $p_r(t)$ (2): $p = 10$.

Для сравнения с реализациями сигналов, полученных с помощью имитационных моделей, на рис. 3 представлена реализация сигнала дыхания, измеренная с помощью доплеровского моногармонического радара в диссертационной работе [9].

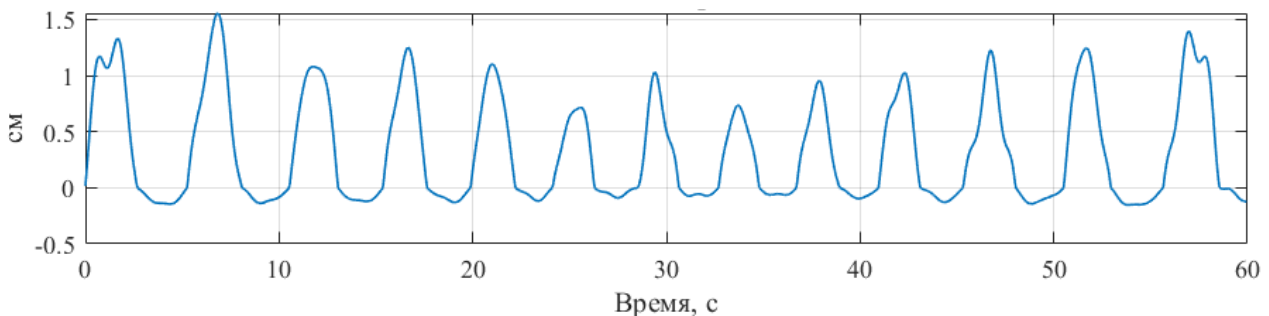


Рис. 1. Типичная реализация сигнала разработанной модели $r(t)$.

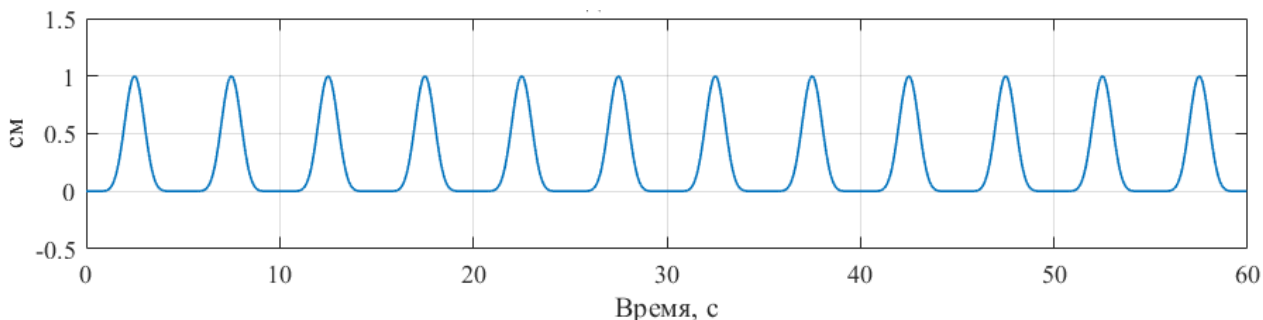


Рис. 2. Типичная реализация сигнала, сгенерированной в соответствии с моделью $p_r(t)$.

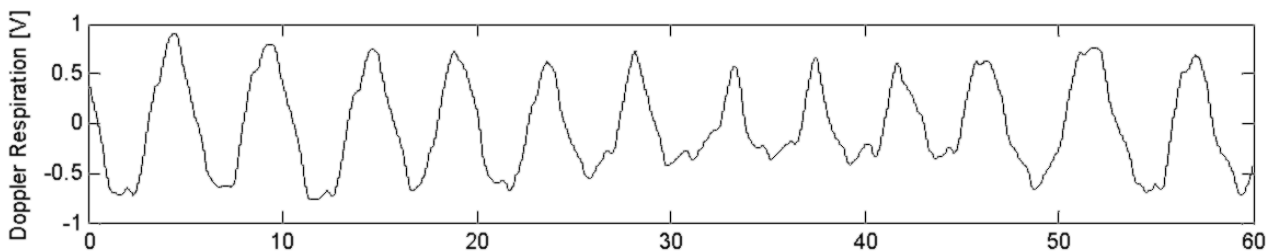


Рис. 3. Типичная реализация экспериментально измеренного сигнала дыхания, из [9].

Спектральные и циклические характеристики

Амплитудные спектры сигналов, сгенерированных в соответствии с двумя выбранными моделями, представлены на рис. 4. Следует отметить, что спектр, соответствующий модели $r_p(t)$ содержит пики строго на частотах кратных выбранной частоте $f_r = 0,2$ Гц. Спектр сигнала, соответствующего модели $r(t)$, напротив, является размытым, подчеркивая отсутствие строгой периодичности.

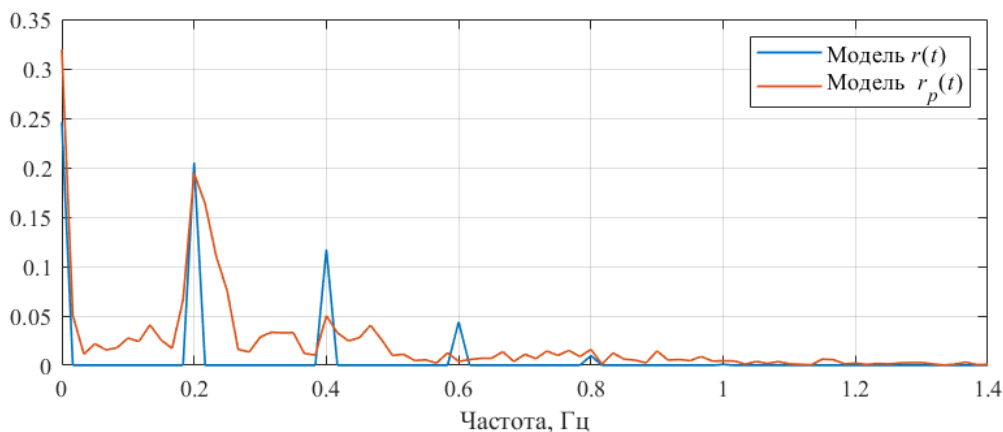
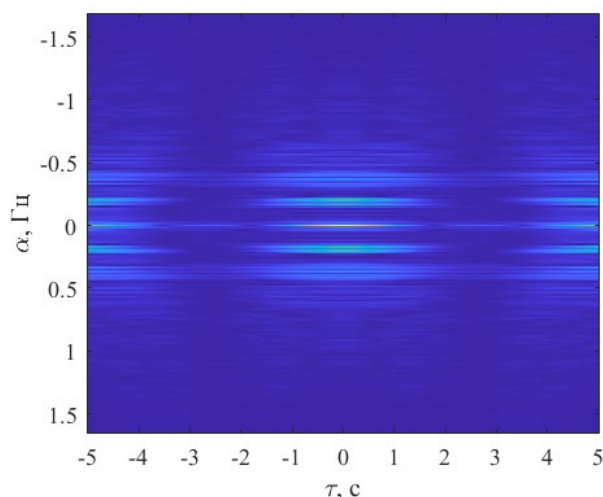
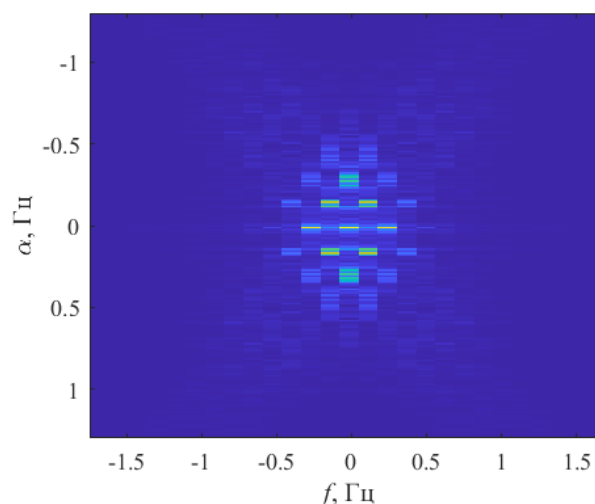


Рис. 4. Амплитудные спектры реализаций, сгенерированных в соответствии с моделями дыхания.

Отдельный интерес представляют циклические характеристики [10], которые могут быть оценены [11] по выборкам, построенным с использованием разработанной модели (3). На рис. 5 представлен модуль циклической спектральной функции (ЦКФ) в форме двумерного цветного изображения, а на рис. 6 – изображён модуль спектральной корреляционной функции (СКФ). На диаграммах ЦКФ и СКФ можно отчётливо различить области высокой корреляции, представляющие собой горизонтальные линии на циклических частотах кратных средней частоте дыхания f_r .

Заключение

Несмотря на то, что основным преимуществом степенной гармонической модели $r_p(t)$ является её сравнительная простота, типичные реализации описывающих процесс дыхания сигналов, результаты измерения которых представлены, например, в работах [9, 12], показывают, что такие сигналы, во-первых, имеют большее визуальное сходство с сигналами модели $r(t)$, а, во-вторых, не формируют строгих периодических компонент на отдельных частотах. Разработанная модель позволяет генерировать уникальные реализации за счёт включения случайных параметров, что открывает возможность проведения статистического моделирования при оценке качества работы алгоритмов.

Рис. 5. Выборочная ЦКФ модели $r(t)$.Рис. 6. Выборочная СКФ модели $r(t)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чапурский В.В., Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2012. – 279 с.
2. Nguyen, C.; Park, J.; Stepped-Frequency Radar Sensor Analysis. In: Stepped-Frequency Radar Sensors. Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering. Springer, Cham, 2016. https://doi.org/10.1007/978-3-319-12271-7_3
3. Гаврилов К.Ю., Игонина Ю.В., Линников О.Н., Панявина Н.С. Оценка разрешающей способности по дальности при использовании сигналов со ступенчатой частотной модуляцией // Информационно-измерительные и управляющие системы, т. 13. – № 5, 2015. – С. 23-32.
4. Paulose A.T. High radar resolution with the step frequency waveform. Thesis. Naval Postgraduate school. – Monterey, CA, USA, 1994.
5. Li W.Z., Li Z., Lv H., Lu G.H., Zhang, Y., Jing X.J., Li S., Wang J.Q. A new method for non-line-of-sight vital sign monitoring based on developed adaptive line enhancer using low centre frequency UWB radar // Progress In Electromagnetics Research. – vol. 133, 2013. – pp. 535–554. <https://doi.org/10.2528/PIER12093002>
6. Liang X., Lv T., Zhang H., Gao Y., Fang G. Through-wall human being detection using UWB impulse radar // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2018. – Article #46. <https://doi.org/10.1186/s13638-018-1054-0>
7. Morgan D. R., Zierdt M. G., Novel signal processing techniques for Doppler radar cardiopulmonary sensing // Signal Processing, vol. 89, no. 1. – 2009, pp. 45–66. <https://dx.doi.org/10.1016/j.sigpro.2008.07.008>
8. Zakrzewski M. Methods for Doppler Radar Monitoring of Physiological Signals // Tampere University of Technology. Publication, vol. 1315. – 2015.
9. Droitcour A.D. Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave doppler radar. Dissertation. – 2006.
10. Ефимов Е.Н., Шевгунов Т.Я., Циклостационарные модели радиосигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Электросвязь. – М.: Инфо-Электросвязь. – 2016, №11, С. 65–71.
11. Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н., Жуков Д.М., Алгоритм 2N-БПФ для оценки циклической спектральной плотности мощности // Электросвязь. – М.: Инфо-Электросвязь. – 2017, №6, С. 50–57.
12. Immoreev I., Ivashov S. Remote monitoring of human cardiorespiratory system parameters by radar and its applications // 4th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. – 2008, pp. 34-38. <https://dx.doi.org/10.1109/UWBUS.2008.4669350U>

ГЛОБАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА

Моисеев Н.И.¹, Назаров Л.Е.², Пестряков А.В.³, Сигал А.С.¹

¹ АО ИСС им. М.Ф. Решетнева, Москва

² ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Москва

³ МТУСИ, Москва

upravlenie_453@mail.ru, nazarov@sunclass.ire.rssi.ru, a.v.pestryakov@mail.ru, 4956740537@mail.ru

Рассмотрено построение глобальной информационной спутниковой системы на базе низкоорбитальной группировки космических аппаратов, состоящей из двух типов спутников связи с обработкой сигналов на борту, которые излучают и принимают сигналы в L или X диапазоне, выделенном для радиолокационного зондирования Земли. Показана возможность эффективного решения одновременно задач предоставления персональной связи, разнообразных IoT и M2M услуг обмена данными и широкополосного доступа в Интернет, создания глобальной широкополосной транспортной инфотелекоммуникационной сети и впервые обеспечить непрерывное или квазинепрерывное радиолокационное зондирование Земли и околоземного пространства с возможностью расследования чрезвычайных событий произошедших в прошлом.

Введение

Современное развитие систем персональной спутниковой связи и широкополосного доступа в Интернет в L и X диапазонах спектра ограничено тем, что практически весь имеемый орбитально-частотный ресурс, выделенный для этих целей, исчерпан. Предпринимаемые направления решения задач персональной связи и широкополосного доступа с использованием много-спутниковых низкоорбитальных систем, использующих расширенные Ku и Ka диапазоны (проекты OneWeb и Space X), имеют проблемы при реализации абонентских терминалов и глобальной инфотелекоммуникационной сети доступа в территориальные сети.

В области радиолокационных систем землеобзора космического базирования [1] также существует много научно-технических проблем, которые на используемых принципах функционирования не позволяют реализовать непрерывный или квазинепрерывный глобальный контроль околоземного пространства.

Впервые принципы реализации глобальной информационной спутниковой системы (ГИСС) обеспечивающей комплексное решение задач непрерывной активно-пассивной многопозиционной радиолокации земной поверхности и околоземного пространства и предоставления услуг спутниковой персональной связи и широкополосного доступа в Интернет, с использованием собственной межспутниковой транспортной инфотелекоммуникационной сети, были изложены в материалах заявки на патент [2].

Функционирование ГИСС обеспечивается за счет когнитивного использования участков полосы 1215-1300 МГц в L-диапазоне и 8025-8650 МГц или 9300-9800 МГц в X-диапазоне, выделенных на первичной основе для радиолокационного зондирования Земли [1].

ГИСС на предложенных принципах построения [2] обеспечивает:

- глобальное непрерывное трехмерное радиолокационное наблюдение земной поверхности и околоземного пространства с возможностями анализа событий произошедших в прошлом, селекции подвижных объектов и оценки параметров их движения в реальном времени;
- глобальную спутниковую персональную связь, M2M и IoT услуги информационного обмена в L-диапазоне;
- широкополосный доступ в Интернет и интерактивные услуги связи в L- и X- диапазонах;
- глобальную космическую транспортную инфотелекоммуникационную IP сеть, дублирующую и дополняющую каналы подводных и наземных оптоволоконных, кабельных и радиорелейных инфотелекоммуникационных линии связи.

Высокая эффективность создания ГИСС определяется тем, что все задачи решаются тем же составом ее космического сегмента и бортовыми средствами двух типов используемых космических аппаратов связи, которые используются и для глобального непрерывного трехмерного радиолокационного наблюдения земной поверхности и околоземного пространства.

Основные принципы построения ГИСС

Система создается на основе орбитальной группировки их 72, 144, 288 или 576 космических аппаратов двух типов, связанных межспутниковыми линиями связи, находящимися в 6, 9 или 12-ти

орбитальных плоскостях (в зависимости от этапа развертывания по мере возрастания качества решения задач) на низкой орбите (от 400 км до 800 км.).

Наземный сегмент ГИСС содержит сеть распределенных наземных пунктов приема и обработки в странах - участниках ее создания, а также комплекс разнообразного терминального оборудования спутниковой связи персонального и коллективного пользования.

Глобальное и практически непрерывное радиолокационное зондирование земной поверхности и околоземного пространства производится методом активно-пассивной многопозиционной трехмерной радиолокации. При этом зондирующие сигналы излучаются одним типом КА, а отраженные сигналы принимаются одновременно тремя и более КА другого типа и в оцифрованном виде вместе с эфемеридами и бортовым временем КА ретранслируется на наземные пункты приема и обработки, на которых производится:

- архивирование зондирующих и принятых отраженных сигналов в широкой зоне наблюдения для возможности анализа и расследования чрезвычайных событий, произошедших в прошлом;
- синтез принятых отраженных сигналов с узкой диаграммой направленности из требуемой зоны контроля за представляющими интерес мобильными и стационарными объектами;
- взаимно-корреляционная обработка зондирующих и принятых разноракурсных отраженных сигналов, синтез и тематическая обработка 3D-изображения практически в реальном масштабе времени (в зависимости от производительности вычислительных комплексов обработки).

Орбитально-геометрическая схема функционирования активно-пассивной системы радиолокационного зондирования Земли и околоземного пространства в ГИСС показана на рисунке 1.

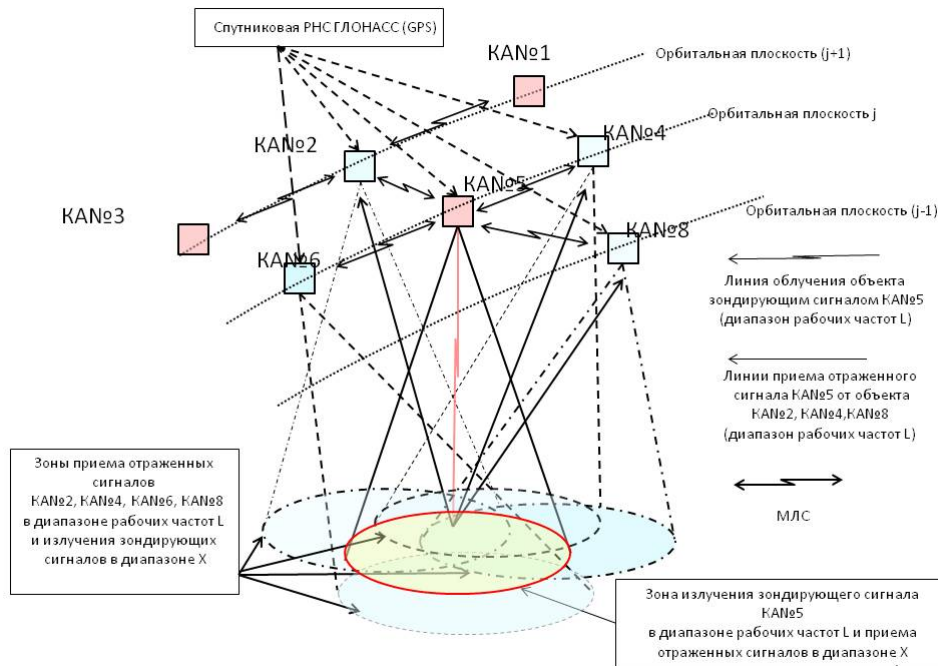


Рисунок 1.

Зондирующие сигналы представляют собой синхронизированные по сигналам системы ГЛОНАСС циклы из пакетов информационных сигналов персональной связи, интерактивных услуг, включая широкополосный доступ в Интернет. При отсутствии нагрузки трафика связи излучаются пакеты псевдослучайных сигналов радиолокационного зондирования или служебная информация в адрес наземных пунктов приема и обработки или терминального оборудования абонентов.

Каждый КА излучает зондирующие сигналы высокой мощности только в одном из двух диапазонов частот, предназначенных для спутниковой радиолокации (L-диапазон или X-диапазон), а принимает отраженные сигналы в другом. Это позволяет обеспечить ЭМС бортового передаточного комплекса в режиме непрерывной передачи зондирующих(связных) сигналов и приема отраженных сигналов и восходящих сигналов связи на линиях «вверх», что обеспечивает ЭМС и высокую надежность функционирования. Соответственно, группировка содержит два типа КА, расположенных

в орбитальной плоскости через одного (четные – L/X и нечетные - X/L диапазона приема/передачи).

Бортовые специальные комплексы ГИСС по своей сути это спутники связи с обработкой сигналов на борту и не имеют ничего общего с традиционными КА радиолокационного зондирования. Это и обеспечивает высокую экономическую эффективность создания ГИСС. При непрерывном глобальном радиолокационном контроле земной поверхности и околоземного пространств создается высокопроизводительная глобальная низкоорбитальная система связи, технологически более простая и дешевая за счет использования освоенных L- и X-диапазонов частот, по сравнению с зарубежными проектами OneWeb и Space X, функционирующими в миллиметровом диапазоне.

Структурно-функциональная схема бортовых специальных комплексов двух типов КА ГИСС показана на рисунок 2.

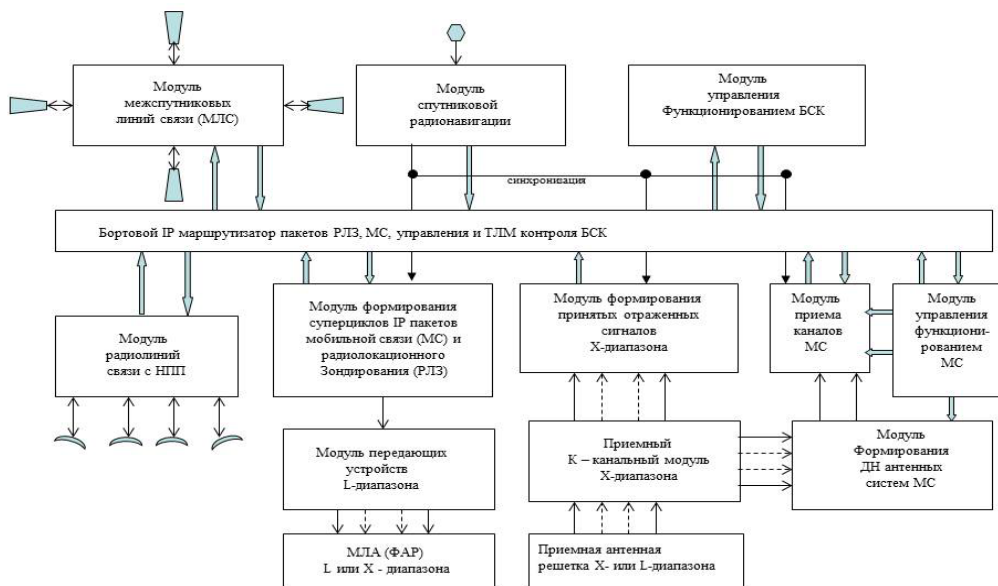


Рисунок 2

Для приема используются многоэлементные антенные решетки (АР) с количеством элементов достаточным для последующего формирования на Земле узких лучей, сканирующих в зоне радиолокационного мониторинга. Для передачи применяются относительно мало-элементные активные фазированные антенные решетки (АФАР), обеспечивающие формирование лучей в зоне текущей зоне обслуживания до требуемого узкого луча, обеспечивающего обнаружение малозаметных целей. Использование разных антенн для приема и передачи позволяет реализовать максимальную мощность и к.п.д. передающих АР и минимальный коэффициент шума каждого из элементов приемной АР.

Отраженные сигналы, принятые каждым элементом АР, ретранслируются на Землю непосредственно или/и через транспортную инфотелекоммуникационную сеть соседних спутников. Эти сигналы ретранслируются в оцифрованном виде без управления фазой и амплитудой на борту, что позволяет каждому наземному пункту приема формировать требуемые для слежения за объектами виртуальных диаграмм направленности бортовых приемных антенн. Для мобильной связи (МС) на линиях «вверх» из тех же элементов приемной АР радиолокационного зондирования на борту формируют требуемые диаграммы направленности для широкополосный связных приложений.

Межспутниковые связи (по 4 для каждого КА) реализуются оптическими лазерными линиями с пропускной способностью не менее 20 Гбит/с. Высокоскоростные фидерные линии связи с наземными пунктами приема и обработки (по 4 для каждого КА) реализуются в Ка-диапазоне с помощью остронаправленных следящих антенн на борту и на Земле.

Маршрутизация IP-пакетов для всех приложений, телеметрического контроля и бортового комплекса управления осуществляется высокопроизводительными роутерами-маршрутизаторами в составе бортовых специальных комплексов КА.

Основные технические характеристики решаемых задач ГИСС

1. Глобальная активно-пассивная трехмерная радиолокация земной поверхности и околоземного пространства:

- Зона одновременного наблюдения – глобальная практически непрерывная по всей поверхности Земли при составе орбитальной группировки из 288 и более КА. Группировка из 72 и 144 КА не обеспечит непрерывность наблюдения в экваториальных зонах ($\pm 10^\circ \div 15^\circ$).

- Точность определения координат и разрешающая способность – не хуже $3 \div 6$ метров в L-диапазоне (при полосе зондирующего сигнала 30 МГц) и не хуже $1 \div 2$ метров в X-диапазоне (при полосе зондирующего сигнала $50 \div 60$ МГц). Разрешающая способность может быть повышена до десятков сантиметров за счет длительного разноракурсного накопления при тематической обработке. Это позволяет классифицировать класс и тип цели. Точность определения координат определяется точностью привязки сигналов к системе ГЛОНАСС и поправок синхронизации шкал бортового времени в группировке КА ГИСС. В отличие от существующих радиолокационных систем ДЗЗ не требуется высокая точность знания и поддержания осей ориентации КА.

- Точность определения элементов движения подвижных целей – $10 \div 20\%$ от скорости движения в L-диапазоне, и единицы % в X-диапазоне при корреляционно-цифровой обработке 100 мс.

2. Персональная спутниковая связь, M2M и IoT услуги информационного обмена в L-диапазоне:

- В зависимости от состава орбитальной группировки создается глобальная сеть IP речевой персональной связи в 36, 72, 144 или 288 зонах обслуживания для 10/20 тысяч абонентов в каждой зоне (около 1000 одновременных разговоров с уровнем нагрузки 0,1/0,2 Эрл). • Сеть функционирует при минимальных энергетических затратах на передачу с борта L/X КА на линии «вниз» и 100 мВт на передачу с обычной мобильной трубки с ненаправленной антенной. Скорость передачи речевого трафика – 4,8 кбит/с.

Аналогичная емкость сетей информационного обмена (M2M) и (IoT) для предоставления услуг управления воздушным движением, контроля состояния нефте-газопроводов, сбора данных с автономных метеостанций, автоматизированных идентификационных систем (АИС) на автомобильном транспорте, морских (речных) судах, контейнерных перевозок и многих других приложений и датчиков. В зависимости от мощности излучения малогабаритных M2M и IoT терминалов и направленных свойств их антенн могут быть реализованы скорости обмена от единиц до сотен кбит/с. Высокая мощность зондирующих запросных IP пакетов в этих приложениях и трехкратное резервирование трасс приема запрошенной информации обеспечивают гарантированное предоставление таких услуг пользователям.

3. Широкополосный доступ в Интернет и интерактивные услуги в L-диапазоне:

В зависимости от реализованной сигнально-кодовой конструкции для передачи сигнала и параметров антенн терминалов информационный поток на линии «вниз» в каждой из 36, 72 или 144 территориальных зон коллективного обслуживания составит от 40 (80) Мбит/с до 100 (120) Мбит/с. Абонентская скорость доступа в территориальные сети на линии «вверх» может быть реализована от $0,5 \div 1,0$ Мбит/с для абонентских терминалов с малонаправленной антенной (3 дБ) и до $5,0 \div 10,0$ Мбит/с для терминалов с АФАР ($13 \div 15$ дБ), обеспечивающих слежение за текущим положением КА. Такие возможности широкополосного доступа превосходят возможности существующих ССПС «Инмарсат-4, -5», Турая, Иридиум.

Перспективное направление для этих услуг станциям коллективного пользования на железнодорожном транспорте, авиалайнерах, судах морского и речного транспорта, геологических партий и т.п. Особую социальную значимость имеют такие услуги для оказания неотложной медицинской помощи в удаленных районах, а также возможность быстрого развертывания малогабаритных мобильных станций в местах катастроф и чрезвычайных происшествий. Широчайшие возможности в обеспечении телевизионных репортажей с гонок яхт, ралли Дакар, Шелковый путь, для которых требуется только оператор-комментатор видеокамеры со встроенным малогабаритным терминалом.

4. Глобальная спутниковая система широкополосного доступа, обмена данными для территориальных терминалов коллективного доступа, морского транспорта и пунктов управления в X-диапазоне:

Абонентская скорость доступа в территориальные сети на линии «вверх» может быть реализована от $2,0 \div 4,0$ Мбит/с для абонентских терминалов с малонаправленной антенной (3 дБ) и низкой

мощностью излучения (2-4 Вт), и до 200 ÷ 400 Мбит/с для терминальных станций со следящей АФС диаметром 0,5 м. Такие возможности ШД превосходят возможности существующих VSAT спутниковых сетей в С-, Х-, Ku-, Ka – диапазонах.

5. Глобальная космическая транспортная инфотелекоммуникационная IP сеть.

Дублирует и дополняет каналы подводных и наземных кабельных (ВОЛС) инфотелекоммуникационных линии связи РФ и операторов мирового сообщества. Все российские операторы наземного маршрута между Европой и Азией важнейшим премиальным фактором своего маршрута называют кратчайшее расстояние и соответственно минимальную задержку сигнала (RTD).

На определенном этапе развития, транспортная инфотелекоммуникационная IP сеть ГИСС, содержащая 144 или 288 бортовых коммутаторов-маршрутизаторов IP потоков связанных между собой четырьмя оптическими линиями межспутниковой связи с пропускной способностью не менее 20 Гбит/с каждая, способна обеспечить суммарную пропускную способность межрегионального и международного трафика объемом в 2 880 Гбит/с за вычетом около 800 Гбит/с на доставку данных радиолокационного мониторинга с удаленных точек Земного шара. При этом, выбирая наикратчайшие маршруты доставки с минимальными временными задержки, ГИСС имеет преимущество по сравнению с территориальными ВОЛС.

Скорость ввода/вывода IP трафика с любой из 72 (144, 288) территориальных зон связи до 2 Гбит/с через X-терминалы коллективного доступа в составе базовых станций и до 4÷6 Гбит/с с территориального пункта приема и обработки ГИСС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М. Радиотехника. 2010.

2. Моисеев Н.И., Назаров Л.Е., Урличич Ю.М., Аджемов С.С., Данилович Н.И., Сигал А.И. Способ глобальной активно-пассивной многопозиционной спутниковой радиолокации земной поверхности и околоземного пространства у устройство для его осуществления. Патент RU № 2 700 166. Приоритет изобретения от 29 января 2019 г. Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений РФ 13 сентября 2019 г.

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОЛИНИЙ СВЯЗИ

Аджемов С.С., Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Лобова Е.О.

МТУСИ

adjemov@mail.ru, lobov@srd.mtuci.ru, jet1992@yandex.ru, lizabeth2@mail.ru

В статье приведены методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметровых радиолоний связи. Рассматриваются методы оценки наклона дисперсионной характеристики, а именно, оценка методом максимального правдоподобия (МП), оценка методом деления сигнала на подполосы. Предлагаются методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов. Первый метод: компенсация во время обнаружения сигнала согласованным фильтром. Второй метод: компенсация с помощью банков цифровых фильтров. Третий метод: обработка сигнала следящим компенсатором. Приведены результаты натурных экспериментов по компенсации дисперсионных искажений у широкополосного сигнала на однокачковой трассе протяженностью около 2900 км.

Введение

В последнее время установилась тенденция использования систем связи коротковолнового диапазона с повышением скорости передачи информации за счёт увеличения используемой полосы частот [1]. При приёме сигналов с расширенным спектром возникает необходимость учёта влияния частотной дисперсии ионосферного канала, так как она приводит к существенным искажениям полезного сигнала и снижению качества связи в целом. С учётом изложенного, актуальной задачей является оценка параметров частотной дисперсии ионосферного канала и разработка алгоритмов и устройств компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов [4-6]. В широкополосных системах передачи данных для обработки сигналов уже длительное время активно используются цифровые банки фильтров [7]. В том числе, в работах [8-10] были получены алгоритмы компенсации дисперсионных искажений, основанных на «выравнивании» задержек и компенсации фазовых сдвигов в отдельных подканалах банка фильтров. Данная статья посвящена аналитическому обзору части полученных теоретических и экспериментальных результатов оценки и компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов, полученных коллективом МТУСИ.

Дисперсионные искажения и модель канала

Частотная дисперсия среды распространения ЭМ волн (в т.ч. ионосферы) – зависимость коэффициента диэлектрической проницаемости от частоты, распространяющейся в ней ЭМ волны. При распространении широкополосных сигналов по наклонным траекториям в ионосфере, отдельные группы гармоник из состава спектра сигнала распространяются по разным криволинейным траекториям, с различными высотами точек поворота. Указанные дисперсионные искажения широкополосных сигналов приводят к уменьшению по уровню и размытию во времени отклика согласованного фильтра на приемной стороне. При этом уменьшается вероятность обнаружения сигнала, точность измерения его задержки распространения, что влияет на качество синхронизации, и уменьшается помехоустойчивость передачи информации. В качестве модели канала с частотной дисперсией принята модель канала с линейной зависимостью групповой задержки сигнала от центральной частоты [2]. Передаточная функция ионосферного канала для i -й многолучевой компоненты

$$\dot{H}_i(f) = \exp \left[-j \left(\varphi_i(f_p) + 2\pi\tau_i(f_p)(f - f_p) + \pi s_i (f - f_p)^2 \right) \right], f \in \left[f_p - \frac{\Delta f}{2}, f_p + \frac{\Delta f}{2} \right]$$

$$-\varphi_i(f) \approx -\varphi_i(f_p) - 2\pi\tau_i(f_p)(f - f_p) - \pi s_i (f - f_p)^2, \tau_i(f) \approx \tau_i(f_p) + s_i (f - f_p)$$

f_p – центральная частота спектра сигнала, Δf – ширина спектра сигнала, $\tau_i(f_p)$ – групповая задержка сигнала на центральной частоте, s_i – наклон дисперсионной характеристики (ДХ) i -го луча, обуславливающая дисперсионные искажения. Фазочастотная характеристика канала описывается

квадратичной зависимостью от частоты, а групповая задержка распространения – линейной с наклоном s мкс/МГц. Для простоты ограничимся лишь квадратичным членом ФЧХ:

$$\dot{H}_i(f) = \exp(-j\pi s f^2) = \exp\left[-j\pi s \omega^2 (2\pi)^{-2}\right]. \quad (1)$$

Будем рассматривать все сигналы с позиции их комплексных огибающих, т.е. при нулевой центральной частоте ($f_p = 0$).

Методы оценки наклона дисперсионной характеристики

Оценка методом максимального правдоподобия (МП)

Алгоритм нахождения оценки постоянного параметра с помощью метода МП известен и здесь приводиться не будет [5]. Дисперсия такой точечной оценки \hat{s} может быть найдена по уточненным выражениям в приближении высоких отношений сигнал/шум (ОСШ) по формулам, полученным в [4, 5]. При использовании широкополосных сигналов с равномерным спектром ширины Δf дисперсия точечной оценки при известной и неизвестной начальной фазе наблюдаемого сигнала будет соответственно равна:

$$\sigma_s^2 = \frac{40}{\pi^2 \Delta f^4 (E/N_0)} \left[1 + \frac{25}{18} \frac{1}{E/N_0} \right] \quad \text{и} \quad \sigma_s^2 = \frac{90}{\pi^2 \Delta f^4 (E/N_0)} \left[1 + \frac{11}{7} \frac{1}{E/N_0} \right] \quad (2)$$

Как следует из (2), дисперсия оценки параметра s обратно пропорциональна четвертой степени ширины спектра сигнала Δf . Действительно, чем шире спектр сигнала, тем сигнал чувствительнее к изменениям s , так как сильнее искажается в результате дисперсионных свойств ионосферы. Именно это обуславливает более точную оценку параметра s сигналами с широким спектром. Алгоритм оценки заключается а обработке отсчетов сигнала набором согласованных фильтром (СФ), каждый из которых согласован с искажённым сигналом для заданного значения наклона ДХ $s_i = i \cdot \Delta s, i = 0 \dots N_{cf} - 1$, где Δs - шаг наклона ДХ, N_{cf} - количество согласованных фильтров. Затем оценивался отклик и выбирался максимальный среди всех используемых s_i . Сравнение расчетных кривых СКО σ_s с выборочными значениями, полученными в результате вычислительного эксперимента для $s = 80$ мкс/МГц, представлено на рис. 1 (подробнее см. [4]).

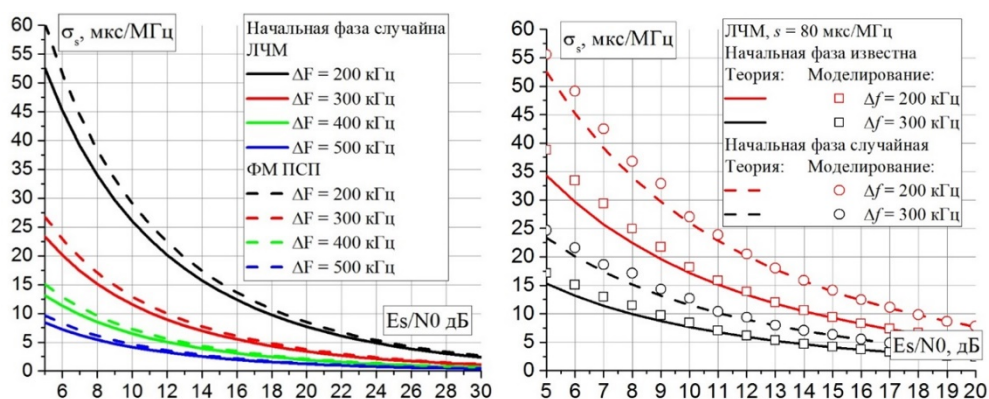


Рис. 1. Кривые СКО оценки параметра s

Оценка методом деления сигнала на подполосы

В предлагаемом методе рассматривается широкополосный сигнал как совокупность N неперекрывающихся по спектру сигналов с одинаковой шириной спектра $\Delta f_n = \Delta f / N$, которые будем называть подполосами. Количество подполос выбирается таким образом, чтобы влиянием частотной дисперсии на сигнал в рамках одной подполосы можно было пренебречь. Изменение групповой задержки распространения сигнала τ_s от центральной частоты его спектра f_p в рамках рассматриваемой модели частотной дисперсии описывается линейным законом. Оценивание наклона ДХ s происходит по методу наименьших квадратов по формуле:

$$\hat{s} = \sum_{j=1}^N \frac{\left(Nf_{pj} - \sum_{i=1}^N f_{pi} \right) \hat{\tau}_j}{\left(N \sum_{i=1}^N f_{pi}^2 - \left(\sum_{i=1}^N f_{pi} \right)^2 \right)} \quad (3)$$

где f_{pi} – центральная частота i -й подполосы; $\hat{\tau}_j$ – измеренные задержки распространения сигналов в частотных подполосах посредством обработки их соответствующими согласованными фильтрами. Оценка \hat{s} является линейной комбинацией независимых оценок $\hat{\tau}_j$, каждая из которых выполняется по критерию максимума правдоподобия.

Тогда дисперсию оценки \hat{s} можно найти в форме:

$$\sigma_s^2 = \sum_{j=1}^N \left(\frac{Nf_{pj} - \sum_{i=1}^N f_{pi}}{N \sum_{i=1}^N f_{pi}^2 - \left(\sum_{i=1}^N f_{pi} \right)^2} \right)^2 \sigma_{\tau_j}^2 = \frac{3}{2\pi^2 \Delta f_n^2 (E/N_0)_n} \left[1 + \frac{7}{5} \frac{1}{(E/N_0)_n} \right] \sum_{j=1}^N \left(\frac{Nf_{pj} - \sum_{i=1}^N f_{pi}}{N \sum_{i=1}^N f_{pi}^2 - \left(\sum_{i=1}^N f_{pi} \right)^2} \right)^2 \quad (4)$$

где $\sigma_{\tau_j}^2$ – дисперсия оценки задержки сигнала в j -й подполосе, $(E/N_0)_n = (E/N_0)/N$ – ОСШ в рамках одной подполосы сигнала. Здесь дисперсия оценки параметра s обратно пропорциональна второй степени ширины подполосы спектра сигнала Δf_n . На рис. 2 приведены расчетные кривые и отдельные выборочные значения СКО оценки s , полученные в результате вычислительного эксперимента для предлагаемого метода и метода МП.

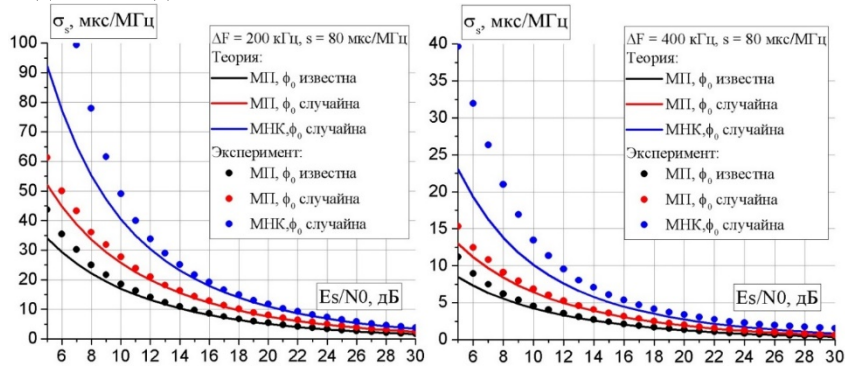


Рис. 2. СКО оценки s предлагаемым методом и методом МП

Как видно из рис. 2, что увеличение СКО оценки (ухудшение точности оценки) составляет около 2 раз по сравнению с методом МП при известной начальной фазе сигнала и примерно в 1,5 раза – при случайной начальной фазе.

Несмотря на то, что предлагаемый алгоритм, разумеется, проигрывает методу МП в точности оценки наклона ДХ ионосферного канала, его техническая реализация проще.

Методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов

Компенсация во время обнаружения сигнала согласованным фильтром

Классическим вариантом компенсации искажений, является согласование фильтра с искаженным сигналом, т.е. одновременно с излучаемым сигналом и искажающими характеристиками канала. Импульсная характеристика согласованного фильтра-компенсатора $h_{cf}(t, \hat{s})$ примет вид:

$$h_{cf}(t, \hat{s}) = u^*(T_0 - t, \hat{s}), \quad \dot{H}_{cf}(j\omega, \hat{s}) = e^{-j\omega T_0} X^*(j\omega) H^*(j\omega, \hat{s}) = e^{-j\omega T_0} X^*(j\omega) \exp\left[-j\pi \hat{s} \omega^2 (2\pi)^{-2}\right] \quad (5)$$

где T_0 – задержка, обусловленная физической реализуемостью СФ, \hat{s} – оценка наклона ДХ, $X(j\omega)$ – спектральная плотность излучаемого сигнала.

Компенсация с помощью банков цифровых фильтров

На рис. 3 приведена схема банка фильтров с компенсацией частотной дисперсии [10, 11]. В приведенной схеме f_k – центральная частота k -го канала анализа-синтеза, $n_k = n_{const} + \text{round}[sf_k f_d]$ –

групповая задержка сигнала в k -ом канале анализа-синтеза, возникающая вследствие частотной дисперсии, выраженная в целом количестве отсчетов дискретизации T , $\text{round}(x)$ – функция округления до целого числа, n_{const} – некоторая константа, описывающая общую задержку сигнала, $L - n_k$ – компенсационная задержка в k -ом канале.

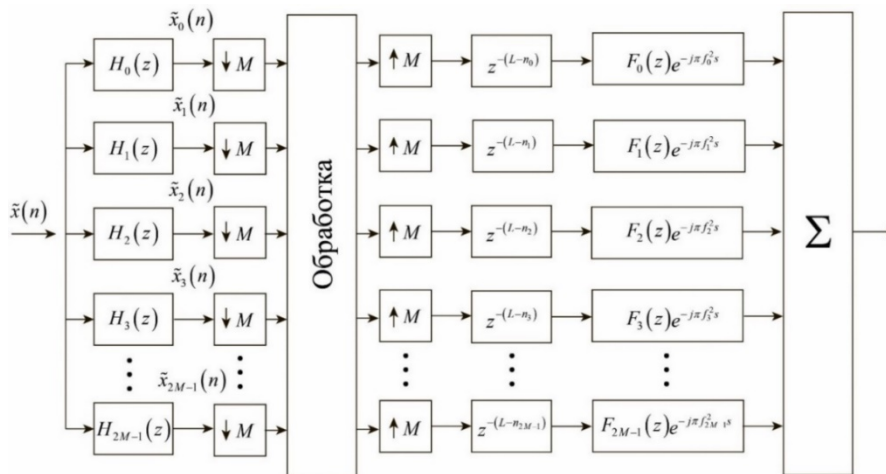


Рис. 3. Банк-фильтров с компенсацией частотной дисперсии

В результате компенсации, задержка сигнала во всех подканалах выравнивается до величины L отсчетов. Следует отметить, что компенсация групповой задержки происходит на высокой частоте дискретизации f_d , т.е. после процедуры интерполяции. Это позволяет скомпенсировать задержку с точностью до интервала дискретизации $T = 1 / f_d$.

Компенсационные линии задержки и фазовые множители (которые заранее учитываются в импульсных характеристиках фильтров синтеза) не требуют дополнительных вычислений. В работе [10] разработана вычислительно упрощенная схема компенсации частотной дисперсии банком фильтров. Для сокращения количества вычислительных операций, был применен алгоритм, изложенный в [11, 12]. Основная идея такого алгоритма состоит в представлении фильтров синтеза (и анализа) в виде набора полифазных компонент $E_k(z)$ исходного фильтра прототипа, применении алгоритма БПФ Кули-Тьюки и обработке сигнала, на низкой частоте дискретизации (т.е. до ее повышения в M раз), включая компенсацию дисперсионных искажений с помощью фильтров-интерполяторов (для компенсации дробной части задержки на низкой частоте дискретизации).

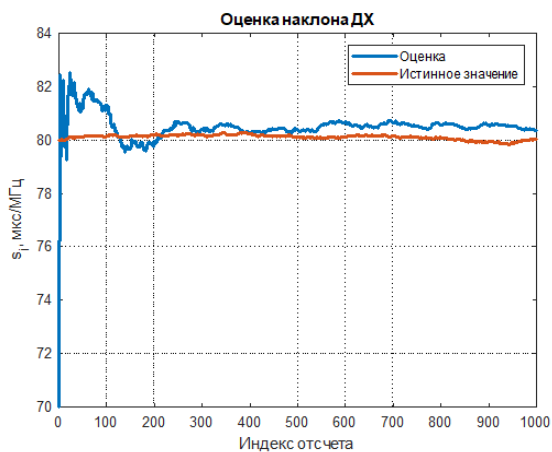
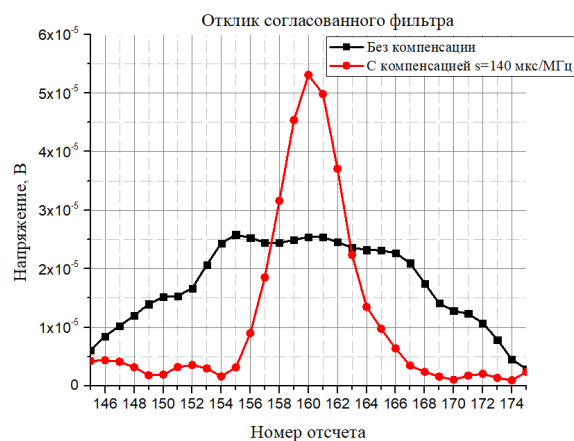
Обработка сигнала следящим компенсатором

Оптимальный следящий компенсатор синтезирован в работах [5, 6] в форме расширенного фильтра Калмана, посредством линеаризации нелинейных относительно наклона ДХ уравнений наблюдения. На рис. 4 приведены полученные в результате моделирования кривые изменения истинного значения наклона ДХ и соответствующей оценки, получаемой следящим компенсатором.

Результаты натуральных экспериментов

В данном разделе приведены результаты эксперимента по компенсации дисперсионных искажений у широкополосного сигнала на однокачковой трассе протяженностью ~ 2900 км.

В эксперименте использовался широкополосный сигнал с прямым расширением спектра псевдослучайной последовательностью, состоящей из 512 символов, ширина главного лепестка спектра сигнала составляла 400 кГц. Среди экспериментальных записей сигналов были отобраны те, где присутствует минимальное количество стационарных помех. Рабочие частоты выбирались вблизи МПЧ, 0.85-1.05 от прогнозируемой, т.к. на них дисперсионные искажения значительны. Компенсация проводилась предложенными в статье методами, основанными на банках фильтров анализа-синтеза. Наклон ДХ был предварительно оценён по методу максимального правдоподобия. На рис. 5 приведены отклики согласованных фильтров на сигнал без проведения компенсации и на сигнал после компенсации. Выигрыш от компенсации оценивается по увеличению уровня отклика и составил для этой записи порядка 6.5 дБ, тогда как теоретическое значение составляет 6.7 дБ.

Рис. 4. Кривые изменения наклона s Рис. 5. Экспериментально полученный отклик СФ при $s = 140$ мкс/МГц

Заключение

Данная статья посвящена аналитическому обзору полученных теоретических и экспериментальных результатов оценки и компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов, полученных коллективом МТУСИ. В статье рассмотрены методы оценки наклона дисперсионной характеристики, а именно, оценка методом максимального правдоподобия (МП), оценка методом деления сигнала на подполосы. Предложены методы и алгоритмы компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов. Приведены результаты натурных экспериментов по компенсации дисперсионных искажений сигналов на однокачковой трассе протяженностью около 2900 км.

ЛИТЕРАТУРА

1. MIL-STD-188-110D. Department of Defence interface standart. Interoperability and performance standards for data modems. US Department of Defense. – 29 December 2017
2. Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 266 с.
3. Лобов Е.М., Косилов И.С. Расчет помехоустойчивости широкополосных ионосферных радиолоний с применением шумоподобных сигналов на основе данных прогнозирования // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 11. С. 68-70.
4. Лобов Е.М., Смердова Е.О. Исследование качества алгоритмов оценки наклона дисперсионной характеристики ионосферного канала // Электросвязь. 2017. № 6. С. 28-31.
5. Lobov E.M., Smerdova E.O., Kandaurov N.A., Kosilov I.S., Elsukov B.A. Optimum estimation and filtering of the ionospheric channel dispersion characteristics slope algorithms // Systems of signal synchronization, generating and processing in telecommunications (SINKHROINFO), 2017 (DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997537)
6. Лобов Е.М., Лобова Е.О., Кандауров Н.А. Оптимальный следящий компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов // Электросвязь. 2018. № 5. С. 85-89.
7. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. М.: Горячая линия – Телеком. 2017. 336 с.
8. Лобов Е.М., Лобова Е.О., Елсуков Б.А. Устройство компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов на базе банка цифровых фильтров // Доклады 20-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2018», Москва, Россия, Том 2., С.487-491
9. Lobova E.O., Lobov E.M., Elsukov B.A. Wideband signals dispersion distortion compensator based on digital filter banks // 2018 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications, Moscow, 14-15 March 2018, 4 p. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350615
10. Lobov E.M., Lobova E.O., Kurochkin A.A. Computationally simplified realization of the compensator of dispersion distortions on the basis of the filter bank // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating

and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 4-5 July, 2018, 4 p. (DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457058)

11. Karp T., Fliege N.J., Modified DFT Filter Banks with Perfect Reconstruction // IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, 11, P. 1404 – 1414, DOI: 10.1109/82.803480
12. R.D. Koilpillai, P.P. Vaidyanathan, Cosine-Modulated FIR Filter Banks Satisfying Perfect Reconstruction // IEEE Transactions on Signal Processing. Vol. 40. #4. 1992. P. 770-783

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

А		З	
Аджемов С.С.	282	Завалишина О.Н.	89, 94
Артюшенко В.М.	143, 149, 155	Захаров Е.В.	181
Ахияров В.В.	172, 177	И	
Б		Ильинский А.С.	181
Бабокин М.И.	113	Ильяхин В.Н.	83
Бадак Л.А.	113	Ицков В.В.	195
Бадеев В.А.	118, 123	К	
Безродный К.П.	83	Какучая Т.Т.	118
Белокуров В.А.	8	Кандауров Н.А.	282
Бирюков И.Д.	133	Карамов С.В.	211, 216
Бобрешов А.М.	56	Кныш В.П.	246
Бова Ю.И.	257	Кокошкин А.В.	128, 200
Бокерия Л.А.	118	Королев С.А.	12
Болтинцев В.Б.	83	Коротков В.А.	128, 200
Будай А.Г.	242, 246	Коротков К.В.	200
Бурашников В.В.	70	Корчагин Ю.Э.	94
Бучучан П.В.	138	Костин А.В.	221
Былдин А.Ю.	138	Костюк Е.А.	113
В		Кочин Л.Б.	108
Вавилова Ж.А.	262	Красилов А.В.	211
Васильев К.К.	161	Криков Д.С.	52
Виноградов М.С.	27	Крылосова Д.А.	205
Водолазов Р.В.	99	Криюковский А.С.	257
Воловач В.И.	143, 149, 155	Кулешов В.П.	249
Воронцов Р.Б.	61	Кутуза Б.Г.	251, 257
Г		Л	
Габриэльян Д.Д.	78	Лепехин В.В.	47
Гаврилов К.Ю.	272	Литвинов С.В.	232
Газарбекьян Г.А.	166	Лобов Е.М.	282
Гайкович К.П.	118, 123	Лобов С.А.	186
Грибанов А.С.	27	Лобова Е.О.	282
Гущина О.А.	262	Луканов А.В.	17
Д		Лукин Д.С.	257
Данилов И.Ю.	32	Львович И.Я.	237
Дежурко А.М.	242	Львович Я.Е.	237
Демченко В.И.	78	Лялин К.С.	17
Денисенко Д.В.	61	М	
Дмириев А.С.	190, 195	Маклаков С.М.	103
Е		Максимович Е.С.	118, 123
Евсеев Г.Е.	249	Малый С.В.	242, 246
Егоров В.В.	186	Матгис А.В.	161
Егоров Д.П.	251	Медведев Ю.В.	181
Емельянов Р.В.	166	Мингалев А.Н.	186
Ершов Г.В.	75	Митник Л.М.	249
Ефимов Е.Н.	267	Митник М.Л.	249
Ж		Моисеев Н.И.	277
Жуков Д.М.	262	Молчанов В.В.	32

Морозова Л.А.	225, 228		
Мохсени Т.И.	190		
Мудрик Д.С.	232		
Мурлага А.Р.	75		
	Н		
Назаров Л.Е.	277		
Нелин И.В.	27		
Никулина А.Н.	65		
Новичихин Е.П.	128, 200		
	О		
Орлова А.С.	242, 246		
	П		
Перфилов О.Ю.	181		
Пестряков А.В.	277		
Петросян М.М.	195		
Погорельский И.В.	17		
Подковкин В.А.	65		
Попов М.Г.	195		
Попов П.Б.	65		
Попова Е.С.	70		
Преображенский А.П.	237		
Преображенский Ю.П.	237		
	Р		
Радченко В.В.	61		
Романов А.Г.	32, 37		
Романов П.В.	37		
Рыжов А.И.	195		
	С		
Савельев С.В.	225, 228		
Саверкин О.В.	161		
Савченко Е.В.	103		
Самохин А.Б.	181		
Сафарьян О.А.	42		
Селезнев Е.П.	70, 205		
Серегина Е.А.	56		
Сигал А.С.	277		
Силин С.И.	133		
Скородумов А.И.	181		
Смирнов А.И.	123		
Смусева К.В.	56		
Сотникова Н.В.	108		
Станкевич Н.В.	70, 205		
Страхов С.Ю.	108		
Стрелков Г.М.	47		
Стрельцов А.М.	249		
Строцев А.А.	166		
Султанов О.З.	78		
Сьерра-Теран К.М.	190		
		Т	
		Тимофеев А.Е.	186
		Титов К.Д.	89, 94
		У	
		Усков Г.К.	56
		Ф	
		Федоров Д.С.	78
		Х	
		Харин А.В.	216
		Харланов Ю.Я.	181
		Ц	
		Цветков В.К.	17
		Ч	
		Чайка М.А.	83
		Чапурский В.В.	99
		Чернова И.В.	22
		Черный И.В.	249
		Чернявский Г.М.	249
		Чони Ю.И.	32, 37
		Чопоров О.Н.	237
		Ш	
		Шаповалов М.В.	166
		Шашкин В.И.	12
		Шевгунов Т.Я.	262, 267, 272
		Шиков А.П.	12
		Шлаферов А.Л.	78

ДЛЯ ЗАМЕТОК