РОССИЯ

XXIII международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 3

18-20 апреля 2017 г.

Воронеж

РОССИЯ

XXIII международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 3

Секции 3, 4

18-20 апреля 2017 г.

Воронеж

СОДЕРЖАНИЕ

Том 3

Секция 3

ОЦЕНИВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В БОРТОВОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ РЛС
В.К. Клочко **802**

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ОБРАБОТКИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА
В.К. Маршаков, А.Д. Кононов, А.А. Кононов **813**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПО КРУГУ СИГНАЛОВ РАДИОМАЯКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА БОРТОВОЙ СВЧ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ
В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков **822**

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛАНА ФОНЕ АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ
В.М. Артюшенко, В.И. Воловач **827**

ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СИСТЕМАМИ ДИСТАНЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ
В.М. Артюшенко, В.И. Воловач **835**

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА ВЕКТОРНО-СКАЛЯРНЫМ ПРИЕМНИКОМ В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ
Г.Н. Кузнецов, В.М. Кузькин, С.А. Пересёлков **847**

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АВТОЗАХВАТА ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПО ДАННЫМ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ
Г.С. Нахмансон, Б.П. Комягин **859**

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ КВАЗИКОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПРИ ОГРАНИЧЕНИЯХ НА ИХ РАЗМЕРЫ
Д.С. Федоров **863**

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ
Д.А. Ишутин, А.А. Головков, Д.В. Степанов **869**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПОЛНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДАРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Д.В. Карасев, В.А. Карпов, В.И. Безродный, Н.А. Коковихина **874**

О РЕАЛИЗАЦИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА БАЗЕ ГРАФИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРОВ
Д.Т. Лобжанидзе, В.В. Сазонов **881**

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТОЙ ПОВТОРЕНИЯ В ПРОСВЕТНОЙ РЛС ДЛЯ ПЕРИМЕТРОВОЙ ОХРАНЫ
Е.А. Колокольцев, А.В. Мякиньков, А.В. Андриянов **883**

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ В УСЛОВИЯХ ОПТИЧЕСКИХ ПОМЕХ
Е.А. Самойлин, И.С. Алейник **894**

СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДЕЙСТВИЯ ПРИНЦИПА СУПЕРПОЗИЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ
Е.С. Емельянов, С.В. Емельянов, В.А. Понькин **901**

ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ОБЛИК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПОСАДКИ
Е.С. Перевозов, Б.П. Комягин **907**

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА ПО ЦЕНТРУ ТЯЖЕСТИ И ЕЁ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
И.В. Гоголев, Г.Ю. Яшин **913**

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОМБИНИРОВАННОГО СИГНАЛА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ
К.А. Куличков, Н.С. Куличкова, А.В. Гребенников **920**

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ БАНКОВ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА
М.И. Спажакин, А.Б. Токарев **926**

ОБ ИЗМЕРЕНИИ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСТРОЙСТВ СОГЛАСОВАНИЯ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА
Н.А. Петухов **934**

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ РАДИОВЫСОТОМЕРНОЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА
Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, Д.П. Седов **941**

ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ПОЯВЛЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИ ОЦЕНКЕ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ
П.А. Трифонов **947**

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ
С. М. Гудков **955**

АНАЛИЗ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ ДИАПАЗОНА КОРОТКИХ ВОЛН
С.Н. Разиньков, А.В. Фёдоров **963**

АНАЛИЗ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ ЭКРАНЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРЯМОЛИНЕЙНЫМИ ГРАНИЦАМИ
С.Н. Разиньков, М.Ю. Лукин **969**

АНАЛИЗ РАССЕЯНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ НА РАЗОМКНУТОМ ТРУБЧАТОМ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ КОЛЬЦЕ
С.Н. Разиньков, О.Э. Разинькова **979**

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФОРМЫ ОБЪЕКТА ПО ОТРАЖЕННОМУ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОМУ СИГНАЛУ
С.Л. Чернышев **985**

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛИЖНИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ
Т.В. Митрофанова **990**

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Э.А. Кирсанов, С.А. Колесников, А.А. Сирота **995**

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ РАССОГЛАСОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ДИСКРИМИНАТОРОВ
Ю.С. Радченко, О.А. Машарова **1001**

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ РЛС
А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, В.В. Шацкий, Е.Н. Мищенко, Н.В. Шацкий **1008**

СНИЖЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ В ГЕОРАДИОЛОКАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
В.В. Задорожный, А.А. Ломанцов, С.Н Приймаков **1019**

МНОГОПОЗИЦИОННАЯ СИСТЕМА НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ С КООПЕРАТИВНЫМ ПРИЕМОМ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НА СЕТИ НАЗЕМНЫХ ПРИЕМНИКОВ
В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев, Д.А. Черепанов, В.Н. Гаврюшин, Д.А. Дьяконов **1027**

СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ СИГНАЛОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Г.С. Нахмансон, А.В. Суслин, Е.Н. Жукова 1041

АСПЕКТЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ
Д.А. Ницак, И.М. Голев, Е.А. Никитина.....1046

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЗА СЧЕТ ГЛУБИННОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ ОДНОМЕРНОЙ КВАЗИПЕРИОДИЧЕСКОЙ ГРЕБЕНЧАТОЙ РЕШЕТКИ
Д.Ю. Крюков, А.В. Останков 1054

МЕТОД МИНИАТЮРИЗАЦИИ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН
К.В. Асташова, Ю.А. Костычов, О.В.Кублицкая, Е.С. Попов 1061

МОНОСТАТИЧЕСКИЙ РСА Р-ДИАПАЗОНА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ АНТЕНН ТИПА УДА-ЯГИ
О.В. Горячкин, И.В. Маслов 1069

ОБНАРУЖЕНИЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИЕМНИКОМ С ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ В УСЛОВИЯХ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ
Г. С. Нахмансон, С. В. Козлов 1079

ПОРОГОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПОЛОЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО ОТРАЖЕННЫМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМ ИМПУЛЬСАМ
А.М. Бобрешов, А.В. Киселев, В.А. Степкин, А.П. Соловьев, Г.К. Усков 1088

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АКТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ИНТЕРМОДУЛИРУЮЩИХ И НТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПОМЕХ В РАДИОТРАКТЕ С НУЛЕВОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТОЙ
Ю.Н. Паршин, С.В. Колесников, М.В. Грачев 1092

ФОРМИРОВАНИЕ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕНЕТИЧЕКИХ АЛГОРИТМОВ
А.М. Бобрешов, А.А. Лещинский, Г.К. Усков 1098

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ СПЕКТРАЛЬНЫХ МЕТОДОВ К ОПИСАНИЮ ИМПУЛЬСНЫХ АНТЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. М. Бобрешов, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....1103

СИНТЕЗ НЕОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ
А.М. Бобрешов, П.А. Кретов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков 1108

АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ПОКРЫТИЕМ
В.В. Харченко, В.В. Бурдюг 1113

СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
А.В. Карпов, О.М. Лепешкин, Н.А. Попов 1118

ЗАДАЧА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ОДОМЕТРИЧЕСКИМ ДАТЧИКОМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНОГО ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА
С.В. Михайлов.....1119

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МАТРИЧНОГО СПОСОБА ОЦЕНКИ АКТИВНОГО КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ СКАНИРУЮЩИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
М.И. Козлов, Г.В. Подшивалова.....1120

Секция 4

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ АСПЕКТЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА
А. В. Шевырёв, А. Ю. Замятин.....1128

МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ ОТ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.С. Щеголеватых, Г.Ф. Провоторов 1138

ОЦЕНКИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДЕСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И НЕОБХОДИМЫХ УРОВНЕЙ ИХ ЗАЩИТЫ
В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.С. Щеголеватых, Г.Ф. Провоторов 1150

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЕЙ СТОЙКОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НИХ МОЩНЫХ НАНОСЕКУНДНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ
В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.С. Щеголеватых, Г.Ф. Провоторов 1158

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ЛАЗЕРНОГО ПРИНТЕРА
И.Ф. Файсханов, А.С. Лучинин 1173

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ СТРАН НАТО В СВЕТЕ РЕАЛИЗАЦИЙ ОСНОВНЫХ КОНЦЕПЦИЙ ВЕДЕНИЯ ВОЕННЫХ ДЕЙСТВИЙ
Ю.О. Батурин, С.И. Золотов.....1181

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ПОЛУЧЕНИЯ АНСАМБЛЕЙ МНОГОФАЗНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ
А.П. Жук, Н.В. Белан, И.В. Карасев, А.А. Жарнов 1189

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ В ШТАБЕ СОЕДИНЕНИЯ
В.А. Волостных, Р.А. Рогов, И.Г. Барауля **1195**

МОДЕЛЬ УГРОЗ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ БАЗАХ ДАННЫХ
В. И. Штаненко, И.Г. Барауля, Р.А. Рогов **1196**

ПРОБЛЕМА УТЕЧКИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО СЕТЯМ СОТОВОЙ СВЯЗИ
Д.Ю. Васюков, А.М. Смыгин **1197**

АКТУАЛЬНОСТЬ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СЕТЕЙ
О.М. Лепешкин, А.В. Карпов, Р.К. Шостак **1198**

ФОРМАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНО-РОЛЕВОГО РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА
О.М. Лепешкин, И.А. Фиалкин **1199**

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ КОМПЬЮТЕРНЫХ УГРОЗ НА ИТКС
О.С. Лаута, С.И. Кузнецов, И.А. Клиншов, А.М. Смыгин **1200**

НЕОБХОДИМОСТЬ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ОТ СРЕДСТВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БОРЬБЫ В СОВРЕМЕННЫХ УСЛОВИЯХ
Ю.И. Стародубцев, А.А. Бречко А.А., Н.В. Львова **1201**

АНАЛИЗ УСЛОВИЙ СОЗДАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Ю.И. Стародубцев, В.В. Алашеев, М.Н. Чеснаков **1202**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ НА ОСНОВЕ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПОДХОДА
О.Н. Чопоров, И.Я. Львович, А.П. Преображенский **1203**

АЛГОРИТМ УГЛОМЕСТНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. Д. Виноградов, М. И. Козлов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко **1210**

ОЦЕНИВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В БОРТОВОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ РЛС

В. К. Клочко

Решается задача оценивания пространственных координат нескольких наземных объектов в бортовой многоканальной доплеровской РЛС. Оценивание координат каждого объекта осуществляется на основе нескольких спектральных отсчетов, прошедших тракт первичной обработки в нескольких приемных каналах и соответствующих одной доплеровской частоте. Предложен алгоритм выделения спектральных отсчетов, основанный на методе оптимальной классификации. На основе математической модели спектральных отсчетов дано описание алгоритмов оценивания, основанных на моноимпульсном и фазовом методах. Приводятся результаты компьютерного моделирования.

ESTIMATION OF SPATIAL COORDINATES OBJECTS IN ON-BOARD DOPPLER RADAR

V. K. Klochko

The problem of estimating spatial coordinates of several ground-based objects in the on-Board multi-channel Doppler radar is being solved. Evaluation of the coordinates of each object is carried out on the basis of a few spectral samples that passed the signal processor to multiple receiving channels and corresponding to one Doppler frequency. The algorithm for extracting spectral counts based on the method of optimal classification is proposed. On the basis of a mathematical model of spectral samples the description of the estimation algorithms based on monopulse and phase methods is given. Results over of computer design are brought .

Введение

В существующих бортовых импульсно-доплеровских радиолокационных станциях (РЛС), работающих в режиме узкополосной доплеровской фильтрации [1], формируется двумерное радиолокационное изображение (РЛИ) участка земной поверхности с объектами на поверхности в координатах радиальная дальность − доплеровская частота в виде матрицы РЛИ. Каждый элемент матрицы РЛИ представляет собой модуль комплексного измерения, полученного на выходе тракта первичной обработки в элементах разрешения дальности на доплеровских частотах. Интерес представляют те пиксели – элементы матрицы РЛИ, которые по модулю превышают порог обнаружения полезного сигнала отражения от объектов наблюдения − контролируемых наземных объектов.

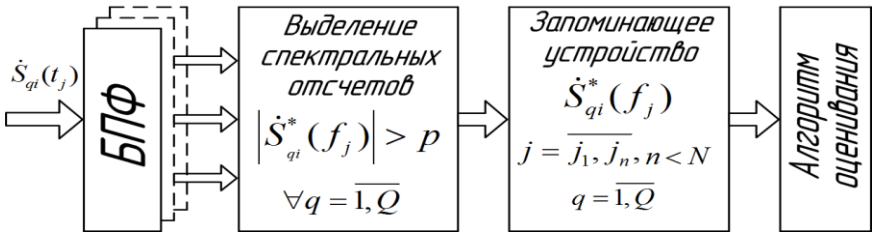
Задача заключается в определении угловых координат объектов, наличие которых зафиксировано в элементах разрешения дальности и доплеровской частоты. Так как по одному пикселю с координатами дальности и доплеровской частоты невозможно определить пространственные координаты, то получают несколько измерений, соответствующих одному элементу разрешения дальности и доплеровской частоты. Это достигается за счет включения нескольких пространственных каналов первичной обработки отраженных сигналов по числу приемных элементов антенной решетки (АР), пространственно разнесенных в плоскости одной антенны [2]. Запаздывание или опережение по фазе сигналов, принимаемых в приемных элементах АР, дает информацию о пространственном положении контролируемых объектов.

Для точного определения координат объектов требуется синхронизация по доплеровской частоте нескольких приемных каналов. В действительности из-за колебаний доплеровской частоты при приеме отраженных сигналов разными антеннами происходит «растекание» частот в соседних элементах разрешения частоты. Это приводит к появлению ложных спектральных отсчетов и изменению их амплитуды. Возникает также задача выделения спектральных отсчетов в нескольких приемных каналах, соответствующих одному и тому же элементу отражения (объекту).

Описание системы наблюдения

Бортовая импульсная доплеровская РЛС, работающая в миллиметровом диапазоне длин волн в режиме высокочастотного повторения импульсов, формирует узкий луч, круговая диаграмма направленности (ДН) которого на уровне 0,5 мощности составляет $1^0 - 2^0$ по азимуту и углу места. Принятые в q-х приемных элементах АР ($q = \overline{1,Q}$, Q – число таких элементов) периодические сигналы $s_q(t)$ проходят тракт первичной обработки. Каждый q-й канал ($q = \overline{1,Q}$) обрабатывает сигнал $s_q(t)$. Так как элементы АР разнесены в пространстве, то сигналы в q-х каналах отличаются фазами. Обработка сигналов в каналах ведется независимо (параллельно). В каждом q-м пространственном канале сигнал $s_q(t)$ проходит усиление промежуточной частоты, фазовое детектирование, низкочастотную фильтрацию, аналого-цифровое преобразование и стробирование по дальности (во времени t). Запомненная в оперативном запоминающем устройстве для каждого i-го элемента разрешения радиальной дальности R_i, $i = \overline{1,M}$ (M – число элементов дальности), комплексная временная последовательность $\dot{s}_{qi}(t_j)$, $j = \overline{1,N}$ (N – объем выборки), подается на блок быстрого преобразования Фурье (БПФ). На выходе БПФ в каждом i-м элементе дальности ($i = \overline{1,M}$) получается комплексный спектр в выделенной полосе доплеровских частот f_j в виде частотной последовательности $\dot{s}^*_{qi}(f_j)$, $j = \overline{1,N}$. Каждому элементу разрешения по частоте этого спектра соответствует пространственный элемент, в котором зафиксировано действие электромагнитного поля излучения (отсутствие или наличие отражения).

Спектральные последовательности $\dot{s}^*_{qi}(f_j)$, $j = \overline{1,N}$, поступают на алгоритм выделения спектральных отсчетов, структурная схема которого без учета колебаний частоты показана на рисунке.



Структурная схема алгоритма выделения спектральных отсчетов

Данный алгоритм, сравнивая амплитуды $|\dot{s}^*_{qi}(f_j)|$ с порогом p, выделяет n частот f_j, $j = \overline{j_1, j_n}$, $j_1, j_n \in \{1,2,...,N\}$, $j_1 < j_n$, $n < N$, на каждой из которых приняты полезные сигналы отражения во всех Q каналах. Соответствующие выделенным j-м частотам

(далее примем обозначение: $j=\overline{1,n}$) комплексные спектральные отсчеты $\dot{s}^{*}_{qi}(f_j)$, $q=\overline{1,Q}$, $j=\overline{1,n}$, в *i*-х элементах дальности поступают на алгоритмы оценивания координат, которые в соответствии с тем или иным методом вычисляют оценки пространственных координат x_{ij}, y_{ij}, z_{ij}, $i=\overline{1,m}$, $j=\overline{1,n}$, объектов в прямоугольной системе наблюдателя. Найденные координаты используются по назначению.

Математическая модель спектральных отсчетов

Спектральные отсчеты $\dot{s}_q(f_j)$, $q=\overline{1,Q}$, (символы i, '*" опустим) подчинены модели [2]:

$$\dot{s}_q(f_j)=\gamma_q\sum_{k=1}^{k_j}U(\varphi_{jk},\theta_{jk})G(\varphi_{jk},\theta_{jk})\exp\{i[(2\pi/\lambda)\delta_q+\xi_q]\}+\dot{p}_q(f_j),$$

(1)

$$\delta_q(x,y)=(x_q x_{jk}+y_q y_{jk})/R,\qquad j=\overline{1,n},$$
$$\xi_q=-(4\pi/\lambda)R_0+\varepsilon(\varphi,\theta)+\eta_q(f_j),\quad \xi_q=\xi_q(f_j),\quad \gamma_q=\gamma_q(f_j).$$

Каждой *j*-й частоте f_j в (1) соответствуют k_j ($k_j=1,2,3,...$) элементов отражения с координатами их центров x_{jk}, y_{jk}, z_{jk}, сигналы от которых суммируются. В частном случае разнесенных в пространстве элементов отражения принимается $k_j=1$, $\forall j=\overline{1,n}$, и модель (1) упрощается:

$$\dot{s}_q(f_j)=\gamma_q U(\varphi_j,\theta_j)G(\varphi_j,\theta_j)\exp\{i[(2\pi/\lambda)\delta_q+\xi_q]\}+\dot{p}_q(f_j),$$

(2)

$$\delta_q(x,y)=(x_q x+y_q y)/R.$$

В моделях (1), (2) используются следующие обозначения: γ_q − мультипликативная помеха, действующая по закону Рэлея и описывающая амплитудную нестабильность из-за колебаний частоты и фазы в *q*-х каналах; $U(\varphi,\theta)$ − амплитуда сигнала отражения в координатах азимута φ и угла места θ, привязанных к центру элемента разрешения *j*-й доплеровской частоты; $G(\varphi,\theta)$ − амплитудная ДН антенны; i – мнимая единица; λ – длина волны; δ_q − линейное запаздывание или опережение отраженного сигнала при приеме его в *q*-м приемном элементе антенны по сравнению с центром антенны, зависящее от искомых координат *x, y* центра элемента отражения, радиальной дальности *R* и известных координат x_q, y_q центра *q*-го приемного элемента; ξ_q − составляющая фазы, зависящая от *R* и случайных величин $\varepsilon(\varphi,\theta)$ и $\eta_q(f_j)$, где ε меняет свои значения по равномерному закону на [0, 2π] при переходе от одного элемента отражения поверхности к другому, а η_q представляет собой нормальный белый фазовый шум, меняющий свои значения в зависимости от *j* и *q*; $\dot{p}_q(f_j)$ − аддитивный комплексный нормальный белый шум аппаратуры с нулевым средним.

Искомыми при известной радиальной дальности *R* являются угловые координаты φ и θ или прямоугольные координаты *x, y* и $z=\sqrt{R^2-x^2-y^2}$ в антенной системе координат.

Величина $\delta_q(\varphi,\theta)$ для плоского фронта волны определена формулой расстояния от центра *q*-го приемного элемента антенны с координатами x_q, y_q до плоскости волны, достигшей центра антенны:

$$\delta_q(\varphi,\theta) = x_q \cos\theta \sin\varphi + y_q \sin\theta,$$

или с учетом $\cos\theta\sin\varphi = x/R$, $\sin\theta = y/R$ имеем:

$$\delta_q(x,y) = (x_q x + y_q y)/R.$$

Задача оценивания координат заключается в нахождении оценок $\hat{x}_{ij}, \hat{y}_{ij}, \hat{z}_{ij}$ координат x, y, z центров искомых объектов на поверхности независимо в каждом i-м элементе разрешения дальности ($i = \overline{1,m}$) на j-й доплеровской частоте ($j = \overline{1,n}$) на основе совокупности Q комплексных измерений $\dot{s}_{qi}(f_j)$, $q = \overline{1,Q}$. Точность оценок зависит от точности выделения спектральных отсчетов. В моделях (1), (2) это выражается действием случайных величин $\gamma_q = \gamma_q(f_j)$ и $\eta_q(f_j)$, первая из которых искажает амплитуду, а вторая – фазу (что также приводит к изменению амплитуды). Модели измерений (1), (2) используются при написании алгоритмов оценивания координат.

Метод выделения спектральных отсчетов

С целью модернизации алгоритма, схема которого изображена на рисунке, дается следующая формализация задачи выделения спектральных отсчетов с учетом колебаний частоты для каждого i-го элемента дальности (символ i далее опускается). В каждом q-м канале имеется спектральная последовательность $\dot{s}_q(f_j)$, $j = \overline{1,N}$. После сравнения модуля $|\dot{s}_q|$ комплексной величины $\dot{s}_q$ с порогом p (символ f_j опустим) независимо в q-х каналах ($q = \overline{1,Q}$) образуются множества $\Omega_1, \Omega_2, \ldots, \Omega_Q$. Каждое q-е множество Ω_q содержит k-е элементы в виде спектральных отсчетов q-го канала $\dot{s}_q(k)$, прошедших через порог p, и номеров частот $j_q(k)$, соответствующих этим отсчетам: $\Omega_q = \{(\dot{s}_q(k), j_q(k)), k = \overline{1,m_q}\}$, где k – порядковый номер элемента; m_q – число элементов множества.

Требуется на множествах $\Omega_1, \Omega_2, \ldots, \Omega_Q$ выбрать n непересекающихся ρ-х групп элементов $(\dot{s}_1(k_1), j_1(k_1))_\rho$, $(\dot{s}_2(k_2), j_2(k_2))_\rho$, …, $(\dot{s}_Q(k_Q), j_Q(k_Q))_\rho$, $k_q \in \{1,2,...,m_q\}$, $q = \overline{1,Q}$, $\rho = \overline{1,n}$, взятых по одному из каждого множества, наиболее правдоподобно соответствующих n отражающим элементам (n объектам). Число n подлежит оцениванию.

Подобная задача выбора известна как задача классификации элементов множеств $\Omega_1, \Omega_2, \ldots, \Omega_Q$ по их принадлежности n объектам, например, в терминах траекторной обработки [3]. Формирование ρ-х групп элементов целесообразно подчинить критерию близости выбранных элементов к центру тяжести каждой группы в квадратичном смысле. Центр тяжести ρ-й группы рассматривается как точка в трехмерном пространстве параметров: частоты $x_1(\rho) = j(\rho)$, амплитуды $x_2(\rho) = |\dot{s}|$ и фазы (аргумента) $x_3(\rho) = \arg\dot{s}$ комплексной величины $\dot{s}$. Критерий правдоподобия носит суммарный характер по числу n групп и подобен критерию метода наименьших квадратов (МНК) с весами:

$$I = \sum_{\rho}^{n} \sum_{q}^{Q} \sum_{L}^{3} \mu_L (x_L(\rho,q) - \bar{x}_L(\rho))^2 \rightarrow \min, \qquad (3)$$

где L – номер параметра; $\mu_L > 0$ – весовой коэффициент, выбираемый эмпирически; $x_L(\rho,q)$ – L-й параметр элемента множества Ω_q, отнесенный к ρ-й группе; $\bar{x}_L(\rho)$ – L-я координата центра тяжести ρ-й группы, вычисляемая по формуле:

$$\bar{x}_L(\rho) = (1/Q)\sum_{q=1}^{Q} x_L(\rho,q).$$

При известном числе n элементы, взятые по одному из каждого множества Ω_1, $\Omega_2,\ldots,\ \Omega_Q$, распределяются по n непересекающимся группам так, чтобы суммарный показатель (3) принял наименьшее значение.

Минимизация (3) наталкивается на вычислительный барьер, связанный с перебором всех возможных непересекающихся комбинаций элементов по n группам. Поэтому в дальнейшем используется последовательная процедура минимизации, основанная на последовательном выборе непересекающихся групп элементов с их исключением из состава множеств Ω_1, $\Omega_2,\ldots,\ \Omega_Q$: вначале выделяется первая группа, характеризующаяся наименьшим значением показателя I_1, на оставшемся множестве групп выделяется вторая группа с наименьшим показателем I_2 и не пересекающаяся с первой и т.д. Критерий оптимальной классификации в этом случае принимает вид:

$$I(\rho) = \sum_{q=1}^{Q}\sum_{L=1}^{3}\mu_L(x_L(\rho,q) - \bar{x}_L(\rho))^2 \rightarrow \quad \min, \quad L = \overline{1,n}.$$

(4)

Устанавливается приближенная связь критериев (3) и (4): $I \approx \sum_{\rho=1}^{n} I(\rho)$.

При неизвестном числе n (что соответствует реальности) последовательная оптимизация (4) оказывается наиболее удачной для решения задачи классификации. Для направленного перебора вариантов дополнительно накладывается ограничение $I(\rho) \le \alpha_Q$, где α_Q – порог, выбираемый с учетом статистической достоверности выбранной комбинации элементов множеств. Первые n непересекающихся групп элементов, удовлетворяющих порогу α_Q ($I(\rho) \le \alpha_Q$, $\rho = \overline{1,n}$), дают оценку n количества наиболее правдоподобных групп. Спектральные отсчеты $\dot{s}_q(k_\rho)$, $q = \overline{1,Q}$, отнесенные к ρ-м группам ($\rho = \overline{1,n}$), передаются на алгоритмы оценивания координат. Порог α_Q теоретически вычисляется с учетом статистических свойств параметров $x_L(\rho,q)$, практически – эмпирическим путем.

Для реализации направленного перебора вариантов при минимизации (4) воспользуемся рекуррентными соотношениями [3]:

$$\bar{x}_L(\rho,q) = \bar{x}_L(\rho,q-1) + (1/(q))(x_L(\rho,q) - \bar{x}_L(\rho,q-1)), \quad q = 2,\ldots,Q,$$

(5)

$$I(\rho,q) = I(\rho,q-1) + ((q-1)/q)\sum_{L=1}^{3}\mu_L(x_L(\rho,q) - \bar{x}_L(\rho,q-1))^2$$

(6)

при начальном условии $\bar{x}_L(\rho,1) = x_L(\rho,q)$, $I(\rho,1) = 0$.

Алгоритм выделения спектральных отсчетов

Алгоритм основан на последовательной минимизации (6) с учетом (5) и сводится к следующим операциям.

1. В каждом q-м канале ($q=\overline{1,Q}$) амплитуды спектров $\dot{s}_q(j)$, $j=\overline{1,N}$, полученных при БПФ, сравниваются с порогом p обнаружения полезного сигнала. Если $|\dot{s}_q(j)|\le p$, то формируется k-й элемент $(\dot{s}_q(k), j_q(k))$ множества Ω_q, $k=\overline{1,m_q}$, ($m_q \le N$). В результате образуются множества Ω_q, $q=\overline{1,Q}$. Параметры элементов множеств Ω_q запоминаются как координаты точек в 3-мерном пространстве: $x_1(k,q)=j_q(k)$, $x_2(\rho)=|\dot{s}|$, $x_3(k,q)=\arg\{\dot{s}_q(k)\}$. Множества Ω_q рассматриваются в порядке уменьшения количества их элементов m_q.

2. На первом шаге q = 1 рассматривается множество Ω_1 с наибольшим количеством элементов. Каждый k-й элемент ($k=\overline{1,m_1}$) этого множества дает начало ρ-й группы, для нее устанавливаются начальные значения показателя правдоподобия и оценок координат центра ρ-й группы:

$$I(\rho,1)=0, \qquad \bar{x}_L(\rho,1)=x_L(\rho,1), \qquad L=\overline{1,3}, \quad \rho=\overline{1,n_1}, \quad n_1=m_1.$$

Номера k-х элементов запоминаются в массиве $K(\rho,1)=\rho$, $\rho=\overline{1,n_1}$.

3. Для последующих множеств Ω_q (q = 2, 3,…, Q) выполняются следующие операции.

3.1. Каждой ρ-й группе ($\rho=\overline{1,n_{q-1}}$), полученной на предыдущем (q-1)-м шаге, ставятся в соответствие k-е элементы множества Ω_q ($k=\overline{1,m_q}$). Выбору подлежат лишь те элементы, частота которых $x_1(k,q)=j_q(k)$ удовлетворяет условию:

$$\bar{x}_1^{\ni}(\rho,q)-\Delta j \le x_1(k,q) \le \bar{x}_1^{\ni}(\rho,q)+\Delta j,$$

то есть попадает в доверительный интервал ρ-й группы, сформированной на предыдущем шаге. Интервал строится относительно экстраполированного значения частоты ρ-й группы: $\bar{x}_1^{\ni}(\rho,q)=\bar{x}_1(\rho,q-1)$.

Величина отклонения Δj выбирается с учетом возможных колебаний частоты (например: Δj = 1 или 2).

Для таких k-х элементов вычисляется показатель правдоподобия в соответствии с (6):

$$I_k = I(\rho,q-1)+((q-1)/q)\sum_{L=1}^{3}\mu_L(x_L(k,q)-\bar{x}_L(\rho,q-1))^2.$$

3.2. Показатель I_k сравнивается с порогом α_q. Если $I(q,k)\le\alpha_q$, то k-й элемент множества Ω_q присоединяется к ρ-й группе и она получает свое продолжение с новым порядковым номером g на q-м шаге (g = 1, 2,…). Для g-й группы запоминается показатель качества: $I(g,q)=I_k$, уточняются оценки параметров в соответствии с (5):

$$\bar{x}_L(g,q)=\bar{x}_L(\rho,q-1)+(1/(q))(x_L(k,q)-\bar{x}_L(\rho,q-1)), \quad L=\overline{1,3},$$

и запоминается номер присоединенного элемента: $K(g,q)=k$.

3.3. Если к ρ-й группе, полученной на предыдущем (q-1)-м шаге, не присоединен ни один из элементов множества Ω_q ($I_k>\alpha_q \ \forall\ k=\overline{1,m_q}$), то эта группа считается неперспективной и не получает дальнейшего продолжения.

3.4. После выполнения операций п. п. 3.1 – 3.3 формируется n_q наиболее перспективных групп с оценками параметров $\bar{x}_L(g,q), L=\overline{1,3}$, $g=\overline{1,n_q}$, показателями правдоподобия $I(g,q)$ и номерами $K(g,q)$ присоединенных к g-м группам элементов множества Ω_q.

4. На последнем шаге $q = Q$ после выполнения операций раздела 3 выделяются n наилучших непересекающихся ρ-х групп с наименьшими показателями $I(g_\rho,Q)$, $\rho=\overline{1,n}$. Выделение групп производится последовательно в порядке увеличения показателей $I(g_1,Q), I(g_2,Q),...$, где g_1 – номер первой выделенной группы, g_2 – номер второй и т. д. После выделения ρ-й группы ($\rho=1,2,...$) из оставшихся групп исключаются те, номера элементов которых совпадают с номерами элементов выделенной группы. Для этого используется массив запомненных номеров $K(g,q)$, $g=\overline{1,n_q}$, $q=\overline{1,Q}$. Допускается минимальное количество π одинаковых элементов групп (например, $\pi = 1$).

Операции п. 4 заканчиваются после выделения очередной ρ-й группы по признаку отсутствия оставшихся групп, при этом оценкой n является последний номер ρ: $n = \rho$.

5. Спектральные отсчеты $\dot{s}_q(k_\rho)$, $q=\overline{1,Q}$, $k_\rho = K(g_\rho,q)$, $\rho=\overline{1,n}$, выделенных элементов множеств $\Omega_1, \Omega_2, \ldots, \Omega_Q$ передаются на алгоритмы оценивания координат.

Квазиоптимальная процедура. Возможно упрощение алгоритма. Для этого вводятся ограничения:

а) к ρ-й группе, сформированной на (q-1)-м шаге, можно отнести только один k-й элемент множества Ω_q, доставляющий показателю I_k наименьшее значение;

б) выбранный k-й элемент не может быть привязан к другой g-й группе.

Это исключает возможность размножения вариантов, но нарушает оптимальность выбора на последнем Q-м шаге в смысле критерия (3). Также отпадает необходимость проверки пересечений выбранных групп, так как каждый элемент множества Ω_q в этом случае не может войти в состав более чем одной группы.

Замечание. В качестве альтернативного алгоритма выделения спектральных отсчетов может быть алгоритм, основанный на методах кластеризации [4]. В этом случае множества $\Omega_1, \Omega_2, \ldots, \Omega_Q$ помещаются в одно объединенное множество $\Omega = \Omega_1 \bigcup \Omega_2, \ldots, \bigcup \Omega_Q$, которое разделяется на n кластеров в соответствии с тем или иным методом кластеризации.

Алгоритмы оценивания координат

Алгоритм 1 (моноимпульсный метод). Координаты x_q, y_q центров 4-х приемных АР располагаются в точках $M_1(d,d)$, $M_2(-d,d)$, $M_3(-d,-d)$, $M_4(d,-d)$. Рассматриваются спектральные отсчеты $\dot{s}_q$, $q=\overline{1,4}$, отнесенные к ρ-й группе (символ k_ρ опущен). Для каждой четверки комплексных величин $\dot{s}_q$, $q=\overline{1,4}$, из (2), если упрощенно полагать $\gamma_q = 1$ и $\xi_q = \xi \ \forall q$, следует:

$$\dot{s}_1 = U\exp\{i\xi\}\exp\{i\mu(x+y)\} + \dot{p}_1, \quad \dot{s}_2 = U\exp\{i\xi\}\exp\{i\mu(-x+y)\} + \dot{p}_2,$$
$$\dot{s}_3 = U\exp\{i\xi\}\exp\{i\mu(-x-y)\} + \dot{p}_3, \quad \dot{s}_4 = U\exp\{i\xi\}\exp\{i\mu(x-y)\} + \dot{p}_4,$$

где $\mu = 2\pi d/(R\lambda)$. При этом выполняются следующие операции.

1. Определяются суммарный и разностные сигналы:

$$\dot{S}_\Sigma = \dot{s}_1 + \dot{s}_2 + \dot{s}_3 + \dot{s}_4, \quad \dot{S}_X = \dot{s}_2 + \dot{s}_3 - \dot{s}_1 - \dot{s}_4, \quad \dot{S}_Y = \dot{s}_3 + \dot{s}_4 - \dot{s}_1 - \dot{s}_2.$$

2. Вычисляются пеленгационные характеристики:

$$U_X = -\mathrm{Im}\{\dot{S}_X\}/\mathrm{Re}\{\dot{S}_\Sigma\} = tg(\mu x), \quad U_Y = -\mathrm{Im}\{\dot{S}_Y\}/\mathrm{Re}\{\dot{S}_\Sigma\} = tg(\mu y).$$

3. Находятся оценки координат для *i*-х элементов дальности R_i и ρ-х групп на линейной части пеленгационных характеристик:

$$\hat{x}_{i\rho} = U_X/\mu, \quad \hat{y}_{i\rho} = U_Y/\mu, \quad \hat{z}_{i\rho} = \sqrt{R^2 - \hat{x}_{ij}^2 - \hat{y}_{ij}^2}.$$

4. Операции 1 – 3 повторяются для всех *i*-х элементов дальности ($i = \overline{1,M}$) и ρ-х выделенных групп ($\rho = \overline{1,n}$).

Замечание. Алгоритм 1 работает на линейной части пеленгационных характеристик. Принятые изначально упрощения $\gamma_q = 1$ и $\xi_q = \xi \ \forall q$ приводят к ошибкам оценивания координат.

Алгоритм 2 (фазовый метод). Приемные элементы АР располагаются на плоскости в точках с координатами: $M_1(d,0)$, $M_2 = (0,d)$, $M_3(-d,0)$, $M_4(0,-d)$. Для каждой четверки комплексных величин $\dot{s}_q$, $q = \overline{1,4}$, их фазы ψ_q зависят от координат *x, y* отражающих элементов:

$$\psi_q = \arg\{\dot{s}_q(f_j)\} = (2\pi/\lambda)\,\delta_q + \xi_q = 2\pi/(R\lambda)(x_q x + y_q y) + \xi_q.$$

При оценивании искомых координат *x, y* выполняется следующее.

1. Измеряются аргументы комплексных величин $\dot{s}_q$ – фазы $\psi_q = \arg\{\dot{s}_q\}$, $q = \overline{1,4}$, с помощью фазового детектора.

2. Вычисляются разности фаз: $\Delta\psi_X = \psi_1 - \psi_3$, $\Delta\psi_Y = \psi_2 - \psi_4$.

3. Находятся оценки координат элемента отражения на *i*-й дальности для ρ-й группы: $\hat{x}_{i\rho} = \Delta\psi_X/(2\mu)$, $\hat{y}_{i\rho} = \Delta\psi_Y/(2\mu)$, $\hat{z}_{i\rho} = \sqrt{R^2 - \hat{x}_{i\rho}^2 - \hat{y}_{i\rho}^2}$.

4. Операции п. п. 1 – 4 повторяются для всех значений $i = \overline{1,m}$ и $\rho = \overline{1,n}$.

Ошибки оценивания координат зависят от числовых характеристик случайной величины $\eta_q(f_j)$ в составе $\xi_q = -(4\pi/\lambda)R_0 + \varepsilon(\varphi,\theta) + \eta_q(f_j)$.

Алгоритмы 1 и 2 рассчитаны на один элемент отражения на каждой доплеровской частоте. При наличии нескольких элементарных отражателей (объектов) на одной частоте оценке подлежит некоторый центр этой группы, и точность оценивания каждого элемента отражения снижается.

Компьютерное моделирование

Пространственный элемент разрешения доплеровской РЛС в пределах объема ДН антенны располагается вдоль изодопы – линии пересечения сферической поверхности уровня дальности R_i (далее обозначено *R*) и конической поверхности уровня частоты f_j. На изодопе находится отражающий элемент − контролируемый объект на поверхности. Известна зависимость [1]:

$$f_j = (2v/\lambda)\cos\alpha_j,$$

связывающая доплеровскую частоту f_j с косинусом угла α_j между ортом $\vec{v}^0 = (v_x, v_y, v_z)$ вектора $\vec{v}$ скорости движения носителя РЛС (v_x, v_y, v_z − направляющие косинусы вектора $\vec{v}$) и радиус-вектором $\vec{r} = (x,y,z)$ центра отражающего элемента поверхности. Через скалярное произведение векторов $\vec{v}^0$ и $\vec{r}$ устанавливается связь между координатами и частотой:

$$v_x x + v_y y + v_z z = R\cos\alpha_j = R(\lambda/2v) f_j .$$

(7)

Уравнение (7) в прямоугольной системе координат можно рассматривать как уравнение плоскости, которое совместно с уравнением сферы $R = (x^2 + y^2 + z^2)^{1/2}$ при фиксированной дальности R дает уравнение изодопы. Для узкой ($1^0 - 2^0$) ДНА в (7) принимается $z \approx R$ и (7) упрощается:

$$v_x x + v_y y = c_j , \qquad c_j = R(\cos\alpha_j - v_z) = R\,[(\lambda/2v) f_j - v_z],$$

(8)

т.е. изодопа в пределах ширины ДН антенны аппроксимируется прямой.

Из (8) вытекают практически важные случаи переднебокового обзора, когда $\vec{v}^0 = (v_x, 0, v_z)$ и координата x определяется доплеровской частотой через коэффициент c_j: $x = c_j / v_x$, а также передненижнего обзора, когда $\vec{v}^0 = (0, v_y, v_z)$ и $y = c_j / v_y$.

При моделировании на известной дальности R задавались координаты x, y отражающих элементов поверхности, которые для известной скорости v, координат вектора скорости v_x, v_y, v_z и длины волны λ определяли доплеровскую частоту f_j в соответствии с (7), (8). Моделировался участок земной поверхности, наблюдаемый при движении бортовой РЛС в режимах переднебокового и передненижнего обзоров. Скорость движения и орт вектора скорости задавались: v = 100 *м/с*, $\vec{v}^0 = (1/\sqrt{2}; 0; 1/\sqrt{2})$ для переднебокового обзора, $\vec{v}^0 = (0; 1/\sqrt{2}; 1/\sqrt{2})$ для передненижнего обзора и $\vec{v}^0 = (1/\sqrt{3}; 1/\sqrt{3}; 1/\sqrt{3})$ для общего случая. На дальности R = 1 *км* моделировалась полоса склона земной поверхности. При ширине круговой ДНА 2^0 на дальности 1 *км* высота склона по оси *oy* составляла 34 *м*, протяженность по оси *ox* также 34 *м*. Центры элементов поверхности общим числом 26 по одному на каждой частоте шли с шагом 1,36 *м* по осям x и y в сторону уменьшения высоты склона. Каждому элементу соответствовала определенная доплеровская частота. Среди 26 элементов присутствовали n = 5 - 10 элементов, принадлежащих ρ-м объектам ($\rho = \overline{1,n}$). Оценке подлежали их пространственные координаты. Для имитации неровности склона координата y точек отражения подвергалась искажению по равномерному закону.

Базовое расстояние между приемными элементами АР: $2d$ = 0,1 *м*. Ширина круговой ДН $\Delta = 2\pi/180 \approx 0{,}034$ *рад*, что соответствует линейной ширине примерно 34 *м* на указанной дальности. Амплитудная ДН q-го приемного элемента антенны с угловыми координатами центра $(\varphi_{0q}, \theta_{0q})$:

$$G_q(\varphi,\theta) = \exp\{-k_0[(\varphi-\varphi_{0q})^2/\Delta^2 + (\theta-\theta_{0q})^2/\Delta^2]\}, \quad k_0 = \sqrt{1{,}4}.$$

В составляющей фазы $\xi_q = \varepsilon - (4\pi/\lambda)R + \eta_q$ случайная величина ε, равномерно распределенная на $[0, 2\pi]$, менялась при переходе от одного элемента отражения к другому. На входе ДПФ действовал аддитивный комплексный шум с нулевым средним и СКО действительной и мнимой части σ_p. Предусматривалась мультипликативная помеха с единичным средним и СКО σ_γ. Действовал фазовый шум η_q с нулевым средним и СКО σ_η. Длина волны $\lambda = 0{,}01\,м$.

На выходе трактов первичной обработки в Q каналах при частоте дискретизации $f_д$ = 100 *кГц* моделировались Q временных последовательностей длиной $N = 5000$ каждая, которые подвергались ДПФ. В общей полосе частот [0, 100 *кГц*] полоса частот, соответствующая элементам поверхности, составляла [13,9 *кГц*; 14,4 *кГц*] с разрешением

по частоте 20 *Гц*. Некоторые из этих частот общим числом *n* соответствовали искомым объектам. Полученные в результате ДПФ спектральные последовательности подавались на вход алгоритмов обработки данных (выделения спектральных отсчетов и оценивания координат) и обрабатывались независимо (параллельно) в элементах дальности. При реализации алгоритма выделения спектральных отсчетов использовалась квазиоптимальная процедура.

Точность оценок $\hat{x}_{i\rho}, \hat{y}_{i\rho}, \hat{z}_{i\rho}$ характеризовалась евклидовым расстоянием между точкой $M(x_{i\rho} y_{i\rho}, z_{i\rho})$ − центром *i*-го, *ρ*-го элемента отражения и найденной алгоритмом точкой $\hat{M}(\hat{x}_{i\rho}, \hat{y}_{i\rho}, \hat{z}_{i\rho})$, которое принималось за ошибку оценивания: $\Delta = \| M - \hat{M} \|$. В статистическом смысле мерой точности являлись: средняя ошибка $\Delta_{ср}$, СКО ошибки σ_Δ и доверительный интервал ошибок. Результаты моделирования сводятся к следующему.

Влияние аддитивного шума $\dot{p}_q$ на входе ДПФ на точность работы алгоритмов 1, 2 показано в таблице 1. Здесь даны средние ошибки и оценки СКО ошибок, усредненные в диапазоне отношения сигнал-шум С/Ш = $20\lg(U/\sigma_p)$ от 20 до 60 дБ при $\sigma_\gamma = 0$, $\sigma_\eta = 0$.

Таблица 1 – Влияние аддитивного шума

Алгоритм	1	2
Средняя ошибка, м	0,583	0,523
Средняя СКО, м	0,263	0,305

Слабое влияние аддитивного шума, действующего на входе ДПФ, объясняется значительным снижением уровня шума в результате его усреднения в алгоритме ДПФ.

Влияние мультипликативной помехи γ_q при фиксированном отношении С/Ш = 60 дБ и $\sigma_\eta = 0$ показано в таблице 2. Данные усреднены в диапазоне значений σ_γ от 0 до 0,2.

Таблица 2 – Влияние мультипликативной помехи

Алгоритм	1	2
Средняя ошибка, м	0,600	0,543
Средняя СКО, м	0,296	0,319

Влияние фазового шума η_q при фиксированном отношении С/Ш = 60 дБ и $\sigma_\gamma = 0$ показано в таблице 3. Данные усреднены в диапазоне значений σ_η от 0 до $\pi/5$.

Таблица 3 – Влияние фазового шума

Алгоритм	1	2
Средняя ошибка, м	0,656	0,664
Средняя СКО, м	0,475	0,392

В алгоритме 2 из-за скачков фазы наблюдались сбои – оценки координат на отдельных частотах выходили за пределы линейной ширины ДНА, такие частоты пропускались. Оценка вероятности сбоя составила 0,05.

Работа алгоритмов считалась удовлетворительной, если средняя ошибка на превышала 1 *м*. При этом доверительный интервал ошибок, распределенных по закону Рэлея, при доверительной вероятности 0,95 для СКО ошибки σ_Δ составляет $(0;\ 2{,}5\sigma_\Delta)$ и при $\sigma_\Delta < 0{,}4$ дает (0; 1) *м*.

Вычислительный анализ алгоритмов показал, что их сложность линейно возрастает с увеличением числа доплеровских частот при параллельной обработке сигналов в элементах дальности и имеет квадратичную зависимость при последовательной обработке в элементах дальности.

Выводы

Использование нескольких пространственных каналов имеет очевидное преимущество по сравнению с одним каналом первичной обработки. Так, на дальности 1 *км* при ширине ДНА 2^0 максимальная погрешность оценки положения элемента отражения (объекта) в системе с одним пространственным каналом составляет половину линейной ширины ДНА − 12 *м*. Предлагаемые алгоритмы в условиях моделирования позволяют измерить положение с погрешностью до 1 *м* (с учетом доверительного интервала ошибок оценивания) при известной дальности *R*. Следовательно, погрешность оценок угловых координат (в линейных единицах) удается уменьшить в 10 раз. Колебания доплеровской частоты в каналах компенсируются действием предложенного алгоритма выделения спектральных отсчетов.

Алгоритмы могут найти применение в бортовых РЛС в целях повышения безопасности маловысотных полетов, когда требуется определение координат отдельно стоящих на земной поверхности высотных объектов, а также в системах трехмерного радиовидения [5].

Литература

1. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. − М.: Радиотехника, 2005. − 368 с.

2. Клочко В. К. Модель многоканальной системы оценивания координат элементов земной поверхности на базе бортовой доплеровской РЛС // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 3. С. 40 – 43.

3. Клочко В. К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.

4. Чураков Е. П. Введение в многомерные статистические методы: учеб. пособие. СПб.: Изд-во «Лань», 2016. 148 с.

5. Клочко В. К. Трехмерное радиовидение на базе бортовой доплеровской РЛС // Радиотехника. 2015. № 5. С. 35 – 40.

Сведения об авторе

Клочко Владимир Константинович, доктор технических наук, заведующий кафедрой математического моделирования Рязанского государственного радиотехнического университета, область интересов – формирование трехмерных изображений объектов в системах активной и пассивной радиолокации, обнаружение объектов и траекторная обработка. Электронный адрес: klochkovk@mail.ru

УДК 621.878.2: 621.396

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ОБРАБОТКИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА

В.К. Маршаков, А.Д. Кононов, А.А. Кононов

Обосновывается выбор и предлагается функциональная схема приемного устройства координатомерной системы с цифровым фазометром и специализированным вычислительным устройством, обеспечивающими нахождение текущих координат мобильного объекта и определение сигналов рассогласования для исполнительных механизмов, реализующих его движение по заданным траекториям

THE ANALYSIS OF VARIANTS OF HANDLING OF OUTPUT SIGNALS OF A DIFFERENCE-RANGING NAVIGATOR FOR THE COORDINATION WITH OPERATING MECHANISMS OF MOBILE OBJECTS

V.K. Marshakov, A.D. Kononov, A.A. Kononov

The choice is justified and the functional diagram of a receiving device of the system of measurement of coordinates with the digital phase meter and specialized computing mechanism providing a determination of flowing coordinates of a mobile object and definition of error signals for operating mechanism, implementing its driving on planned trajectories is offered.

При исследовании вопросов автоматического управления движением мобильных объектов (МО) в качестве метода управления может быть использован навигационный метод, основанный на измерении текущих координат объекта и сопровождении его перемещения по заданной программной траектории [1-3]. Метод реализуется разностно-дальномерной системой, использующей разнесенные передающие станции , с обработкой выходных сигналов на ЭВМ. Точность измерения координат объекта разностно-дальномерной системой определяется стабильностью сдвигов фаз сигналов при распространении в пространстве и в аппаратуре [4,5] и точностью измерения сдвига фаз. Таким образом, вместе с повышенными требованиями к стабильности фазовых характеристик аппаратуры, должны предъявляться жесткие требования к точности фазоизмерительной системы. Высокой точностью измерения фазы обладают методы цифровой фазометрии [6]. Наряду с обеспечением высокой точности эти методы также открывают возможность непосредственного применения вычислительных средств для обработки полученной информации [7] и ее использования в системах дистанционного управления функционирования МО. Для обработки информации с помощью малогабаритных микропроцессорных средств необходимо предварительное преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму, что обеспечивается цифровым фазометром. Методы дискретной фазометрии с непосредственным цифровым представлением результата, основаны на определении интервалов времени, однозначно связанных с измеряемой разностью фаз.

Итак, фазоизмерительное устройство (ФИУ) является неотъемлемой частью разностно-дальномерной навигационной системы. Поскольку определение координат объекта осуществляется с помощью информации, содержащейся в фазе сигнала, то изме-

рение расстояний сводится к измерению сдвига фаз между сигналами [8,9] двух станций. Входными сигналами приемного устройства являются сигналы от трех передающих станций (Ст1 – основная; Ст2 и Ст3 - вспомогательные). В фазоизмерительном устройстве сравниваются фазы сигналов между Ст1 и Ст2 по первому каналу и между Ст1 и Ст3 по второму каналу. Измеряемый фазовый сдвиг между Ст1 и Ст2 позволяет вычислить разность расстояний r_2-r_1, а между Ст1 и Ст3 – разность расстояний r_3-r_1 (r_1,r_2,r_3 – расстояния от мобильного объекта до излучающих станций Ст1, Ст2, Ст3 соответственно). Две такие разности (гиперболы местонахождения) полностью определяют координаты объекта.

Каждый из измерительный каналов представляет собой интегрирующий фазометр с постоянным временем измерения, в основе действия которого лежит непосредственное преобразование величины фазового сдвига (временного интервала) в цифровой код.

Выходные сигналы счетчиков в цифровой форме, однозначно определяющие фазовый сдвиг приходящих от разных станций сигналов, поступают для дальнейшей обработки на специализированное вычислительное устройство (СВУ), необходимое для автоматического управления МО. В нем заложена информация о задаваемой траектории перемещения рабочего агрегата. СВУ сравнивает текущие значения координат с заранее определенными и находящимися в памяти параметрами и в случае их расхождения подает команду в регулирующее устройство МО (исполнительные механизмы - ИМ) на минимизацию отклонений.

Современные электрогидравлические исполнительные механизмы подвижных агрегатов являются устройствами, интенсивность действия которых зависит от длительности управляющих импульсов тока. Следовательно, цифровой код выходной информации СВУ необходимо преобразовывать во временной интервал, чтобы ИМ отрабатывали перемещение пропорционально данному коду.

К блоку преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с исполнительным механизмами движущихся агрегатов предъявляется ряд требований.

1. Ввиду того, что величина рассогласования может быть как положительной, так и отрицательной, блок преобразования выходных сигналов СВУ должен иметь два выхода – сигнал отработки положительный и сигнал отработки отрицательный.

2. В момент приема информации из ФИУ и ее обработки вычислительным блоком, выходная информация СВУ не должна поступать на вход блока преобразования для согласования с ИМ.

3. В момент начала цикла вычисления координат агрегата и определения величины рассогласования между желаемым и действительным положением объекта на рабочем поле, то есть по окончании передачи информации из ФИУ в СВУ, должен вырабатываться сигнал очередного запуска ФИУ, по которому производится следующее измерение координат.

4. По окончании отработки сигнала рассогласования исполнительными механизмами должен вырабатываться сигнал установки «в нуль», по которому весь цикл работы СВУ, т.е. преобразование и запись информации в вычислительный блок ФИУ, счет и обработка рассогласования, повторяется.

Основным устройством блока преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с ИМ является преобразователь «код – временной интервал» («код – ширина импульса»). В настоящее время существуют две основные системы такого преобразования.

1. Система «код – напряжение – временной интервал» с использованием широтно-импульсных модуляторов (ШИМ), основанных на сравнении преобразуемого во временной интервал напряжения с пилообразным напряжением.

2. Дискретные системы «код – количество импульсов постоянной частоты – временной интервал».

В цифроаналоговых системах «код – напряжение – временной интервал» (рисунок 1) с использованием ШИМ, основанных на сравнении преобразуемого во временной интервал и пилообразного напряжений, информация с выхода вычислительного блока поступает на преобразователь «код - напряжение» (ПКН) и сравнивается на входах ноль-органа (НО), выполненного обычно на операционном усилителе, с эталонным сигналом, вырабатываемым ждущим генератором пилообразного напряжения (ГПН), запускаемым по переднему фронту выходного импульса. Точность такого преобразования зависит от точности преобразования «код - напряжение», точности ноль-органа, нестабильности по длительности и линейности сигнала генератора пилообразного напряжения.

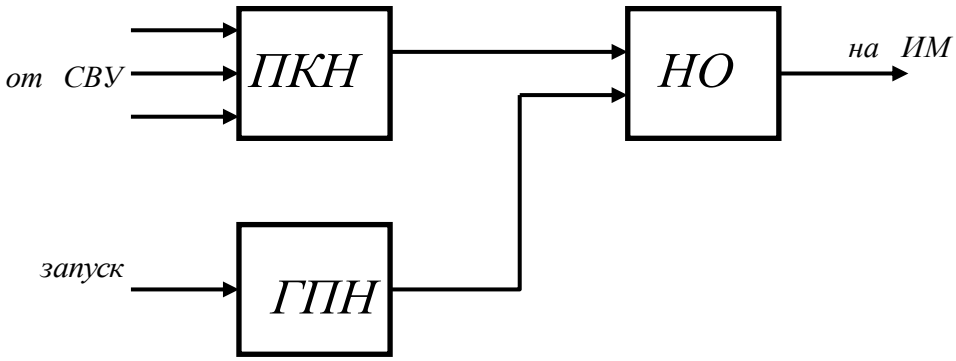


Рисунок 1 – Цифроаналоговая система
«код - напряжение - временной интервал»

Точность преобразования «код – напряжение» зависит от точности подбора весовых коэффициентов и идентичности ключевых элементов и составляет обычно от 1% (для прецизионных преобразователей) до 7-8%.

Точность срабатывания ноль-органов зависит от величины коэффициента усиления и величины дрейфа нуля операционного усилителя. Коэффициенты усиления операционных усилителей, выполненных на интегральных схемах, от 30 000 до 500 000. Точность ноль-органов, выполненных на таких усилителях, без учета дрейфа нуля составляет от 0.04 до 4 мV. Величина дрейфа нуля операционного усилителя зависит от приведенной ко входу разности входных токов усилителя и составляет 1-10 мV/1°С.

Нестабильность длительности сигнала ГПН зависит, главным образом, от изменения параметров полупроводниковых приборов под действием дестабилизирующих факторов (температура, старение и др.) и составляет для точных каскадов сравнения около 0.1%.

Лучшими точностными характеристиками обладают системы, у которых удается исключить ШИМ с генератором пилообразного напряжения и аналоговыми ноль-органами [10]. Такими системами являются системы «код – количество импульсов с фиксированной частотой следования – временной интервал». Функциональная схема подобного преобразователя приведена на рисунке 2. Она содержит генератор эталонной частоты (ГЭЧ), счетчик (Сч), схемы совпадения кодов (ССК) счетчика и выходной информации вычислительного блока и RS-триггеры (триггер ШИМ - ТШИМ).

В момент окончания процесса счета вырабатывается сигнал выдачи информации вычислительного блока, запускается генератор эталонной частоты, начинает считать счетчик, а триггер ШИМ устанавливается в положение «1». Сигналы с выходов счетчика и шин выдачи информации СВУ поступают на ССК. При совпадении кода счетчиков

и кода выходной информации вычислительного блока появляется сигнал, возвращающий ТШИМ в положение «0». Таким образом, вырабатывается сигнал, длительность которого пропорциональна коду выходной информации вычислительного блока. Точность таких систем зависит исключительно от стабильности частоты эталонного генератора.

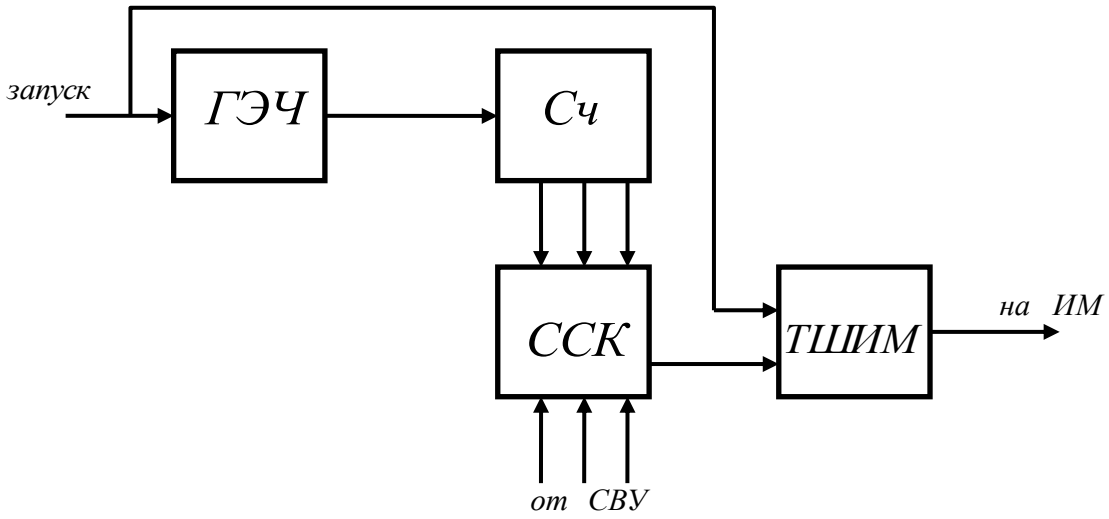


Рисунок 2 – Дискретная система
«код – количество импульсов – временной интервал»

Исходя из вышеизложенных соображений блок преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с исполнительными механизмами МО целесообразно выполнить по принципу «код – количество импульсов эталонной частоты – временной интервал» с кварцевым генераторов опорной частоты. Нестабильность такого преобразования составляет 10^{-6}-10^{-12} в зависимости от термостабильности кварца и качества термостата.

Функциональная схема блока преобразования выходных сигналов СВУ приведена на рисунке 3. В общем случае она содержит:

– дешифратор выходных сигналов вычислительного блока (DBC);

– буферную память (БП);

– счетчик до 1000 (Сч);

– схемы совпадения кодов (ССК) счетчика и буферной памяти;

– генератор отработки (в нем триггер ШИМ (ТШИМ) и определитель знака рассогласования (ОЗ));

– генератор эталонной частоты (ГЭЧ);

– схему управления генераторами (СУГ), в которую входят схема выработки импульса «0» и формирователь импульса разрешения-запрета.

Дешифратор DBC выходных сигналов построен на логических схемах 3И, на входе которых происходит совпадение трех сигналов запрет, разрез, вес числа. Дешифратор DBC предназначен для преобразования выходных сигналов, поступающих с устройства управления индикацией СВУ в последовательном коде, в параллельный код, необходимый для записи информации в буферную память. БП представляет собой 12 разрядный параллельный регистр, предназначенный для хранения информации на все время отработки сигнала рассогласования.

Генератор обработки ГО предназначен для запуска счетчика Сч на время отработки сигнала рассогласования по окончании записи в регистр БП блока.

Счетчик Сч представляет собой совокупность трех последовательных декадных счетчиков и предназначен для преобразования количества импульсов ГО в цифровой код.

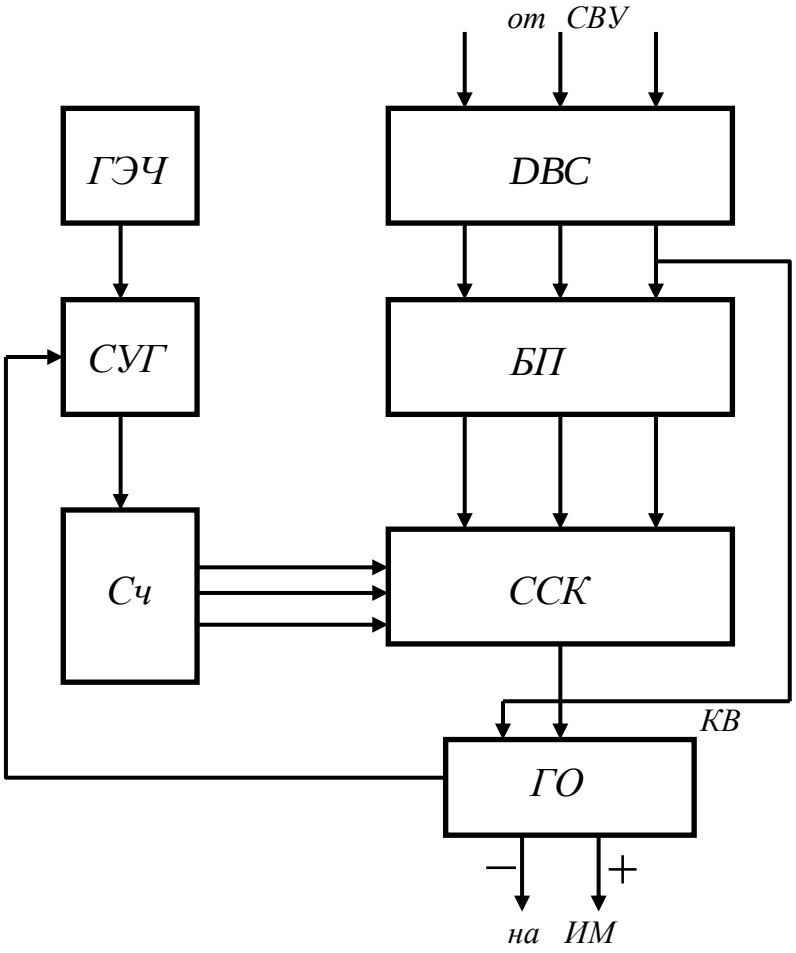


Рисунок 3 – Функциональная схема блока преобразования

Схемы совпадения кодов Сч и БП вырабатывают сигнал $U_{совп}$, сбрасывающий в «0» триггер ШИМ. ТШИМ в схеме ГО устанавливается в «1» по окончании импульса записи в БП старшего разряда сигнала рассогласования. При этом формируется передний фронт импульса рассогласования, определяющий время работы ИМ. Задний фронт импульса формируется по $U_{совп}$.

Определитель знака рассогласования представляет собой дешифратор, аналогичный дешифратору выходных сигналов вычислительного блока, и триггер буферной памяти знака. При совпадении положительных уровней сигналов с одного из плеч триггера буферной памяти знака и дешифратора знака на соответствующем выходе ОЗ рассогласования (положительном или отрицательном) появляется импульс рассогласования.

Схема выработки импульса «0» по заднему фронту импульса рассогласования формирует импульс, сбрасывающий все триггеры блоков преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с ИМ объекта и устройства преобразования выходных сигналов фазоинвертирующего устройства в «0». При этом рабочий цикл всего СВУ повторяется сначала.

Временная диаграмма работы СВУ представлена на рисунке 4.

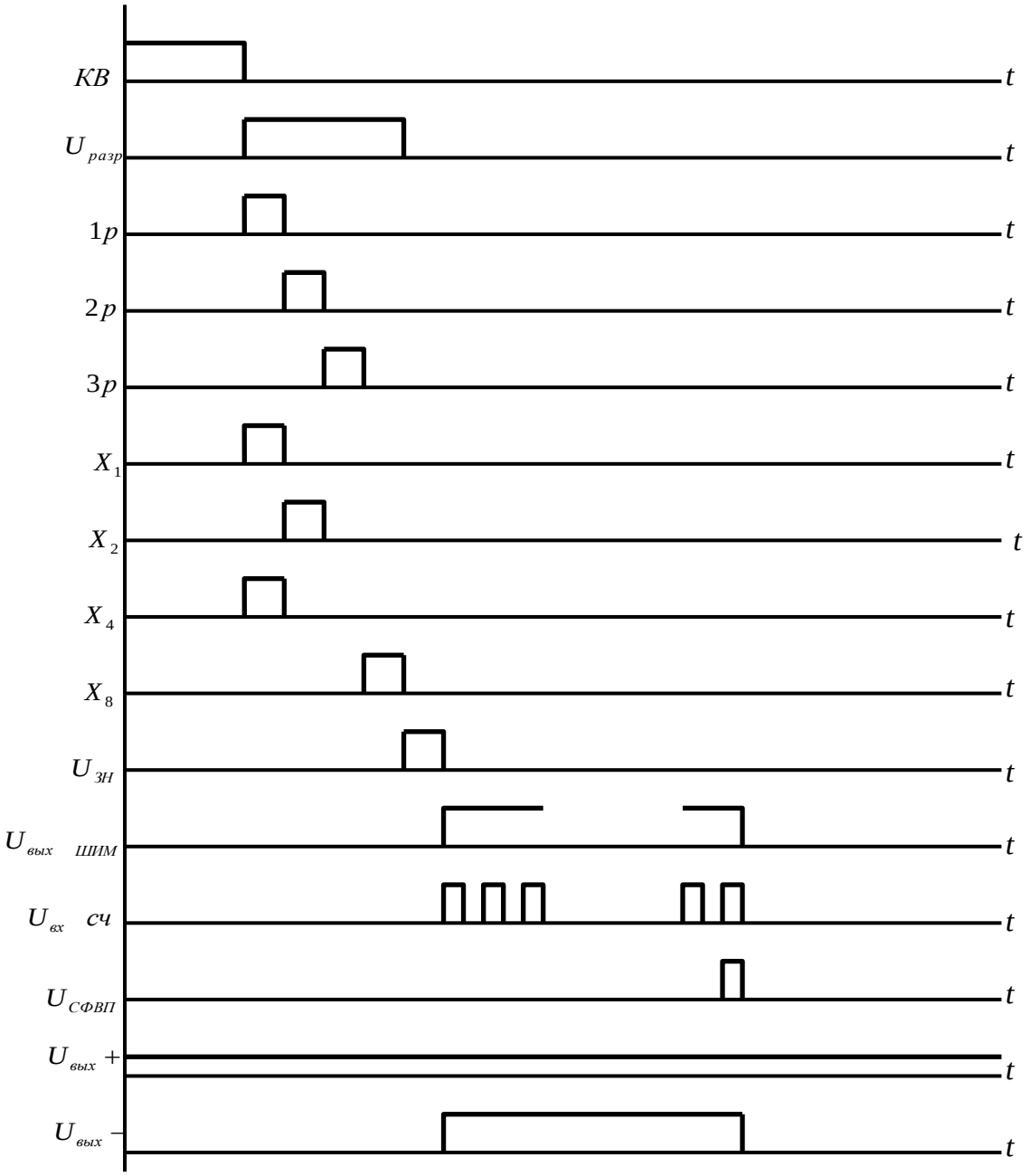


Рисунок 4 – Временная диаграмма работы блока преобразования

По сигналу «конец вычислений» КВ, поступающему с устройства управления вычислительного блока [11], формируется сигнал $U_{разр}$, разрешающий считывание информации от СВУ. Выходная информация в виде двоично-десятичного кода 1-2-4-8 и порядковых номеров разрядов по весовым (x_1, x_2, x_4, x_8) и разрядным (1р, 2р,3р) шинам подается, начиная с младшего разряда, на дешифратор выходных сигналов вычислительного блока, представляющий собой схемы совпадения положительных сигналов $U_{разр}$, веса данного разряда x_1, x_2, x_4, x_8 и номера данного разряда 1р, 2р, 3р. БП представляет собой 12-ти разрядный регистр, содержащий RS триггеры, также выполненный на микросхемах. Счетчик до 1000 выполнен по схеме с комбинированными обратными связями.

При совпадении кодов Сч и БП на выходе ССК появляется импульс $U_{совп}$, сбрасывающий ТШИМ в «0». При совпадении положительных уровней сигналов разреше-

ния переписи информации из вычислительного блока в устройство преобразования выходных сигналов СВУ $U_{разр}$ и сигнала $U_{ЗН}$ появляется отрицательный имупльс, устанавливающий ТШИМ в «1». Положительный сигнал с единичного плеча триггера ШИМ «разрешает» передачу тактовых импульсов на вход Сч. Сброс триггера в «0» осуществляется импульсом $U_{совп}$.

Схема выработки импульса у «0» вырабатывает отрицательный импульс длительностью 100мкс для установки в «0» триггеров устройства преобразования выходных сигналов фазоинвертирующего устройства, блока преобразования выходных сигналов СВУ для согласования с ИМ и служит для циклического запуска СВУ.

Лабораторные испытания проводились с целью определения работоспособности основных узлов блока согласования выходных сигналов СВУ с исполнительными механизмами подвижных агрегатов, проверки соответствия величины кода выходного сигнала СВУ и длительности импульса напряжения, предназначенного для управления электрогидравлическими исполнительными механизмами.

Для проверки работоспособности основных узлов блока преобразования выходных сигналов от СВУ для согласования с ИМ был собран испытательный стенд, схема которого приведена на рисунке 5. Стенд состоит из имитатора выходных сигналов фазовой разностно-гиперболической координатомерной системы (1,2), фазоизмерительного устройства (3), специализированного вычислительного устройства (4), блока согласования выходных сигналов СВУ с исполнительными механизмами (5), частотомера (6) и осциллографа (7).

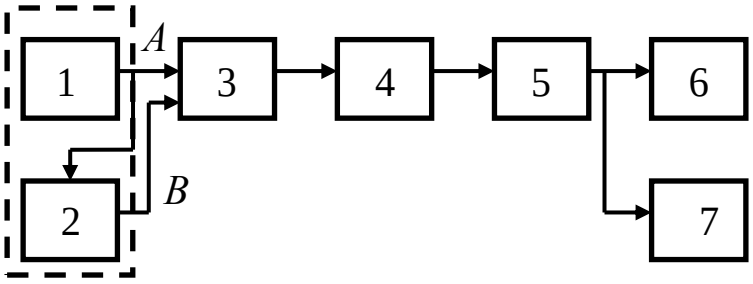


Рисунок 5 – Схема испытательного стенда

Имитатор выходных сигналов разностно-дальномерной навигационной системы вырабатывает импульсы, передние фронты которых сдвинуты друг относительно друга на величину длительности задержки (рисунок 6).

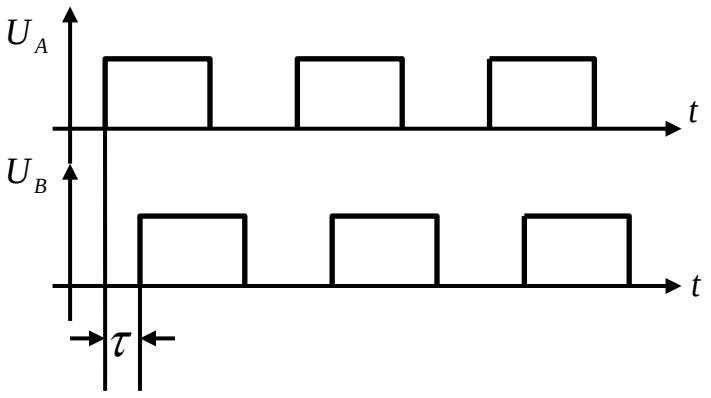


Рисунок 6 – Эпюры напряжений на выходе
имитатора выходных сигналов навигационной системы

Частоты следования импульсов определяются генератором 1, длительность задержки τ регулируется генератором 2.

В качестве имитатора использовались два генератора, один из которых работал в автоколебательном режиме, другой в ждущем режиме с задержкой выходного импульса. Таким образом, на входы фазоизмерительного устройства подаются импульсы длительностью 1-5мс, следующие с частотой генератора 2, равной 100 кГц, передние фронты которых сдвинуты друг относительно друга на 1-3мкс.

Фазоизмерительное устройство (ФИУ) измеряет длительность паузы между импульсами, поступающими на разноименные входы, равную длительности задержки, вырабатываемой генератором 2, и преобразует ее длительность в цифровой параллельный код 1-2-4-8.

Выходная информация ФИУ вводится в СВУ, обрабатывается и в виде последовательного цифрового кода поступает на вход блока согласования выходных сигналов СВУ с исполнительными механизмами, конструктивно выполненным в одном корпусе с СВУ.

По индикатору цифрового частотомера выставляется частота следования импульсов генератора отработки равная 1 кГц. Меняя плавно задержку времени τ генератора 2 в пределах 1-3 мкс, данная информация через фазоизмерительный блок вводилась в СВУ, работающее в режиме проверки. Код выходной информации при этом высвечивался на устройстве цифровой индикации СВУ.

Электронным частотомером, работающим в режиме измерения длительности импульса, фиксировалась длительность выходного импульса идущего на управление исполнительным механизмом МО. При этом отмечена идентичность показаний частотомера с кодом выходной информации СВУ.

В дальнейшем при испытаниях блока в полевых условиях информация на вход СВУ подавалась непосредственно с ФИУ разностно-гиперболической координатомерной системы. Частотомером измерялась длительность импульсов ШИМ и проверялось ее соответствие коду выходной информации СВУ при частоте задающего генератора отработки 1 кГц. Результаты натурного эксперимента оказались в соответствии с результатами лабораторных испытаний.

Предлагаемое устройство обработки выходных сигналов разностно-дальномерной системы, реализованное с применением элементов дискретной микроэлектроники, обладает высокой стабильностью, большим динамическим диапазоном, высоким быстродействием и возможностью гибкой оперативной перестройки параметров системы при необходимости изменения характера функционирования МО.

Литература

1. Маршаков В.К. Анализ систем траекторного сопровождения мобильных объектов с автоматическим управлением / В.К. Маршаков, А.Д. Кононов, А.А. Кононов // Сб. докладов XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2015. – Т.3, С.1296 – 1304.

2. Устинов, Ю.Ф. Основные концептуальные принципы автоматизации и дистанционного управления землеройно-транспортными машинами / Ю.Ф. Устинов, И.М. Тепляков, Ю.В. Авдеев, А.А. Кононов // Изв. вузов. Строительство. – 2005. – № 6. – С.65–67.

3. Кононов, А.Д. Исследование возможностей создания координирующего программного устройства для реализации алгоритмов автоматического управления движением мобильных объектов / А.Д. Кононов, А.А. Кононов // Вестник Воронежского государственного университета, серия Системный анализ и информационные технологии.

– Воронеж, 2015. – № 1 – С. 9–13.

4. Маршаков В.К. Определение диэлектрических параметров объектов СВЧ измерителем с антеннами ортогональной поляризации / В.К.Маршаков, А.Д.Кононов, А.А.Кононов // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. – Воронеж. – 2006. – № 2.– С. 91–93.

5. Устинов Ю.Ф. Методологические основы экспериментального определения некоторых физико-механических свойств разрабатываемого грунта / Ю.Ф.Устинов, А.Д.Кононов, А.А.Кононов // Известия высших учебных заведений. Строительство. – 2005. – № 11–12. – С. 109–113.

6. Авдеев, Ю.В. Сравнительный анализ фазовых методов определения координат в задачах дистанционного автоматического управления машинами дорожно-строительного комплекса / Ю.В. Авдеев, А.Д. Кононов, А.А. Кононов, Н.А. Варданян // Изв. вузов. Строительство. – 2014. – № 1(661). – С.86 –93.

7. Кононов, А.Д. Алгоритм обработки сигналов датчиков системы следящего дистанционного управления землеройно-транспортными машинами / А.Д. Кононов, Ю.В. Авдеев, А.А. Кононов // Изв. вузов. Строительство. – 2009. – № 3-4. – С.95–99.

8. Авдеев Ю.В. К вопросу исследования радиоволнового канала системы дистанционного управления землеройно-транспортными машинами / Ю.В.Авдеев, А.Д.Кононов, А.А.Кононов, В.Н.Аникин // Известия высших учебных заведений. Строительство. – 2010. – № 10. – С. 86–92.

9. Авдеев, Ю.В. Анализ принципов дистанционного адаптивного управления землеройно-транспортными машинами / Ю.В. Авдеев, А.Д. Кононов, А.А. Кононов // Изв. вузов. Строительство. – 2012. – № 9(645). – С.41–46.

10. Авдеев, Ю.В. Метод компенсации погрешностей измерения координат при автоматическом дистанционном управлении машинами дорожно-строительного комплекса / Ю.В. Авдеев, А.Д. Кононов, А.А. Кононов, Н.А. Варданян // Изв. вузов. Строительство. – 2014. – № 8(668). – С.75 –80.

11. Кононов, А.Д. Разработка алгоритма определения координат и сигнала рассогласования в задаче автоматического управления мобильными объектами в дорожном строительстве / А.Д. Кононов, А.А. Кононов // Вестник Воронежского государственного университета, серия Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж, 2014. – № 1– С. 84–89.

Сведения об авторах

Маршаков Владимир Кириллович - доцент кафедры радиофизики Воронежского Госуниверситета, к. ф.-м. н.

г. Воронеж, 394030 ул. Плехановская, д.22, кв.71, д.т. 252-40-50.

E-mail:mvk@phys.vsu.ru

Кононов Александр Давыдович - профессор кафедры математического моделирования, к. ф.-м. н.

г. Воронеж, 394063 ул. З.Космодемьянской, д.11, кв.16, д.т. 223-98-36.

E-mail:kniga16@mail.ru

Кононов Андрей Александрович - профессор кафедры математического моделирования, д. т. н.

г. Воронеж, 394063 ул. З.Космодемьянской, д.11, кв.16, д.т. 223-98-36.

E-mail: kniga16@mail.ru

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПО КРУГУ СИГНАЛОВ РАДИОМАЯКА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА БОРТОВОЙ СВЧ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМОЙ

Гулько В.Л., Мещеряков А.А.

Исследуется возможность использования ортогонально поляризованных по левому и правому кругу сигналов, излучаемых радиомаяком из двух пространственно разнесенных точек для определения пеленга подвижного объекта в горизонтальной плоскости. Пеленг определяется СВЧ двухканальной приемной системой на основе амплитудно-фазовой обработки принятых на борту подвижного объекта результирующих векторных сигналов в линейном или круговом поляризационных базисах.

THE USE OF ORTHOGONAL CIRCULARLY POLARIZED BEACON SIGNALS TO DETERMINE THE BEARING OF THE MOBILE UNIT BOARD UHF DUAL-CHANNEL RECEIVER SYSTEM

V.L. Gulko, A.A. Mescheryakov

The possibility of using signals of two spaced beacon with mutually orthogonal and opposite the direction of polarization rotation for determining of moving object bearing is considered. The bearing determined by dual-channel UHF receiver system as a result of the proposed amplitude-phase processing of the received signals on board a moving object.

В работах [1,2] исследовались поляризационно-модуляционные методы определения пеленга подвижного объекта (ПО) по ортогонально поляризованным по кругу [1] или линейно ортогонально поляризованным сигналам радиомаяка [2], излучаемых из двух пространственно разнесенных точек. Пеленг определялся бортовым одноканальным приемным устройством, в СВЧ тракт которого был установлен поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся полуволновой фазовой пластины. Оценки пеленга ПО осуществлялась на выходе приемного устройства по фазе четвертой гармоники частоты поляризационной модуляции при условии, что радиомаяк излучал ортогонально поляризованные по кругу сигналы [1] и по амплитуде четвертой гармоники, в случае излучения радиомаяком ортогонально линейно поляризованных сигналов [2]. Недостаток методов заключался, во-первых, в ограниченном потенциальном быстродействии измерений пеленга из-за низкой частоты поляризационной модуляции, а во-вторых, на точность измерения существенно влияют амплитудные флуктуации принимаемых на борту ПО сигналов радиомаяка.

В настоящей работе исследуется возможность определения пеленга ПО бортовой СВЧ двухканальной приемной системой по ортогонально поляризованным по кругу сигналам радиомаяка с использованием амплитудно-фазовой обработки принятых на борту ПО в линейном, либо в круговом поляризационных базисах результирующих векторных сигналов.

Рассмотрим случай, когда радиомаяк из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек, одновременно излучает ортогонально поляризованные по кругу сигналы с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн, а прием результирующих векторных сигналов на борту ПО осуществляется в линейном поляризационном базисе (ЛПБ).

Тогда используя представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [3], результирующая волна на направлении α, определяемом как угол между перпендикуляром к середине базы d и направлением на ПО, может быть представлена в ЛПБ в векторной форме в виде (опуская временную зависимость) [1]

$$\vec{\dot{E}}_p = \frac{1}{2}\left\{\begin{bmatrix}1\\-j\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}1\\j\end{bmatrix}\cdot e^{j\Delta\varphi}\right\}, \qquad (1)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\alpha$ - разность фаз между ортогонально поляризованными по левому и правому кругу волнами в точке приема на ПО.

Разделив для удобства фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ поровну между ортогонально поляризованными по левому и правому кругу волнами, после преобразований, получим [1]

$$\vec{E}_p = \begin{bmatrix}\cos\frac{\Delta\varphi}{2}\\-\sin\frac{\Delta\varphi}{2}\end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Из (2) следует, что результирующая волна (1) всегда поляризована линейно, и её угол ориентации плоскости поляризации определяется пеленгом α ПО, а её интенсивность не зависит от направления излучения в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн.

Предположим, что прием результирующей волны (2) на борту ПО осуществляется приемной антенной в ЛПБ и в её СВЧ тракт установлен линейный поляризационный разделитель (ЛПР), орты собственной системы координат которого ориентированы под углом 0° к плоскости измерений. Выбранная ориентация ортов ЛПР позволяет на борту ПО в ЛПБ разделить принятую результирующую волну (2) на две синфазные ортогонально линейно поляризованные составляющие $\vec{E}_X$ и $\vec{E}_Y$ и по измеренным амплитудам A_X и A_Y этих составляющих определить пеленг α ПО. Для данного случая установим связь амплитуд A_X и A_Y с пеленгом α ПО.

Для описания взаимодействия результирующей волны (2) с элементами СВЧ тракта приемной антенны ПО воспользуемся известным формализмом векторов и матриц Джонса [3]. Тогда составляющие $\vec{E}_X$ и $\vec{E}_Y$ на выходах ЛПР, опуская временную зависимость, в ЛПБ можно найти с помощью преобразований вида

$$\vec{E}_X = [\Pi_1]\cdot\vec{E}_P; \qquad (3)$$

$$\vec{E}_Y = [\Pi_2]\cdot\vec{E}_P, \qquad (4)$$

где $[\Pi_1] = \begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 0\end{bmatrix}$ - оператор Джонса первого плеча ЛПР с горизонтальной собственной поляризацией;

$[\Pi_2] = \begin{bmatrix}0 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}$ - оператор Джонса второго плеча ЛПР с вертикальной собственной поляризацией.

После вычислений (3) и (4), получим выражение для ортогонально линейно поляризованных составляющих $\vec{E}_X$ и $\vec{E}_Y$ на выходах ЛПР в виде:

$$\vec{E}_X = \begin{bmatrix} \cos\dfrac{\Delta\varphi}{2} \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{5}$$

$$\vec{E}_Y = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin\dfrac{\Delta\varphi}{2} \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Выражения (5) и (6) позволяют вычислить фазы φ_X и φ_Y, а также отношение амплитуд A_Y/A_X составляющих $\vec{E}_X$ и $\vec{E}_Y$ на выходе двухканального приемника, имеющего, например, линейную амплитудную характеристику и линейный детектор в виде

$$\varphi_X = \varphi_Y = 0^\circ; \tag{7}$$

$$\frac{A_Y}{A_X} = \left|\frac{\sin\Delta\varphi/2}{\cos\Delta\varphi/2}\right| = \left|\operatorname{tg}\frac{\Delta\varphi}{2}\right|. \tag{8}$$

Откуда следует, что

$$\Delta\varphi = \pm 2\operatorname{arctg}\frac{A_Y}{A_X} \pm 2\pi n, \tag{9}$$

где $n = 0,1,2,\ldots$.

Подставляя (9) в (1), получим выражение для пеленга α ПО по измеренному отношению амплитуд сигналов с выход плеч ЛПР в виде

$$\alpha = \arcsin\left[\frac{\lambda}{\pi d}\left(\pm\operatorname{arctg}\frac{A_Y}{A_X} \pm \pi n\right)\right]. \tag{10}$$

В случае, если двухканальный приемник имеет логарифмическую амплитудную характеристику и линейный детектор, то выражение (10) преобразуется к виду

$$\alpha = \arcsin\left[\frac{\lambda}{\pi d}\left(\pm\operatorname{arctg}10^{\lg\frac{A_Y}{A_X}} + \pi n\right)\right]. \tag{11}$$

Рассмотрим другой случай, когда результирующая волна (2) принимается на борту ПО в круговом поляризационном базисе (КПБ).

КПБ позволяет разделить на борту ПО результирующую линейно поляризованную волну (2) на ортогонально поляризованные по кругу составляющие левого E_L и правого E_R направления вращения и по измеренным фазам Ψ_L и Ψ_R этих составляющих определить пеленг α ПО.

Найдем амплитуды A_L и A_R и фазы Ψ_L и Ψ_R составляющих E_L и E_R и установим их связь с пеленгом α ПО.

Вектор Джонса $\vec{E}_P$ (2) может быть определен на борту ПО при переходе в круговой синфазный поляризационный базис (опуская временную зависимость) с помощью преобразований вида:

$$\dot{\vec{E}}_{LR} = \begin{bmatrix} \dot{E}_L \\ \dot{E}_R \end{bmatrix} = [\theta]\cdot\vec{E}_P \tag{12}$$

где $[\theta] = \dfrac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$ - оператор перехода из ЛПБ в КПБ [3].

После вычислений (12), получим аналитические выражения для ортогонально поляризованных по левому $\dot{E}_L$ и правому $\dot{E}_R$ кругу составляющих на входах двухканального приемника в виде:

$$\dot{E}_L = \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\cos\frac{\Delta\varphi}{2} - j\sin\frac{\Delta\varphi}{2}\right], \quad (13)$$

$$\dot{E}_R = \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\cos\frac{\Delta\varphi}{2} + j\sin\frac{\Delta\varphi}{2}\right]. \quad (14)$$

Амплитуды A_L и A_R, а также фазы Ψ_L и Ψ_R сигналов (13) и (14) на выходах двухканального приемника имеют вид:

$$A_L = \frac{1}{\sqrt{2}}, \qquad \Psi_L = -\operatorname{arctg}\frac{\sin\Delta\varphi/2}{\cos\Delta\varphi/2}; \quad (15)$$

$$A_R = \frac{1}{\sqrt{2}}, \qquad \Psi_R = \operatorname{arctg}\frac{\sin\Delta\varphi/2}{\cos\Delta\varphi/2}. \quad (16)$$

Тогда разность фаз $\Delta\Psi_{RL}$, после преобразований, имеет вид:

$$\Delta\Psi_{RL} = \Psi_R - \Psi_L = \Delta\varphi \quad (17)$$

Анализ (17) показывает, что разность фаз $\Delta\Psi_{RL}$ между ортогонально поляризованными по левому $\dot{E}_L$ и правому $\dot{E}_R$ составляющими на выходах кругового поляризационного разделителя равна разности фаз $\Delta\varphi$ между ортогонально поляризованными по кругу сигналами радиомаяка в точке приема на входе приемной антенны ПО.

Подставляя (17) в (1), получим выражение для расчета пеленга α ПО в виде:

$$\alpha = \pm\arcsin\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(\Delta\Psi_{RL} \pm \pi n\right)\right], \quad (18)$$

где $n = 0,1,2,\ldots$.

По результатам исследований можно сформулировать следующие выводы:

1. В случае, если ортогонально поляризованные по кругу сигналы радиомаяка, представленные своими проекциями в ЛПБ, принимаются на ПО в ЛПБ, то информация о пеленге ПО содержится в амплитудных соотношениях синфазных ортогонально линейно поляризованных составляющих принятой результирующей волны.

2. В случае, если ортогонально поляризованные по кругу сигналы радиомаяка, представленные своими проекциями также в ЛПБ, принимаются на ПО в синфазном круговом поляризационном базисе, то информация о пеленге ПО содержится в фазовых соотношениях ортогонально поляризованных по кругу составляющих принятой результирующей волны.

3. В обоих случаях, рассмотренные алгоритмы определения пеленга ПО допускают моноимпульсную оценку по сравнению с поляризационно-модуляционными методами при одноканальном приеме сигналов.

4. Выбор поляризационных базисов, в которых представляются излучаемые радиомаяком сигналы и принимаемые на борту ПО результирующие векторные сигналы, определяются особенностями решаемой технической задачи и удобством математического анализа.

Работа выполнена в рамках проекта по госзаданию Минобрнауки
№ 8.7348.2017/БЧ.

Литература

1. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта в угломерных радиомаячных системах //XX// Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». г. Воронеж 19-21 апреля 2016 г. с. 1294-1298.

2. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 1. – С. 5-8.

3. Аззам Р. Эллипсометрия и поляризованный свет / Р. Аззам, Н. Башара. – М.: МИР. 1981.-583 с.

Сведения об авторах

Гулько Владимир Леонидович, 1958 г. р. Окончил Томский институт автоматизированных систем управления и радиоэлектроники в 1982 г.

Кандидат технических наук – 1990 г.

В настоящее время доцент каф. радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Область научных интересов: разработка систем радиолокации и радионавигации.

E-mail: rwplab@tusur.ru

Мещеряков Александр Алексеевич – 1965 г.р. Окончил Томский институт автоматизированных систем управления и радиоэлектроники в 1988 г.

Кандидат технических наук – 2006 г.

В настоящее время ведущий научный сотрудник НИИ радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

Область научных интересов: распространение радиоволн над земной поверхностью, разработка систем радиолокации и радионавигации, анализ искажений сигналов в пассивных системах местоопределения.

E-mail: rwplab@tusur.ru

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ФОНЕ АДДИТИВНО-МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ

Артюшенко В.М., Воловач В.И.

Показано, что при рассмотрении мультипликативной помехи в виде детерминированного или квазидетерминированного процесса на точность измерения влияет как негауссовский характер аддитивной помехи, так и средняя мощность мультипликативной. Показано, что с увеличением средней мощности мультипликативной помехи влияние учета негауссовского характера аддитивной помехи на точность измерения снижается. Показано, что, если мультипликативная помеха является случайным процессом, то потенциальная точность измерения при ее воздействии может уменьшиться более чем на порядок. Учет негауссовского характера эквивалентной помехи, образуемой аддитивной помехой и частью мультипликативной, ведет к значительному уменьшению потерь потенциальной точности измерения.

MEASUREMENT ACCURACY ESTIMATION OF SIGNAL INFORMATION PARAMETERS ON BACKGROUND OF ADDITIVE-MULTIPLICATIVE NON-GAUSSIAN NOISE

Artyushenko V.M., Volovach V.I.

It is shown that when considering of multiplicative noise in the form of deterministic or quasideterministic process the measurement accuracy is affected as non-Gaussian nature of the additive noise and average power of the multiplicative noise. It is shown that with the increase of the average power of the multiplicative noise effect of non-Gaussian nature of the additive noise on the measurement accuracy is reduced. It is shown that if the multiplicative noise is a random process, then the potential measurement accuracy under its influence can be reduced by more than an order of magnitude. Accounting non-Gaussian character of equivalent noise formed by additive noise and a multiplicative part, leads to a significant reduction in the potential loss of measurement accuracy.

Введение. Известно [1, 2 и др.], что вопросы измерения (оценки) информационных параметров полезных сигналов в радиолокации, радионавигации и телеметрии достаточно полно исследованы. В большинстве работ считалось, что на полезный сигнал воздействует только аддитивная помеха, описывающаяся, как правило, гауссовской плотностью распределения вероятности (ПРВ). Вместе с тем, как показывает целый ряд исследований, например [3-8], принимаемый полезный сигнал подвержен одновременному воздействию как мультипликативных, так и аддитивных помех, причем имеющих ярко выраженный негауссовский характер. Таким образом, для практических случаев использования различных информационно-измерительных систем представляет интерес получение оптимальной оценки параметров обрабатываемых сигналов при наличии помех с произвольной ПРВ.

1. Постановка задачи оценивания информационных параметров

Рассмотрим задачу оценки информационных параметров полезного сигнала в условиях одновременного воздействия мультипликативных и аддитивных негауссовских помех. Задачу оценивания информационных параметров будем решать в дискретном времени наблюдения.

Считаем, что в течение времени [0, T] наблюдается выборки случайного процесса $Y_h \equiv Y(t_h)$ ($h = 1, \ldots, H$), являющегося смесью полезного сигнала $s\left(\hat{\lambda}, t_h\right)$, несущего информацию об оцениваемом параметре $\hat{\lambda}$, аддитивной $n(t_h)$ и мультипликативной $\eta(t_h)$ в общем случае негауссовских помех

$$y(t_h) = \eta(t_h) s\left(\hat{\lambda}, t_h\right) + n(t_h). \quad (1)$$

На интервале наблюдения измеряемый (оцениваемый) параметр считается функцией достаточных статистик и обладает асимптотическими свойствами состоятельности и несмещенности.

Для определения количественных оценок измеряемого параметра будем использовать нижние границы неравенства Крамера-Рао. Считаем, что помехи и оцениваемый параметр независимы.

Для простоты проанализируем случай, когда воздействующие аддитивная и мультипликативная помехи являются процессами с независимыми значениями, а оценке подлежит всего один несмещенный информационный параметр.

В соответствии с оценкой Крамера-Рао дисперсия любой несмещенной оценки определяется неравенством [9, 10]:

$$\sigma_{\hat{\lambda}}^2 = M\left\{\left(\hat{\lambda} - \lambda\right)^2\right\} \geq \left[-M\left\{\frac{d^2 \ln W_l(\lambda)}{d\lambda^2}\right\} - M\left\{\frac{d^2 \ln W_\lambda(\lambda)}{d\lambda^2}\right\}\right]^{-1}, \quad (2)$$

где $W_l(\lambda)$ – функция правдоподобия; $W_\lambda(\lambda)$ – априорная ПРВ параметра λ.

Перепишем (1) в виде $y(t_h) - \eta(t_h) s\left(\hat{\lambda}, t_h\right) = n(t_h)$.

Тогда, логарифм функции правдоподобия (ЛФП), записанной относительно аддитивной помехи, примет вид [11]: $B_n = \ln W_n\left\{y(t_h) - \eta(t_h) s\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right\}\left|s\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right|^{-1}$, где $W_n\{.\}$ – ПРВ аддитивной помехи.

Конкретизируем неравенство Крамера-Рао для случая одновременного воздействия мультипликативных и аддитивных негауссовских помех.

При анализе воздействия мультипликативной помехи рассмотрим два крайних случая.

2. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала при квазидетерминированном характере мультипликативной помехи

В первом случае мультипликативная помеха может рассматриваться как квазидетермированный процесс так, что

$$\eta(t_h) s\left(\hat{\lambda}, t_h\right) = \left[m_\eta + \eta^*(t_h)\right] s\left(\hat{\lambda}, t_h\right),$$

где m_η – среднее значение процесса $\eta(t_h)$, а $\eta^*(t_h)$ – центрированный квазидетерминированный случайный процесс; $\hat{\lambda}$ – оценка измеряемого информационного параметра.

Тогда, первые и вторые производные от ЛФП, записанной относительно измеряемого параметра, могут быть найдены, соответственно, из выражений:

$$B_\lambda^{n\prime} = \frac{d}{d\hat{\lambda}} \ln W_n\left\{y(t_h) - \left[m_\eta + \eta^*(t_h)\right] s\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right\} = -\left[m_\eta + \eta^*(t_h)\right] s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda}, t_h\right) \frac{d}{dn_h} \ln W_n(n_h) =$$

$$= -\left[m_\eta + \eta^*(t_h)\right] s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda}, t_h\right) B_n^{n\prime}(n_h),$$

$$B_{\lambda}^{n''} = \frac{d^2}{d\hat{\lambda}^2}\ln W_n\left\{y(t_h) - \left[m_\eta + \eta^*(t_h)\right]s\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right\} = \left[\left(m_\eta + \eta^*(t_h)\right)s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right]^2 \frac{d^2}{dn^2}\ln W_n(n_h) +$$

$$+\left[\left(m_\eta + \eta^*(t_h)\right)s_\lambda{}''\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right]^2 \frac{d}{dn_h}\ln W_n(n_h) =$$

$$= \left[\eta(t_h)\right]^2\left[s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right]^2 B_n^{n''}(n_h) + \left[\eta(t_h)\right]\left[s_\lambda{}''\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right]B_n^{n'}(n_h).$$

Усреднив по времени и по множеству вторую производную ЛФП, получим

$$\tilde{\bar{B}}_{\lambda}^{n''} = P_\eta P_{s'} I_F^n,$$

где $P_\eta = \left\langle \eta^2(t_h)\right\rangle = \lim\limits_{H\to\infty} H^{-1}\sum_{i=1}^{H}\left[\eta(t_h)\right]^2$ – характеризует среднюю мощность мультипликативной помехи; $P_{s'} = \left\langle\left[s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda}, t_h\right)\right]^2\right\rangle \lim\limits_{H\to\infty} H^{-1}\sum_{h=1}^{H}\left[\frac{ds\left(\hat{\lambda}, t_h\right)}{d\hat{\lambda}}\right]^2$ – характеризует среднюю мощность полезного сигнала; $I_F^n = -m\left\langle \frac{d^2}{dn_h^2}\ln W_n(n_h)\right\rangle$ – количество информации по Фишеру относительно аддитивной негауссовской помехи, заключенное в одномерной ПРВ $W_n(n_h)$.

Заметим, что здесь волнистая черта сверху означает усреднение по времени, прямая черта и угловые скобки – усреднение по множеству.

С учетом сделанных замечаний неравенство Крамера-Рао (2) примет вид:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.m\eta} \geq \left[P_\eta P_{s'} I_F^n + I_F^\lambda\right]^{-1}, \tag{3}$$

где $I_F^\lambda = -m\left\langle \frac{d^2}{d\lambda_h^2}\ln W_\lambda(\lambda_h)\right\rangle$ – количество информации по Фишеру относительно информационного параметра λ, заключенное в одномерной ПРВ $W_\lambda(\lambda_h)$.

Введем в рассмотрение коэффициент, учитывающий отличие ПРВ аддитивной помехи от гауссовской [12, 13]:

$$\mu_n^2 = I_F^n \sigma_n^2,$$

где $\sigma_n{}^2$ – дисперсия воздействующей аддитивной помехи.

Представим I_F^n количество информации по Фишеру относительно негауссовской помехи в виде:

$$I_F^n = \mu_n^2 \sigma_n^{-2}. \tag{4}$$

С учетом (4) введем новую переменную $\rho_{m\eta} = P_\eta P_{s'}\sigma_n^{-2}$, играющую роль обобщенного отношения сигнал/помеха (ОСП) при оценке информационного параметра на фоне аддитивной и мультипликативной негауссовских помех с независимыми значениями, когда модулирующую помеху можно рассматривать как детерминированный или квазидетерминированный процесс.

С учетом введенной переменной перепишем (3) в виде:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.m\eta} \geq \left[\mu_n^2\rho_{m\eta} + I_F^\lambda\right]^{-1}. \tag{5}$$

Заметим, что в случае отсутствия мультипликативной помехи ОСП будет равно $\rho = P_{s'}\sigma_n^{-2}$ и неравенство (5) будет полностью совпадать с известным неравенством для определения апостериорной дисперсией несмещенной оценки информационного параметра при воздействии аддитивной помехи [12, 14].

Следует отметить, что если $P_\eta > 1$, то всегда

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.n\eta} < \sigma^2_{\hat{\lambda}.n},$$

где $\sigma^2_{\hat{\lambda}.n}$ – апостериорная дисперсия несмещенной оценки информационного параметра при воздействии аддитивной помехи.

Это означает, что, если модулирующая помеха рассматривается как квазидетерминированный процесс, из нее может быть выделена дополнительная информация, позволяющая уменьшить дисперсию оценки измеряемого параметра.

На рис. 1 представлены графики, отражающие зависимость $\delta^2_{\hat{\lambda}.d.n} = \dfrac{\sigma^2_{\hat{\lambda}.n\eta}}{\sigma^2_{\hat{\lambda}.n}} = f\left(\mu_n^2, P_\eta\right)$.

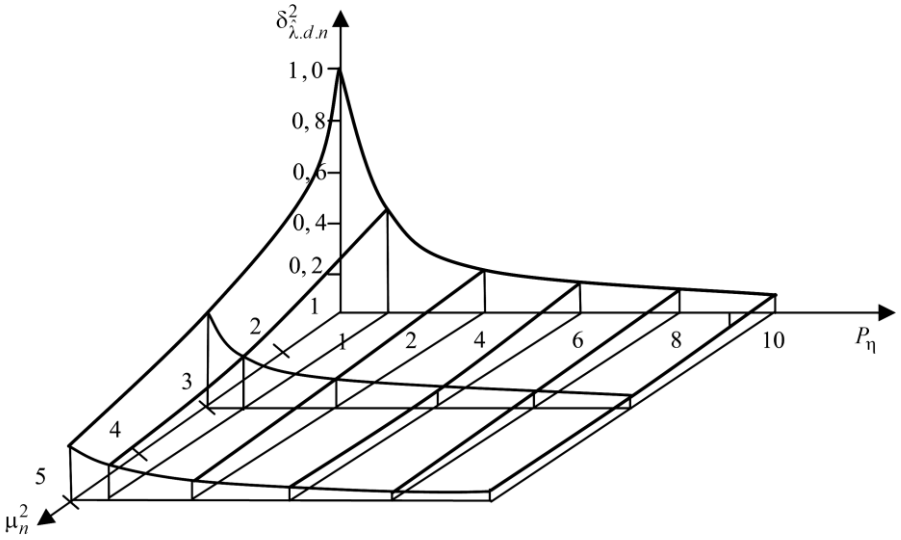


Рис. 1. Зависимость оценки дисперсии $\delta^2_{\hat{\lambda}.d.n}$ от параметров μ_n^2 и P_η

Из графиков видно, что при рассмотрении мультипликативной помехи в виде квазидетерминированного процесса на точность измерения информационного параметра влияет как негауссовский характер аддитивной помехи, так и средняя мощность мультипликативной помехи.

При $P_\eta = 1$ и $\mu_n^2 = 5$ учет негауссовского характера воздействующей аддитивной помехи позволяет увеличить потенциальную точность оцениваемого информационного параметра в 5 раз. При $\mu_n^2 = 1$ и $P_\eta = 10$ учет негауссовского характера воздействующей мультипликативной помехи, имеющей квазидетерминированный характер, позволяет уменьшить потенциальную приведенную погрешность измерения в 10 раз.

Следует отметить, что с увеличением средней мощности мультипликативной помехи, влияние учета негауссовского характера аддитивной помехи на точность измерения снижается.

3. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала при случайном характере мультипликативной помехи

Рассмотрим второй подход, при котором мультипликативная помеха рассматривается как случайный процесс.

В этом случае

$$y(t_h)=\left[m_\eta+\eta^*(t_h)\right]s\left(\hat{\lambda},t_h\right)+n(t_h)=m_\eta s\left(\hat{\lambda},t_h\right)+\eta^*(t_h)s\left(\hat{\lambda},t_h\right)+n(t_h). \quad (6)$$

Здесь сомножитель $\eta^*(t_h)s\left(\hat{\lambda},t_h\right)$ может рассматриваться как дополнительная аддитивная помеха $n_a(t_h)$. Тогда, предположив, что ПРВ ее мгновенных значений $W_a(n_h)$ может быть найдена, представим (6) в виде: $y(t_h)=m_\eta s\left(\hat{\lambda},t_h\right)+n_a(t_h)+n(t_h)$.

Заменяя $n_a(t_h)+n(t_h)=n_e(t_h)$ некоторой эквивалентной аддитивной помехой, ПРВ которой находится из свертки $W_n(n_e)=\int_{-\infty}^{\infty}W_n(n)W_a(n_e-n)dn$, представим входную смесь в виде: $y(t_h)=m_\eta s\left(\hat{\lambda},t_h\right)+n_e(t_h)$.

Функция правдоподобия, записанная относительно аддитивной эквивалентной помехи, будет иметь вид: $B_n(n_e)=\ln W_e\left\{y(t_h)-m_\eta s\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right\}$.

В этом случае можно записать, что:

$$B^n_{\lambda.e}{}'=\frac{d}{d\hat{\lambda}}\ln W_e\left\{y(t_h)-m_\eta s\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right\}=-m_\eta s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda},t_h\right)\frac{d}{dn_e}\ln W_e(n_e)=-m_\eta s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda},t_h\right)B^{n\prime}_n(n_e);$$

$$B^n_{\lambda.e}{}''=\frac{d^2}{d\hat{\lambda}^2}\ln W_e\left\{y(t_h)-m_\eta s\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right\}=\left[m_\eta s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right]\frac{d^2}{dn_e^2}\ln W_e(n_e)+\left[m_\eta s_\lambda{}''\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right]\frac{d}{dn_e}\ln W_e(n_e)=$$

$$=\left[\eta(t_h)\right]^2\left[s_\lambda{}'\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right]^2B^n_{n.e}{}''(n_e)+\left[\eta(t_h)\right]^2\left[s_\lambda{}''\left(\hat{\lambda},t_h\right)\right]^2B^n_{n.e}{}'(n_e).$$

Сделав усреднение по множеству и по времени, получим: $\tilde{\bar{B}}^n_{\lambda.e}{}''(n_e)=m_\eta^2P_{s'}I^n_{F.e}$.

Неравенство Крамера-Рао в этом случае примет вид:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.e}\geq\left[m_\eta^2P_{s'}I^n_{F.e}+I^\lambda_F\right]^{-1}. \quad (7)$$

Заметим, что, так же как и в предыдущем случае, при отсутствии мультипликативной помехи неравенство (7) будет полностью совпадать с известным неравенством для определения апостериорной дисперсией несмещенной оценки информационного параметра при воздействии аддитивной помехи [12, 14].

По аналогии с рассмотренным выше случаем введем новую переменную

$$\rho_e=m_\eta^2P_{s'}\sigma^{-2}_{n.e},$$

характеризующую обобщенное ОСП при оценке информационного параметра на фоне аддитивно-мультипликативных негауссовских помех, имеющих независимый характер, когда мультипликативная помеха рассматривается в качестве случайного процесса.

С учетом введенной переменной представим (7) в виде:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.e}\geq\left[\mu^2_{n.e}\rho_e+I^\lambda_F\right]^{-1},$$

где $\mu^2_{n.e}=I^n_{F.e}\sigma^2_{n.e}$ – коэффициент, учитывающий отличие ПРВ эквивалентной аддитивной помехи от гауссовской.

Сравним внешне похожие выражения (5) и (7). С этой целью определим соотношения величин $I^n_{F.e}$ и I^n_F.

Как известно [15], если ПРВ $W_e(n_e)$ представляет собой свертку с произвольной плотностью, то справедливо неравенство

$$I^n_{F.e}\left\{W_e\left(n_e\right)\right\} \le I^n_F\left\{W_n\left(n\right)\right\}.$$

Учитывая, что $m^2_\eta < \left[m_\eta + \eta^*\left(t_h\right)\right]^2$, получаем:

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.e} > \sigma^2_{\hat{\lambda}.m\eta}. \qquad (8)$$

Анализ зависимости $\delta^2_{\hat{\lambda}.\text{м}} = \dfrac{\sigma^2_{\hat{\lambda}.e}}{\sigma^2_{\hat{\lambda}.m\eta}} = f\left(\dfrac{P_\eta}{m^2_\eta}\right)$ при $I^n_{F.e} = I^n_F$ показывает, что с увеличением соотношения $\left(P_\eta / m^2_\eta\right)$ погрешность измерения информационного параметра при таком подходе представления мультипликативной помехи также увеличивается.

Если осуществить нормировку амплитуды полезного сигнала, считая, что в отсутствии мультипликативной помехи $U_m = 1$, то, приняв $m_\eta = 1$, получаем

$$\sigma^2_{\hat{\lambda}.e} > \sigma^2_{\hat{\lambda}.n}. \qquad (9)$$

Как видно из полученных неравенств (8), (9), второй подход анализа мультипликативной помехи приводит к тому, что часть модулирующей помехи следует рассматривать как дополнительную аддитивную помеху, которая ведет к уменьшению обобщенного ОСП. Это, в свою очередь, приводит к ухудшению точности измерения информационного параметра.

Заметим, что полученные выводы полностью совпадают с результатами [16].

4. Пример оценки точности измерения информационных параметров сигнала при квазидетерминированном характере дополнительной помехи

Сказанное рассмотрим на примере, когда дополнительная помеха $n_a(t_h)$, образованная сомножителем $\eta^*(t_h)$, является квазидетерминированным процессом. Тогда можно считать, что ПРВ его мгновенных значений – гауссовское с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_a^2.

Для удобства дальнейшего анализа с сохранением полученного результата примем, что аддитивная помеха, воздействующая на полезный сигнал, также является гауссовской с дисперсией σ_n^2. В этом случае можно записать, что дисперсия эквивалентной аддитивной помехи равна сумме: $\sigma^2_{e.n} = \sigma^2_a + \sigma^2_n$.

Тогда обобщенное ОСП будет определяться как:

$$\rho_e = \frac{m^2_\eta P_{s'}}{\sigma^2_a + \sigma^2_n}. \qquad (10)$$

Из выражения (10) и анализа зависимости $\delta^2_\rho = \dfrac{\rho_e}{\rho_n} = f\left(\dfrac{\sigma^2_{e.n}}{\sigma^2_n}\right)$, в которой ρ_n представляет собой обобщенное ОСП при отсутствии мультипликативной помехи, видно, что если $\sigma^2_a << \sigma^2_n$, то мультипликативная помеха практически не оказывает влияние на точность

измерения информационного параметра. В этом случае при анализе погрешности измерения, ею можно просто пренебречь.

По мере увеличения дисперсии дополнительной аддитивной помехи σ_a^2 происходит уменьшение величины обобщенного ОСП, приводящее, в свою очередь, к ухудшению точности оцениваемого параметра. Так, при $\sigma_a^2 / \sigma_n^2 = 5$ величина δ_ρ^2 уменьшается в 5 раз.

Если $\sigma_a^2 >> \sigma_n^2$, то погрешность измерения будет определяться только мультипликативной помехой. При этом аддитивная помеха на точность измерения практически не влияет.

Заметим, что приведенный анализ справедлив и для случаев, когда аддитивная и дополнительная аддитивная помехи являются негауссовскими процессами. В этом случае для отыскания ПРВ эквивалентной аддитивной помехи и ее начальных моментов целесообразно воспользоваться результатами, полученными в работах [17, 18], где рассмотрены статистические характеристики смесей различных случайных процессов, часто встречающихся в разнообразных задачах статистической радиотехники.

Анализ графиков $\delta^2_{\hat{\lambda}.c} = \dfrac{\sigma^2_{\hat{\lambda}.m\eta}}{\sigma^2_{\hat{\lambda}.n}} = f\left(\mu_e^2, \sigma_e^2\right)$, отражающих зависимости, когда эквивалентная помеха, образованная аддитивной и частью мультипликативной помехами, является негауссовским процессом, показывает, что на точность измерения влияют два параметра эквивалентной помехи σ_e^2 и μ_e^2. Причем, если увеличение дисперсии эквивалентной помехи σ_e^2 ведет к значительному ухудшению потенциальной точности, то увеличение коэффициента μ_e^2, учитывающего отличие ПРВ эквивалентной помехи от гауссовской, приводит к ее повышению.

Так, при $\mu_e^2 = 1$ и $\sigma_e^2 = 10$ приведенная потенциальная точность ухудшается в 10 раз. При $\sigma_e^2 = 10$ и $\mu_e^2 = 5$ точность уменьшается всего в два раза.

Заключение. Показано, что при рассмотрении мультипликативной помехи в виде детерминированного или квазидетерминированного процесса на точность измерения влияет как негауссовский характер аддитивной помехи, так и средняя мощность мультипликативной. При этом за счет учета этих характеристик потенциальная точность измерителя может быть повышена более чем в 10 раз. Показано, что если мультипликативная помеха является случайным процессом, то потенциальная точность измерения при ее воздействии, может уменьшиться более чем на порядок. Однако если учесть негауссовский характер эквивалентной помехи, образуемой аддитивной помехой и частью мультипликативной, то потери потенциальной точности измерения, вызванные модулирующей помехой, могут быть уменьшены более чем в 5 раз.

Литература

1. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.

2. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь. 1983. – 536 с.

3. Валеев В.Г., Сосулин Ю.Г. Обнаружение слабых когерентных сигналов в коррелированных негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. – 1969, Т. 14, № 2. – С. 230-238.

4. Валеев В.Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовских помех // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. – 1974, № 2. – С. 135-146.

5. Kassam S.A. Signal Detection in non-Gaussian Noise. – New York: Springer Verlag. 1989. – 242 p.

6. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Измерение информационных параметров сигнала в условиях воздействия аддитивных негауссовских коррелированных помех // Автометрия. – 2016, Т. 59, № 6. – С. 22-28.

7. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированной аддитивной помехи при непрерывной обработке // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2015, Вып. 1. – С. 59-65.

8. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Квазиоптимальная обработка сигналов на фоне узкополосных коррелированных негауссовских помех // Радиотехника. – 2016, № 7. – С. 125-132.

9. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1989. – 656 с.

10. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.

11. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный приём сигналов. – М.: Сов. радио, 1975. – 704 с.

12. Фомин А.Ф., Хорошавин А.Н., Шелухин О.И. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. – М.: Радио и связь, 1987. – 248 с.

13. Артюшенко В.М. Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. – М.: Канцлер, 2014. – 298 с.

14. Новоселов О.Н., Фомин А.Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем / 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1991. – 336 с.

15. Тихонов В.И. Нелинейное преобразование случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1986. – 296 с.

16. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Физматгиз, 1962. – 276 с.

17. Мелитицкий В.А., Акишин Н.С., Мелитицкая В.В., Михайлов А.В. Статистические характеристики огибающей негауссовского сигнала при наличии негауссовских помех // Радиотехника. – 1986, № 10. – С. 47-51.

18. Акишин Н.С., Румянцев В.Л., Михайлов А.В., Мелитицкая В.В. Статистические характеристики огибающей аддитивной смеси негауссовского периодически нестационарного радиосигнала и негауссовской помехи // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1988, Т. 31, № 4. – С. 84-87.

Сведения об авторах

Артюшенко Владимир Михайлович, 1960 г. р., Московский институт инженеров транспорта, радиоинженер, 1982 г., радиотехнические системы ближнего действия, телекоммуникационные системы, оборудование и сети передачи данных, д.т.н. 1994 г., зав. кафедрой «Информационные технологии и управляющие системы» Технологического университета, г. Королев МО, artyushenko@mail.ru

Воловач Владимир Иванович, 1965 г. р., Московский технологический институт, радиоинженер, 1987 г., радиотехнические системы ближнего действия, включая системы обеспечения безопасности, оборудование и сети передачи данных, д.т.н. 2016 г., зав. кафедрой «Информационный и электронный сервис» Поволжского государственного университета сервиса, г. Тольятти, volovach.vi@mail.ru

ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СИСТЕМАМИ ДИСТАНЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

Артюшенко В.М., Воловач В.И.

Рассмотрены вопросы, связанные с вероятностью обнаружения объекта поиска на примере беспилотного летательного аппарата при одновременном перемещении по произвольным траекториям с изменяющимися скоростями, как самого объекта поиска, так и устройства обнаружения. Осуществлен анализ распределения кинематических характеристик объекта поиска, получены выражения для определения их вероятностных характеристик, а также закона плотности распределения вероятностей мест нахождения объекта поиска. Получены выражения для определения вероятностей обнаружения объектов поиска при непрерывном и дискретном обследовании, включая их движение по криволинейным траекториям с ускорениями.

THE PROBABILITY OF DETECTING UNMANNED AERIAL VEHICLES SYSTEMS REMOTE DETECTION

Artyushenko V.M., Volovach V.I.

The issues associated with the probability of detecting an object of search using the example of an unmanned aerial vehicle for the case when an object and a surveillance device move in arbitrary paths with changing velocities are considered. The distribution of the kinematic characteristics of the object is analyzed and analytical expressions to determine their probabilistic characteristics are presented. The law of probability density function of object detecting locations is determined. The expressions describing the kinematics of search are obtained. The expressions for determining the probabilities of object detection in continuous and discrete observation of an area are found.

Введение. Современные системы обеспечения безопасности различных объектов помимо традиционных компонент (система контроля доступа, система видеонаблюдения, систем охраны периметра радиотехническими и другими датчиками), должны включать в себя и системы дистанционного обнаружения (СДО) беспилотных летательных аппаратов (БЛА) (или дроны).

Существующие профессиональные комплексы средств обнаружения, отслеживания и нейтрализации любых типов БЛА используются на государственных и промышленных предприятиях, энергетических объектах, в аэропортах, на стадионах, в местах массового скопления людей, а также при мониторинге периметра государственных границ, военных объектов и т. п.

Микро- и мини-БЛА ближнего радиуса действия [1] (включая, квадрокоптеры и мультикоптеры) с фото- и видеокамерами на борту, находясь на удалении от объекта, защищённого традиционными системами безопасности, могут вести с воздуха промышленный шпионаж, заброс или вывоз за охраняемый периметр запрещённых предметов в обход пунктов досмотра и контроля и т. п. [2]. Помимо этого существует значительная опасность использования различных классов БЛА террористическими организациями.

Меры противодействия этому новому типу угроз можно разделить на три категории [3]: превентивно-профилактические меры, дистанционное обнаружение БЛА и нейтрализация БЛА в полёте. К первой категории относится: законодательство, информационные щиты, геолокационные ограничения в программном обеспечении. Ко второй категории, следует отнести: акустическую, оптическую, радиочастотную, радарную и мультисенсорную дрон-детекцию. К третьей категории относится: радиоподавление и перехват управ-

ления, использование дронов-перехватчиков, пневмосетей, пневматического и стрелкового оружия. Каждая из категорий имеет свои преимущества и недостатки.

В настоящее время наиболее оптимальным вариантом обеспечения безопасности маловысотного воздушного пространства является комплекс мер, связанных с дистанционным обнаружением дронов (дрон-детекцией) и использованием систем активного противодействия БЛА [4]. Последние могут строиться с использованием аппаратуры акустического и оптического обнаружения, обнаружения по характерным радиосигналам дронов, радарного дистанционного обнаружения, а также их мультисенсорной детекции [5, 6 и др.]. Кроме того, достаточно широкое распространение получили дроны-перехватчики (ДП), для которых должен разрабатываться математический аппарат, описывающий их функционирование на основе вероятностно-статистических подходов [7].

Рассмотрим и проанализируем далее вероятность обнаружения БЛА системами дистанционного обнаружения при совместном использовании с ДП.

Известно [8, 9], что под поиском понимается процесс целенаправленного обследования определенной области пространства для обнаружения находящегося там объекта поиска (ОП), – в нашем случае БЛА. Под обнаружением понимается получение информации о месте нахождения ОП путем установления с ним прямого энергетического контакта.

Поиск следует рассматривать как случайный процесс, ход которого зависит от ряда случайных факторов, поэтому исход поиска для каждого отдельного случая предсказать невозможно. Однако можно сделать обоснованное предположение о среднеожидаемом результате поиска. Для количественного описания процесса поиска используется аппарат теории вероятностей. Сам поиск представляется как случайный процесс марковского типа, в котором будущее состояние системы определяется ее настоящим состоянием и не зависит от ее состояния в прошлом [9].

При рассмотрении марковских случайных процессов с непрерывным временем и дискретными состояниями используется понятие «поток событий», представляющий собой последовательность однородных событий, следующих одно за другим в случайные моменты времени. Применительно к процессу поиска поток событий – это последовательность обнаружений ОП наблюдателем. В теории поиска такой поток называют потоком обнаружений [10].

Принято считать, что поток обнаружений обладает такими свойствами как: отсутствием последействия, ординарность и стационарность [11]. Поток событий, обладающий всеми этими свойствами, называется стационарным пуассоновским, характеризующимся распределением Пуассона, или простейшим потоком [12]. В тоже время поток событий, обладающий первыми двумя свойствами, но не являющийся стационарным, называется нестационарным пуассоновским потоком.

1. Распределения кинематических характеристик объекта поиска

Как известно, понятие «поиск» подразумевает, что кинематические характеристики объектов поиска, их местоположение и элементы движения в каждый момент времени в общем случае неизвестны. В связи с этим величины, характеризующие положение и движение ОП относительно наблюдателя (в качестве которого часто выступает устройство обнаружения, УО), рассматриваются в общем случае как случайные, и независимые друг от друга. При этом каждая из указанных величин характеризуется своим распределением [9, 10].

В процессе поиска применение средств обнаружения может сочетаться с активным маневром носителя этих средств – УО. В нашем случае таким устройством будет являться

ДП. Дроны-перехватчики могут автоматически наводиться, например, по шуму двигателей преследуемого БЛА или по его изображению в системе «компьютерного зрения» ДП.

В связи с этим особенное значение приобретает закономерность взаимного перемещения УО и ОП, получившее название кинематика поиска [9, 10].

Как правило, кинематические характеристики ОП, их местоположение и элементы движения в каждый момент времени неизвестны. В связи с этим, величины, характеризующие положение и движение ОП относительно УО, рассматриваются в общем случае как случайные и независимые друг от друга. При этом каждая из указанных величин характеризуется своим распределением [10, 11, 13, 14 и др.].

Положение ОП относительно УО и их скорости могут быть охарактеризованы плотностью вероятности данных кинематических характеристик. Так, если в качестве кинематических характеристик объекта поиска заданы такие величины, как V_o – скорость ОП, ξ – угол разности курсов наблюдателя и ОП, r – расстояние УО–ОП, $q_н$ – курсовой угол наблюдателя на ОП (угол между курсом наблюдателя и направлением от него на объект), то вероятность того, что ОП будет иметь скорость, заключенную между V_oи $V_o + dV_o$, угол разности курсов между ξ и $\xi + d\xi$, расстояние УО–ОП между r и $r + dr$ и курсовой угол между $q_н$ и $q_н + dq_н$, названную плотность вероятности можно представить в виде [7]:

$$P(V_o, \xi, r, q_н)\, dV_o d\xi dr dq_н . \qquad (1)$$

Если же надо определить вероятность кинематических характеристик в некотором диапазоне, то выражение (1) следует проинтегрировать по всем переменным в заданных пределах.

Как правило, поиск организуют, чтобы обнаружить объекты определенного класса, скорость которых V_o лежит в определенных пределах, вследствие чего ее считают известной. При этом на практике наиболее часто встречаются равномерное и нормальное распределение вероятных мест нахождения ОП [7, 11, 15].

Равномерное распределение вероятных мест нахождения объекта поиска. Довольно часто возникают ситуации, когда достоверно известна площадь действия ОП $S_р$, при этом место и направление его движения неизвестны; кроме того, ни одному возможному его курсу или местоположению предпочтение отдать не возможно. В этом случае, наиболее целесообразно принять гипотезу о равномерном распределении местоположения ОП в площади $S_р$ и равномерном распределении его движения в пределах от 0 до 2π.

Аналитическое выражение для плотности вероятности можно найти, исходя из следующего:

1. Так как движение ОП возможно в любом направлении, то вероятность того, что разность курсов ξ будет находиться в пределах от ξ до $\xi + d\xi$, равна $d\xi/2\pi$;

2. Так как нахождение ОП возможно в любой точке площади $S_р$, то вероятность того, что он находится в элементарной площади $rdrdq_н$, будет равна $rdrdq_н/S_р$;

3. События «разность курсов ξ находится в пределах от ξ до $\xi + d\xi$» и «объект находится в пределах элементарной площади $rdrdq_н$» считаются независимыми.

Исходя из этого, на основании теоремы об умножении вероятностей, вероятность того, что разность курсов ξ находится в пределах от ξ до $\xi + d\xi$ и что объект находится на элементарной площади $rdrdq_н$, равна $P(\xi, r, q_н)\, d\xi dr dq_н = r dr dq_н d\xi / S_р$.

Следовательно, при принятой гипотезе о движении ОП и его местоположении относительно наблюдателя (УО), выражение для средней относительной плотности вероятности $P(\xi, r, q_н)$ запишется: $P(\xi, r, q_н) = r / 2\pi S_р$.

Если скорость движения ОП известна, то можно определить вероятность того, что разность курсов заключена между ξ_1 и ξ_2, расстояние – между r_1 и r_2 и курсовой угол – между $q_{н1}$ и $q_{н2}$, при условии, что $\xi_1 < \xi_2$, $r_1 < r_2$, $q_{н1} < q_{н2}$:

$$P\left(\xi_1 \le \xi \le \xi_2; r_1 \le r \le r_2; q_{н1} \le q_н \le q_{н2}\right) = \frac{1}{2\pi S_р}\int_{\xi_1}^{\xi_1}\int_{r_1}^{r_2}\int_{q_{н1}}^{q_{н2}} r dr dq_н d\xi .$$

Нормальное распределение вероятных мест нахождения объекта поиска. Такое распределение соответствует случаю, когда поисковые действия организуются на основе данных о местоположении ОП, в нашем случае БЛА, на определенный момент времени, после которого поступление данных по тем или иным причинам прекратилось. Рассмотрим и проанализируем данную задачу более подробно.

Пусть в определенный момент времени обнаружен некий БЛА (рис. 1).

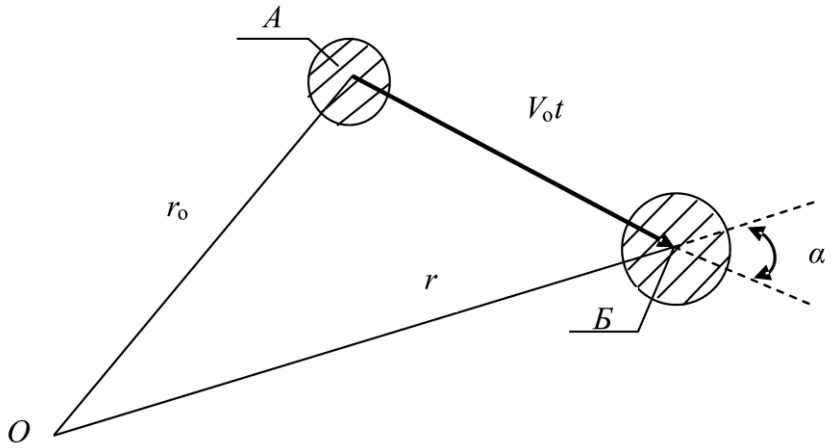


Рис. 1. Геометрическое пояснение распределения вероятностных мест нахождения БЛА после его первоначального обнаружения

Место нахождения БЛА было получено с некоторой ошибкой (погрешностью). Центр распределения вероятных мест БЛА будет находиться в точке *O*. Одно из возможных случайных положений БЛА в момент обнаружения – точка *A*, находящаяся от центра распределения на расстоянии r_o. Сразу после обнаружения БЛА поиска контакт с ним по каким-либо причинам был потерян. Требуется организовать поисковые действия с помощью УО, в нашем случае ДП, для его повторного обнаружения, используя для этого данные о месте его первоначального обнаружения.

В этой связи необходимо найти закон изменения плотности вероятности мест нахождения БЛА в различных точках окрестности его первоначального обнаружения.

Предполагается, что БЛА уходит из места первоначального обнаружения с постоянной скоростью V_o. При этом курсы его равномерно распределены от 0 до 360° (2π).

С приемлемой для практических задач точностью можно считать, что ошибки в определении места первоначального обнаружения БЛА подчиняются нормальному круговому закону на плоскости, плотность распределения которого выражается как [16]

$$f\left(r_o\right) = \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{r_o^2}{2\sigma^2}\right\}, \qquad (2)$$

где σ – среднеквадратическая ошибка места нахождения БЛА, зависящая от точности знания места наблюдателем и точности определения координат БЛА относительно ДП.

Через промежуток времени t после момента первоначального обнаружения БЛА удалится от места обнаружения на расстояние $V_o t$. Предположим, что он окажется в случайной точке *Б* на расстоянии r от центра распределения.

Рассмотрим сначала случай, когда курс БЛА составляет с направлением от центра распределения *О* на новое место БЛА угол в пределах между α и α + $d\alpha$. При этом БЛА через время t будет находиться в пределах некоторой площади $dБ$.

Плотность вероятности события «БЛА находится в площади $dБ$» является произведением плотностей вероятностей двух независимых событий:

– БЛА поиска имеет данный курс, составляющий с направлением *ОБ* угол между α и α + $d\alpha$. Плотность вероятности этого события по условию задачи равна $d\alpha/2\pi$;

– БЛА в момент первоначального обнаружения находился в точке *А* на расстоянии от точки *Б*, равном $V_o t$, в направлении, обратном курсу БЛА. Плотность вероятности этого события соответствует выражению (2).

Подставив вместо r_o его значение (см. рис. 1) $r_o^2 = r^2 + V_o^2 t^2 - 2rV_o t\cos\alpha$, получим

$$f\left(r_o\right) = \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2 - 2rV_o t\cos\alpha}{2\sigma^2}\right\}.$$

Следовательно, плотность вероятности события «объект находится в площади $dБ$» равна

$$\frac{d\alpha}{2\pi}\times\frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2 - 2rV_o t\cos\alpha}{2\sigma^2}\right\}. \qquad (3)$$

Для получения искомого закона распределения плотности вероятности того, что БЛА через время t будет находиться на расстоянии r от центра распределения $f(r, t)$, проинтегрируем произведение (3) по всем возможным значениям угла α от 0 до 2π:

$$\begin{aligned} f\left(r,t\right) &= \int_0^{2\pi}\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2 - 2rV_o t\cos\alpha}{2\sigma^2}\right\}d\alpha = \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2}{2\sigma^2}\right\}\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left\{\frac{rV_o t\cos\alpha}{\sigma^2}\right\}d\alpha. \end{aligned} \qquad (4)$$

Поскольку интеграл в (3) через элементарные функции не выражается, выразим его через функцию Бесселя 1-го рода, значения которой может быть получено из [17].

Придавая показателю степени exp знак минус, чтобы не изменить значения результата, одновременно умножим его на $i^2 = -1$:

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left\{-\frac{i^2 rV_o t\cos\alpha}{\sigma^2}\right\}d\alpha = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left\{-\frac{irV_o ti\cos\alpha}{\sigma^2}\right\}da = I_o\left(\frac{rV_o t}{\sigma^2}\right), \qquad (5)$$

где I_o – функция Бесселя 1-го рода нулевого порядка от мнимого аргумента.

После подстановки (5) в (4) получим

$$f\left(r,t\right) = \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2}{2\sigma^2}\right\}I_o\left(\frac{rV_o t}{\sigma^2}\right), \qquad (6)$$

Таким образом, можно сказать, что выражение (6) описывает неравномерное распределение вероятных мест БЛА, для случая, когда его курсы равновероятны в пределах от 0 до 360° (2π), а скорость БЛА точно известна и в процессе не меняется.

2. Кинематика поиска при взаимном перемещении БЛА и ДП

На практике часто возникают случаи, когда курсы БЛА не равновероятны в пределах от 0 до 360° (2π), а распределены равномерно в секторе ($K_2 - K_1$). В этом случае выражение для плотности распределения вероятных мест БЛА будет иметь следующий вид:

$$f(r,t) = \frac{1}{2(K_2 - K_1)} \exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2}{2\sigma^2}\right\} \frac{1}{\pi} \int_{K_1}^{K_2} \exp\left\{-\frac{i^2 r V_o t \cos\alpha}{\sigma^2}\right\} d\alpha = \\ = \frac{1}{2(K_2 - K_1)} \exp\left\{-\frac{r^2 + V_o^2 t^2}{2\sigma^2}\right\} Z_0\left(\frac{r V_o t}{\sigma^2}\right), \quad (7)$$

где $Z_0 = C_1 I_0 + C_2 N_0$; N_0 – функция Бесселя 2-го рода нулевого порядка от мнимого аргумента; C_1 и C_2 – постоянные, зависящие от пределов интегрирования K_1 и K_2.

Как правило, на практике скорость объекта поиска не является постоянной и точно известной величиной [18, 19]. Поэтому рассмотрим, как изменится выражение (7), если скорость БЛА будем считать не как постоянную безошибочную величину, а как величину случайную, подчиненную определенному закону распределения. При этом возможно два варианта учета скорости БЛА.

Первый вариант – когда считается, что с известной точностью мы располагаем сведениями о возможной скорости БЛА. В этом случае распределение скорости БЛА принимается соответствующим релеевскому закону, плотность распределения которого описывается выражением

$$f(V_o) = \frac{V_o}{\sigma_{V_o}^2} \exp\left\{-\frac{V_o^2}{\sigma_{V_o}^2}\right\},$$

где $\sigma_{V_o}^2$ – среднеквадратическая ошибка в определении скорости БЛА.

Зная, что закон Релея описывает распределение длины случайного вектора, проекции которого на координатные оси подчиняются нормальному закону, можно считать, что ошибка в определении вектора скорости БЛА является случайной величиной, подчиняющейся нормальному круговому закону.

Второй вариант – когда считается, что мы не располагаем определенными данными о скорости БЛА, при этом скорость БЛА может быть равновероятной в пределах всего диапазона возможных скоростей БЛА от 0 до V_{max}. В этом случае при рассмотрении плотности распределения величины скорости БЛА целесообразно принять закон равной вероятности. При этом дифференциальный закон распределения для скорости будет иметь вид:

$$f(V_o) = \begin{cases} V_{o.max}, & \text{если } 0 < V_o < V_{o.max}; \\ 0, & \text{вне этого промежутка.} \end{cases}$$

Среднее значение скорости (математическое ожидание) будет равно $V_{o.cp} = V_{o.max}/2$, а среднеквадратическая ошибка в определении скорости – $\sigma_{V_o}^2 = V_{o.max}/2\sqrt{3} \approx 0,3V_{o.max}$.

Траектории движения БЛА и ДП. В общем случае поиск должен рассматриваться в трехмерном пространстве. Однако, введя некоторые, обычно непринципиальные, ограничения, можно рассматривать процесс поиска как поиск на плоскости.

Как правило, процесс поиска связан с движением БЛА и ДП. Традиционным является переход к относительному движению, когда ДП условно неподвижен, а движение БЛА происходит с относительной скоростью и относительным курсом. Для этого перехода строится треугольник сложения векторов скоростей, так называемый скоростной тре-

угольник. Движение ДП характеризуется его скоростью $V_н$ и истинным курсором, а движение объекта – скоростью $V_о$ и углом разности курсов ξ, отсчитываемых от $V_н$ к $V_о$ по направлению движения часовой стрелки соответственно (рис. 2) [9].

Относительное движение БЛА характеризуется относительной скоростью V_ρ и относительным курсом θ.

Из треугольника скоростей по теореме косинусов: $V_\rho = \sqrt{V_н^2 + V_о^2 - 2V_н V_о \cos\xi}$, проецируя $V_н$ и $V_о$ на V_ρ, получаем: $V_\rho = -V_н \cos\xi \pm \sqrt{V_о^2 - V_н^2 \sin\theta}$; по теореме синусов $\sin\theta = (V_о / V_н)\sin(\theta - \xi)$.

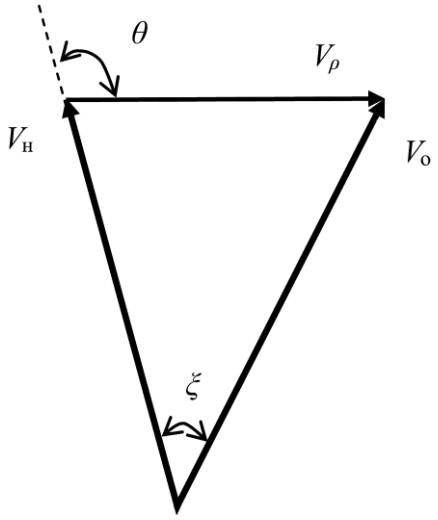


Рис. 2. Геометрическое пояснение треугольника сложения векторов скоростей ДП и БЛА

Воспользовавшись полярной системой координат (рис. 3), выведем уравнение траектории относительного движения БЛА [10], в которой за начало отсчета примем место ДП в начальный момент времени t_0 (точка H), за полярную ось – прямую, совпадающую с линией курса ДП $HV_н$, за радиус-вектор – вектор $\vec{r}$ – расстояние от ДП до БЛА, за полярный угол $q_н$ – угол, отсчитываемый от $V_н$ к r по направлению движения часовой стрелки.

Если принять, что в начальный момент времени t_0 расстояние между ДП и БЛА равно r_0, а курсовой угол на БЛА равен $q_{н.о}$, то в текущий произвольный момент времени t

$$r = r_0 + (t - t_0)V_\rho .$$

Выразим r и $q_н$ через r_0 и $q_{н.}$ Из ΔHO_0O следует, что

$$V_\rho^2 (t - t_0)^2 = r^2 + r_0^2 - 2rr_0 \cos(q_н - q_{н.о});$$

$$\left(V_н^2 + V_о^2 - 2V_н V_о \cos\xi\right)(t - t_0)^2 = r^2 + r_0^2 - 2rr_0 \cos(q_н - q_{н.о}).$$

Во всех случаях, за исключением равенства, когда $V_н = V_о$, между линией относительного курса БЛА и ДП имеется наименьшее расстояние, равное $r_{min} = r_0 \sin(\theta - q_{н.о})$.

Это расстояние принято называть траверзной дальностью, а точку O – относительным траверзом [10].

Примем за ось абсцисс прямоугольной системы координат x – направление относительного курса БЛА, а за ось ординат – y – направление относительного траверза. Начало

координат возьмем в точке наибольшего сближения в момент относительного траверза (T_o), за положительное направление оси x – направление вектора относительной скорости БЛА$V_ρ$. При этом в данной прямоугольной системе координат уравнение траектории движения БЛА будет иметь вид:

$$\begin{cases} x = V_\rho \left(t - T_o \right); \\ y = 0, \end{cases}$$

где T_o – момент максимального сближения БЛА и ДП.

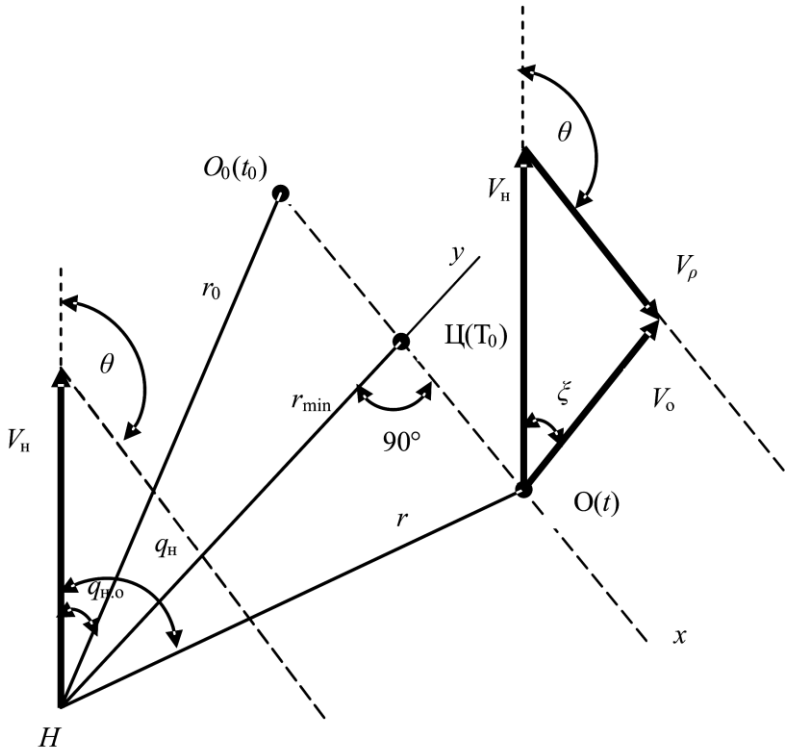


Рис. 3. Геометрическое пояснение относительной траектории движения БЛА при поиске

Курсовой угол на БЛА $q_{н.о}$ и расстояние между ДП и БЛА r_0 будут определяться, соответственно, как $q_{н.о} = \operatorname{arctg}\left(x/y \right)$; $r_0^2 = x^2 + y^2$.

3. Движение ДП и БЛА по криволинейным траекториям с ускорениями (переменными скоростями)

Рассмотрим и проанализируем общий случай, когда ДП и БЛА движутся по сложной траектории с переменными скоростями. Определим вероятность обнаружения БЛА при непрерывном и дискретном обследовании пространства [11].

Если предположить, что опыты по определению закона распределения дальности действия ДП проводятся в условиях постоянства факторов, определяющих закономерности изменения дальности действия (основные факторы), то элементарную вероятность обнаружения g_i и плотность вероятности обнаружения γ_t можно считать зависящими только от расстояния r между ДП и БЛА, то есть

$$g_i = g_i\left(r \right); \ \gamma_t = \gamma_t\left(r \right). \qquad (8)$$

Так как в нашем случае, ДП и БЛА движутся по сложной траектории с переменными скоростями, то непрерывное изменение их относительного положения приводит к изменению элементарных вероятностей обнаружения. Найдем выражения для элементарных вероятностей g_t и $\gamma_t dt$ на произвольно взятый момент времени t и для расчета вероятности обнаружения БЛА за любой отрезок времени, находящийся в пределах $t_{\text{н.отр}} \le t \le t_{\text{к.отр}}$, где $t_{\text{н.отр}}$ и $t_{\text{к.отр}}$, соответственно, начало и конец отрезка времени наблюдения.

Зададимся прямоугольной системой координат ξ, η (рис. 4) с началом в точке нахождения ДП и вычертим относительную траекторию БЛА S [9].

Предположим, что нам заданы координаты БЛА и функции времени, т. е. известны уравнения его относительного движения: $\xi = \xi(t);\ \eta = \eta(t)$.

Так как $r = \sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)}$, то уравнения (8) можно представить в виде:

$$g = g\left[\sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)}\right] = g_i; \tag{9}$$

$$\gamma(r)\,dt = \gamma\left[\sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)}\right]dt = \gamma_t dt\,. \tag{10}$$

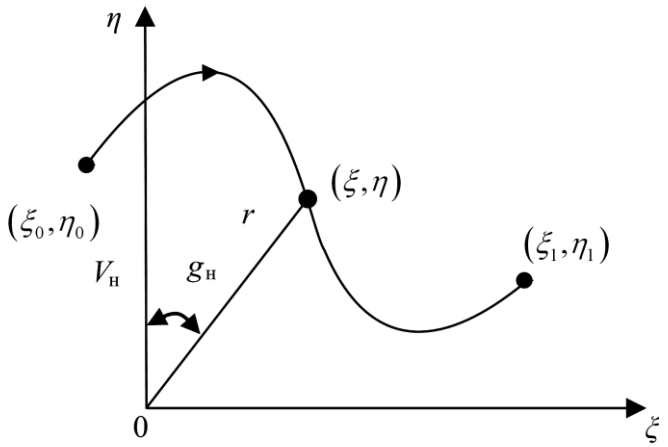


Рис. 4. Относительная траектория БЛА в прямоугольной системе координат

Полученные равенства (9) и (10) являются искомыми аналитическими выражениями, позволяющими при знании траектории относительного движения БЛА рассчитать элементарные вероятности обнаружения его в произвольный момент времени *t*.

Воспользовавшись уравнениями [7], найдем выражения для расчета вероятности обнаружения БЛА на отрезке траектории между точками с координатами (ξ_0, η_0) и (ξ_1, η_1):

– при дискретном обследовании

$$P_{\text{об}}(S) = 1 - \Pi_{i=1}^{n}\left\{1 - g\left[\sqrt{\xi^2(t_i) + \eta^2(t_i)}\right]\right\}; \tag{11}$$

– при непрерывном обследовании

$$P_{\text{об}}(S) = 1 - \exp\left\{-\int_{t_{\text{н.отр}}}^{t_n} \gamma\left[\sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)}\right]dt\right\}. \tag{12}$$

В уравнении (12) t_i – момент i-го мгновенного наблюдения, а n – количество мгновенных наблюдений за время от момента $t_{\text{н.отр}}$ до момента $t_{\text{к.отр}}$, причем $t_{\text{н.отр}} \le t_1 \le t_2, \ldots, t_i, \ldots, < t_n \le t_{\text{к.отр}}$.

На основании ранее оговоренных условий (1) [11], представим выражения (11) и (12) в виде равенства

$$P_{\text{об}}(S) = 1 - \exp\{-F(S)\}, \tag{13}$$

в котором при дискретном обследовании потенциал обнаружения находится как $F(S) = \sum_{i=1}^{n} \ln\left\{1 - g\left[\sqrt{\xi^2(t_i) + \eta^2(t_i)}\right]\right\}$, при непрерывном $F(S) = \int_{t_{\text{н.отр}}}^{t_n} \gamma\left[\sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)}\right] dt$.

Так как $ds = V_\rho dt$, то выражение для $F(S)$ можно представить в виде криволинейного интеграла по траектории S, то есть $F(S) = \int_S \frac{\gamma(r)\,ds}{V_\rho}$.

Потенциал обнаружения $F(S)$ обладает свойством аддитивности, которое в данном случае означает, что если S_1 и S_2 – две траектории и $S = S_1 + S_2$ – их комбинация или сумма, а $P_{\text{об}}(S) = P_{\text{об}}(S_1 + S_2)$ является вероятностью обнаружения БЛА хотя бы на одной из этих траекторий, то $P_{\text{об}}(S)$ можно рассчитать по формуле (13), причем

$$F(S_1 + S_2) = F(S_1) + F(S_2). \tag{14}$$

Чтобы определить вероятность обнаружения БЛА на траектории S_1 или S_2, можно воспользоваться формулой сложения вероятностей для совместных событий [10]:

$$P_{\text{об}}(S) = 1 - \left[1 - P_{\text{об}}(S_1)\right]\left[1 - P_{\text{об}}(S_2)\right]. \tag{15}$$

Так как

$$P_{\text{об}}(S_1) = 1 - \exp\{-F(S_1)\}; \tag{16}$$

$$P_{\text{об}}(S_2) = 1 - \exp\{-F(S_2)\}, \tag{17}$$

то после подстановки (16) и (17) в равенство (15), имеем

$$P_{\text{об}}(S) = 1 - \exp\{-F(S_1)\}\exp\{-F(S_2)\}. \tag{18}$$

Полученный результат свидетельствует о справедливости формулы (14).

Заметим, что свойство аддитивности потенциала обнаружения применимо к любому числу траекторий. Поэтому оно может быть использовано при расчете вероятности обнаружения БЛА, движущегося по ломаной траектории, а также при расчете вероятности обнаружения БЛА несколькими ДП, относительно которых БЛА движется соответственно по траекториям S_1, S_2, …, S_i, …, S_N.

Заметим, что на практике часто траектория БЛА является прямолинейной, а относительная скорость V_ρ – постоянной. В этом случае наиболее целесообразно проводить расчеты с помощью прямоугольной системы координат x и y, где x является травезным расстоянием, а за ось y принимается прямая, совпадающая с линией относительного перемещения БЛА.

В названной системе координат уравнение движения БЛА можно представить так:

$$x = \text{const}; \; y = V_\rho t,$$

где t измеряется от момента наибольшего сближения БЛА с ДП, а за положительное направление оси y принимается положительное направление вектора относительной скорости V_ρ.

Для равномерного и прямолинейного движения ДП и БЛА потенциал обнаружения можно определить по формулам:

– при дискретном обследовании

$$F(S) = -\sum_{i=1}^{n} \ln\left[1 - g\left(\sqrt{x^2 + V_\rho^2 t_i^2}\right)\right] = -\sum_{i=1}^{n} \ln\left[1 - g\left(\sqrt{x^2 + y_i^2}\right)\right], \qquad (19)$$

– при непрерывном обследовании

$$F(S) = \int_t^{t_n} \gamma\left[\sqrt{x^2 + V_н^2 t^2}\right] dt = \frac{1}{V_\rho} \int_{y_{н.тр}}^{y_{к.тр}} \gamma\left[\sqrt{x^2 + y^2}\right] dy. \qquad (20)$$

В формулах (19) и (20) y_i – расстояние от БЛА до точки максимального сближения с ДП в момент *i-m* мгновенного наблюдения; $y_{н.тр}, x_{н.тр} = x$, $y_{к.тр}$, $x_{к.тр} = x$ – крайние точки (начало и конец) траектории *S*.

Как видно из выражений (18), (19) и (20), вероятность $P_{об}(x)$ обнаружения БЛА является функцией траверзного расстояния *x*.

Заключение. Осуществлен анализ распределения кинематических характеристик объекта поиска – беспилотного летательного аппарата, представлены аналитические выражения для определения их плотности вероятности. Рассмотрены и проанализированы, наиболее часто встречаются на практике случаи равномерного и нормального распределения вероятных мест названного объекта.

Получены выражения для расчета вероятности обнаружения при взаимном перемещении устройства обнаружения и объекта поиска по криволинейным траекториям с изменяющимися скоростями при непрерывном и дискретном обследовании. Показано, что потенциал обнаружения обладает свойством аддитивности, поэтому он может быть использован при расчете вероятности обнаружения объекта поиска, движущегося по ломанной траектории, а также при расчете вероятности обнаружения объекта поиска несколькими устройствами обнаружения, относительно которых названный объект движется по собственной траектории.

Литература

1. Беспилотные летательные аппараты. – URL: http://bp-la.ru/uvs-tech-2009/

2. Демуренко К.А. Дроны – новая угроза с высоты // Алгоритм безопасности. – 2016, № 2. – С. 48-50.

3. Ерохина Л.И., Артюшенко В.М., Воловач В.И. Системы дистанционного обнаружения дронов и математическое моделирование задач их выбора // Вестник ПВГУС. Серия: Экономика. – 2016, № 46. – С. 161-170.

4. Бойко А. Системы обнаружения и противодействия беспилотникам. – URL: http://robotrends.ru/robopedia/obnaruzhenie-i-protivodyaystvie-bespilotnikam

5. Dedrone. Automatic Anti-Drone Solution. – URL: www.dedrone.com

6. Годунов А.И., Шишов С.В., Юрков Н.К. Комплекс обнаружения и борьбы с малогабаритными беспилотными летательными аппаратами // Надежность и качество сложных систем. – 2014, № 2(6). – С. 62-70.

7. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Вероятность обнаружения объекта поиска устройством обнаружения при их взаимном перемещении по произвольным траекториям с изменяющимися скоростями // Радиотехника. – 2016, № 12. – С. 74-81.

8. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.

9. Абчук В.А., Суздаль В.Г. Поиск объектов. – М.: Сов. радио, 1977. – 336 с.

10. Радиолокационные устройства / Под ред. В.В. Григорина-Рябова. М.: Сов. радио, 1970. – 680 с.

11. Воловач В.И., Артюшенко В.М. Вероятностные характеристики процесса поиска и обнаружения протяженного объекта в непрерывном и дискретном времени наблюдения // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016, № 12. – С. 58-67.

12. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники / 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1989. – 656 с.

13. Воловач В.И. Обнаружение протяженных объектов в условиях априорной неопределенности относительно параметров движения на фоне негауссовских помех // Радиотехника. – 2015, № 2. – С. 30-38.

14. Воловач В.И. Исследование плотности распределения вероятностей обнаружения объекта с учетом изменяющейся дальности // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013, № 4. – С. 71-75.

15. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Законы распределения дальности обнаружения протяженных объектов радиотехническими устройствами ближнего действия // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2015, № 1. – С. 3. URL: http://jre.cplire.ru/jre/jan15/11/text.html

16. Дубровин К.О., Ситротин П.А. Время пребывания цели в районе поиска // Морской сборник. – 1965, № 6.

17. Бронштейн И.Н., Семендиев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука, 1967. – 720 с.

18. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Оценка погрешности измерения параметров движения протяженных объектов в условиях изменяющейся дальности // Известия высших учебных заведений. Радиотехника. – 2015, Т. 58, № 1(631). – С.26-37.

19. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Оценка погрешности измерения скорости движения в условиях изменяющейся дальности до лоцируемого объекта // Радиотехника. – 2016, № 6. – С. 118-123.

Сведения об авторах

Артюшенко Владимир Михайлович, 1960 г. р., Московский институт инженеров транспорта, радиоинженер, 1982 г., радиотехнические системы ближнего действия, телекоммуникационные системы, оборудование и сети передачи данных, д.т.н. 1994 г., зав. кафедрой «Информационные технологии и управляющие системы» Технологического университета, г. Королев МО, artyushenko@mail.ru

Воловач Владимир Иванович, 1965 г. р., Московский технологический институт, радиоинженер, 1987 г., радиотехнические системы ближнего действия, включая системы обеспечения безопасности, оборудование и сети передачи данных, д.т.н. 2016 г., зав. кафедрой «Информационный и электронный сервис» Поволжского государственного университета сервиса, г. Тольятти, volovach.vi@mail.ru

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА ВЕКТОРНО-СКАЛЯРНЫМ ПРИЕМНИКОМ В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

Г.Н. Кузнецов, В.М. Кузькин, С.А. Пересёлков

Показана возможность применения интерферометрического метода локализации источника звука, основанного на двумерном преобразовании Фурье интерференционной структуры акустического сигнала, регистрируемого векторно-скалярным приемником в океаническом волноводе. Обоснована идентичность нормированных спектральных картин всех принимаемых компонент сигнала. Представлены результаты эксперимента на шельфе Тихого океана. Исследована помехоустойчивость метода для различных компонент звукового поля в случае изотропной помехи.

SOUND SOURCE LOCALIZATION BY VECTOR-SCALAR RECEIVER IN OCEAN WAVEGUIDE

G.N. Kuznetsov, V.M. Kuz'kin, S. A. Pereselkov

The possibility of using of interferometric method of source localization based on two-dimensional Fourier transform of the interference structure of the acoustic signal recorded by vector-scalar receiver in an oceanic waveguide is shown. Normalized spectrum structure identity is substantiated for all of received signal components. Pacific shelf experiment results are presented. The noise immunity of the localization method for various components of sound field in case of isotropic noise is researched.

В настоящее время в океанической акустике наибольшее распространение получили методы локализации источника звука, основанные на согласованной со средой обработке сигналов (см., например, обзоры [1−3]). В рамках этих методов определяется глубина источника и расстояния до него. Практическая реализация методов согласованной со средой обработки поля предполагает наличие априорных данных о координатах источника, свойствах помехи и параметрах модели океанического волновода. Ограничения этих методов связаны с рассогласованием между параметрами модельного и реального волновода, а также достаточно низкая помехоустойчивость. Отметим, что даже в условиях, когда удается компенсировать рассогласование параметров, алгоритмы согласованной со средой обработки теряют эффективность при малом входном отношении сигнал/помеха (с/п).

По мнению авторов работы, альтернативой, лишенной отмеченных недостатков, может служить интерферометрический метод, в основе которого лежит когерентное накопление спектральной интенсивности (частотных смещений) волнового поля [4]. Применение данного подхода в решении фундаментальных [5, 6] и прикладных [7−10] задачах акустики океана представляет собой весьма привлекательный и перспективный метод мониторинга подводной обстановки, возможности которого до конца не изучены. Комбинирование интерферометрического метода с алгоритмом оценки глубины источника [11, 12], основанным на регистрации отношения амплитуд соседних мод, позволяет, используя одиночный приемник, решать комплексную задачу по обнаружению, определению скорости, дальности и глубины источника.

Частотное смещение интерференционных максимумов звукового поля отражает условие сохранения фазы между интерферирующими модами. В случае локации движущегося источника это частотное смещение вызвано вариацией расстояния между

источником и приемником. В ситуации, когда спектр сигнала источника является равномерным, частотный сдвиг определяется дисперсионными характеристиками постоянных распространения (волновыми числами) интерферирующих мод [4]. Следует отметить, что в большинстве исследований [13, 14] не рассматривают вопроса о влиянии формы и вида спектра излучаемого сигнала на характер частотных смещений.

Эта проблема приобретает существенное значение в связи с активным развитием интерферометрического метода локализации источника, в частности, применительно к векторно-скалярным приемникам (ВСП) [15], которые позволяют анализировать четырехмерные характеристики звукового поля и тем самым расширить возможности обработки регистрируемых гидроакустических сигналов. Актуальность данного исследования обусловлена тем, что сравнение векторных компонент поля (составляющих колебательной скорости частиц) и скалярной компоненты (звукового давления) демонстрирует различный характер принимаемого сигнала.

КОМПОНЕНТЫ ПОЛЯ ВЕКТОРНО-СКАЛЯРНОГО ПРИЕМНИКА

Вектор колебательной скорости $\mathbf{V}$ и градиент давления ∇P в частотной области, полагая нормальные волны квазиплоскими, связаны соотношением [18]

$$\mathbf{V} = \frac{1}{i\rho\omega}\nabla P, \tag{1}$$

где ρ – плотность среды. Компоненты колебательных скоростей V_x, V_y в условиях волноводного распространения определяются выражениями:

$$V_x = \frac{\cos\vartheta}{\rho\omega}\sum_m A_m(\omega, r, z_s, z_q)h_m(\omega)\exp[ih_m(\omega)r], \tag{2}$$

$$V_y = \frac{\sin\vartheta}{\rho\omega}\sum_m A_m(\omega, r, z_s, z_q)h_m(\omega)\exp[ih_m(\omega)r]. \tag{3}$$

Здесь ϑ – азимутальный угол, т.е. угол между осью x и горизонтальной составляющей $\mathbf{r} = (x, y)$ радиус-вектора положения источника. Модуль горизонтальной компоненты $|V_r| = \sqrt{|V_x|^2 + |V_y|^2}$ колебательной скорости, согласно (2), (3), равен

$$|V_r| = \frac{1}{\rho\omega}\left[\sum_m\sum_n A_m(\omega, r, z_s, z_q)A_n^*(\omega, r, z_s, z_q)h_m(\omega)h_n(\omega)\exp[ih_{mn}(\omega)r]\right]^{1/2}. \tag{4}$$

Для получения простой и наглядной оценки вертикальной компоненты поля V_z поступим следующим образом. Зависимость амплитуды моды от глубины представим как

$$A_m(\omega, r, z) = \check{A}_m(\omega, r)\psi_m(z_s, \omega)\psi_m(z_q, \omega), \tag{5}$$

где $\psi_m(z, \omega)$ – собственная функция m-й моды, слабо зависящая от частоты. Далее воспользуемся ВКБ-асимптотикой собственных функций [16]

$$\psi_m(z, \omega) = [\gamma_m(z, \omega)N_m]^{-1/2}\sin\theta_m(z, \omega), \tag{6}$$

где

$$\theta_m(z, \omega) = \int_z^{\bar{z}_m}\gamma_m(z', \omega)dz' + \delta_m, \quad N_m = \int_{-H}^{0}[\sin^2\theta_m(z, \omega)/\gamma_m(z, \omega)]dz,$$

$$\gamma_m(z, \omega) = [(\omega/c(z))^2 - h_m^2(\omega)]^{1/2}. \tag{7}$$

Здесь $\bar{z}_m$ – точка поворота (или границы волновода) бриллюэновского луча m-й моды; δ_m – фазовая добавка, связанная со сшиванием асимптотик в окрестности точки поворота (каустический сдвиг фазы); $c(z)$ – распределение скорости звука по глубине волновода; $\gamma_m(z,\omega)$ – вертикальное волновое число m-й моды; H – глубина волновода. В соответствии с (5)–(7) из (1) имеем

$$V_z = \frac{1}{i\rho\omega}\sum_m A_m(\omega, r, z_s, z_q)\gamma_m(z_q,\omega)\,\mathrm{ctg}\theta_m(z_q,\omega)\exp[ih_m(\omega)r]. \qquad (8)$$

При получении (8) пренебрегалось медленным изменением вертикального волнового числа с изменением глубины по сравнению с фазовой функцией $\theta_m(z,\omega)$ (7). Компоненты поля давления P и горизонтальных колебательных скоростей V_x (2), V_y (3) синфазны между собой, а вертикальная компонента V_z (8) смещена относительно них на фазу $(-\pi/2)$. Видно также, что горизонтальные компоненты колебательной скорости фильтруют номера высших мод, а вертикальная компонента, наоборот, фильтрует моды низших мод. Далее аргументы у амплитуд мод опускаются.

В условиях волноводного распространения связь между давлением P и колебательной скоростью $|V| = \sqrt{|V_x|^2 + |V_y|^2 + |V_z|^2}$ в виде $P = \rho u V$ (u – фазовая скорость) [18] для плоской волны, не выполняется, так как нормальные волны в горизонтальной плоскости распространяются с различными фазовыми скоростями $u_m(\omega)$ и в вертикальной плоскости являются стоячими. При маломодовом распространении, когда волновые числа мод близки, $P \cong \rho u_{\text{эф}} V_r$, где $u_{\text{эф}}$ – эффективная фазовая скорость [19].

При исследовании векторных полей широкое использование находит также такая характеристика, как вектор потока мощности, $\mathbf{W} = P\mathbf{V}$ [15]. Компоненты потока мощности можно определить, воспользовавшись выражениями (2), (3), (7), (8). В частности, для модулей потоков мощности в горизонтальной плоскости $W_r = PV_r$ и вертикальном направлении $W_z = PV_z$ имеем

$$|W_r| = \frac{1}{\rho\omega}\left[\sum_m\sum_n A_m A_n^* \exp[ih_{mn}(\omega)r_s]\sum_m\sum_n A_m A_n^* h_m(\omega)h_n(\omega)\exp[ih_{mn}(\omega)r_s]\right]^{1/2}, \qquad (9)$$

$$|W_z| = \frac{1}{\rho\omega}\left[\sum_m\sum_n A_m A_n^* \exp[ih_{mn}(\omega)r_s]\right]^{1/2} \times$$

$$\times\left[\sum_m\sum_n A_m A_n^* \gamma_m(z_q,\omega)\gamma_n(z_q,\omega)\mathrm{ctg}\varphi_m(z_q,\omega)\mathrm{ctg}\varphi_n(z_q,\omega)\exp[ih_{mn}(\omega)r_s]\right]^{1/2}. \qquad (10)$$

Спектральную интенсивность, являющуюся результатом конструктивной интерференции нормальных волн, назовем интерферограммой. Интерферограммы различных компонент поля, а также потоков мощности, как видно из (2)–(4) и (8)–(10), характеризуются различными амплитудами, медленно меняющимися по сравнению с быстро меняющимися одинаковыми экспоненциальными множителями. Пренебрегая этими изменениями, можно ожидать идентичность нормированных интерферограмм для всех компонент ВСП.

АЛГОРИТМ ЛОКАЛИЗАЦИИ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА

Положим, что источник в горизонтальной плоскости (x, y) перемещается по прямолинейной траектории с постоянной скоростью v. В интерферограммах от переменной r перейдем к временной переменной t, полагая начальный момент времени $t_0 = 0$ и примем для них обозначения $I_P(\omega, t) = |P(\omega, t)|^2$, $I_{V_x}(\omega, t) = |V_x(\omega, t)|^2$ и т.д. Алгоритм локализации источника рассмотрим на примере компоненты поля V_x. По отношению к другим характеристикам ВСП анализ идентичен.

Применим к интерферограмме $I_{V_x}(\omega, t)$ двукратное преобразование Фурье [10]

$$F_{V_x}(\tilde{\nu}, \tau) = \int_0^{\Delta t} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} I_{V_x}(\omega, t) \exp[i(\tilde{\nu} t - \omega\tau)] v_r dt d\omega. \qquad (11)$$

Здесь $\tilde{\nu} = 2\pi\nu = v_r\kappa$, κ и τ – циклическая частота, пространственная частота и время спектрограммы соответственно; $v_r = v\cos\varphi$ – радиальная скорость источника, φ – угол между направлением на приемник и движением источника в горизонтальной плоскости; Δt – время наблюдения. Картина распределения спектральной плотности $F_{V_x}(\tilde{\nu}, \tau)$ трактуется как спектрограмма интерферограммы $I_{V_x}(\omega, t)$. Спектральная плотность (11) локализована в двух областях, симметрично расположенных относительно начала координат плоскости $(\tilde{\nu}, \tau)$. Она расположена в первом и третьем квадрантах плоскости $(\tau, \tilde{\nu})$, если радиальная скорость $v_r < 0$, т.е. угол траектории $(\pi/2) < \varphi \leq 3\pi/2$, и во втором и четвертом квадратах, если $v_r > 0$, когда $-\pi/2 \leq \varphi < (\pi/2)$. Спектральная плотность состоит из $(M-1)$ главных максимумов с координатами $(\tau_\mu, \tilde{\nu}_\mu)$, расположенными на прямой с угловым коэффициентом $\tilde{\varepsilon} = \tilde{\nu}_\mu/\tau_\mu$. Здесь M – число конструктивно интерферирующих мод, $\mu = \overline{1, M-1}$. Максимальный пик расположен в точке $(\tau_1, \tilde{\nu}_1)$, где складываются $(M - \mu)$ главных максимумов, обусловленных интерференцией соседних мод.

Алгоритм локализации источника состоит из двух этапов. На первом шаге проводится обнаружение источника. В качестве критерия обнаружения рассматривается наличие одиночного пика, преобладающего над помеховыми пиками, функционала

$$\mathrm{P}_{V_x}[\varepsilon_*(q)] = \int_0^{\tau_{\max}} \left|F_{V_x}[\tau(q), \nu(\tau(q))]\right| \sqrt{1 + \varepsilon_*^2(q)}\, d\tau, \qquad (12)$$

определяющего угловой коэффициент ε прямой $\nu = \varepsilon\tau$, на которой расположены главные максимумы спектральной плотности при входном отношении с/п q. Здесь $\tau_{\max} \geq \tau_{M-1}$ – положение максимума, обусловленного интерференцией крайних мод, ε_* – варьируемое значение углового коэффициента. За оценку $\dot{\varepsilon}(q)$ принимается положение главного максимума функционала (12), $\max \mathrm{P}_{V_x}[\varepsilon_*(q)] = \mathrm{P}_{V_x}[\dot{\varepsilon}(q)]$. Для оценки углового коэффициента знание характеристик волновода не требуется. Здесь и ниже оценки величин обозначаются точкой сверху.

На втором шаге на прямой $\nu = \dot{\varepsilon}\tau$ определяются координаты $(\dot{\tau}_1, \dot{\nu}_1)$ основного максимума спектральной плотности и оцениваются радиальная скорость v_r и начальное удаление r_0 источника

$$\dot{v}_r(q) = -2\pi \frac{N-1}{\dot{h}_1(f_0) - \dot{h}_N(f_0)} \dot{\nu}_1(q), \qquad (13)$$

$$\dot{r}_0(q) = 2\pi\dot{\beta} f_1 \frac{N-1}{\dot{h}_1(f_0) - \dot{h}_N(f_0)} \dot{\tau}_1(q). \qquad (14)$$

Здесь N – число энергонесущих мод; β – интерференционный инвариант [4]; f_1 – значение частоты спектра в начальный момент времени $t_0 = 0$.

Так как интерферограммы компонент поля и потоков мощности характеризуются быстро меняющимися одинаковыми экспоненциальными множителями, определяемыми передаточной функцией, и разными медленно меняющимися амплитудами, то нормированные спектрограммы будут идентичными [10]. Отсюда следует, что спектрограммы различных характеристик ВСП складываются когерентно, что представляет несомненный интерес для практических приложений.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Эксперимент проводился в акватории тихоокеанского шельфа: глубина $H \approx 53$ м, равномерный профиль скорости звука $c \approx 1474$ м/с. Источником звука являлся буксируемый на глубине $z_s \approx 15$ м пневматический излучатель, ВСП располагался на глубине $z_q \approx 52$ м. Скорость буксировки $v \approx 1.7$ м/с, периодичность излучения $T = 30$ с. Излучаемый сигнал контролировался гидрофоном, расположенным на расстоянии 2 м от излучателя, нормированный спектр $\hat{S}(f)$ пневмоисточника приведен на рис. 1. Нормированные величины обозначаются сверху знаком “крышка”. Начальное удаление $r_0 \approx 10$ км, пневмоисточник приближался к приемнику ($\varphi = \pi$).

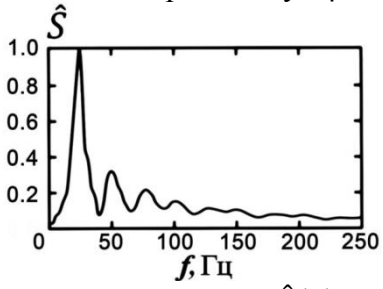


Рис. 1. Нормированный спектр $\hat{S}(f)$ пневмоисточника.

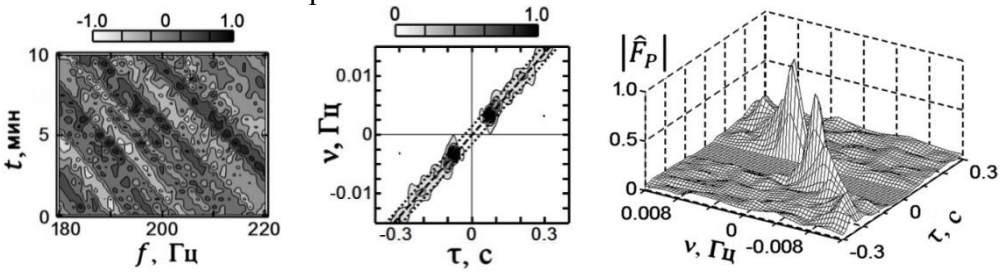
Использовался фрагмент данных на начальном участке траектории длительностью $\Delta t = 10$ мин в полосе $\Delta f = 180$–220 Гц. Число временных точек отсчета $J = \Delta t/T = 20$. На входе скалярная компонента поля имеет отношение с/п $q \approx 25.5$.

Для анализа получаемых результатов значения колебательных скоростей приводились к эквивалентным единицам звукового давления, которые обозначим как $U_{x,y,z}$. С учетом градуировки каналов $U_{x,y,z} = \kappa V_{x,y,z}$, где $\kappa = 13.5$. На начальном удалении $r_0 \approx 10$ км значения $U_x = 2.3$, $U_y = 1.4$, $U_z = 0.1$. Как видно, горизонтальные компоненты U_x, U_y сопоставимы между собой, а вертикальная компонента $U_z \ll U_{x,y}$. Указанное различие, как отмечалось выше, связано с тем, что на больших расстояниях для низших мод $\gamma_m \ll h_m$ [16]. На рассматриваемом участке траектории $N = 3$; на частоте $f_0 = 200$ Гц оценочные значения: $\dot{h}_1 = 0.8488$, $\dot{h}_2 = 0.8420$, $\dot{h}_3 = 0.8284$ м$^{-1}$, $\dot{\beta} = 1.2$ [10]. Частота $f_1 = 220$ Гц.

Экспериментальные нормированные интерферограммы и модули спектрограмм для компонент поля P, U_x, U_y, U_z, U_r и потоков мощности W_r, W_z движущегося источника приведены на рис. 2–8. С целью повышения контрастности и информативности на интерферограммах и спектрограммах вырезаны средние значения. Здесь и ниже данная операция при обработке всегда выполнялась. На двумерных спектрограммах пунктиром и квадратиками показаны соответственно прямая $\nu = \varepsilon\tau$ расположения главных максимумов спектральной плотности сигнала и прямые $\nu = \varepsilon\tau + \delta\nu$, $\nu = \varepsilon\tau - \delta\nu$, ограничивающие полосу, в которой она практически сосредоточена. Угловой коэффициент прямой, на которой расположены главные

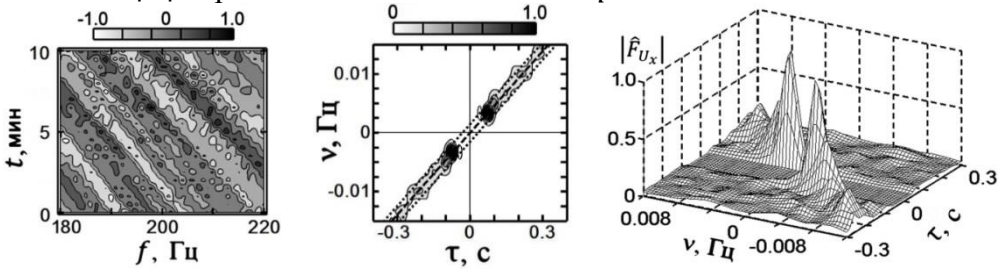
максимумы спектральной плотности спектрограмм, $\dot{\varepsilon} \approx 0.0454$ с$^{-2}$, ширина полосы $2\delta\nu \approx 0.0031$ Гц. Координаты положения максимального пика $\tau_1 \approx 0.0668$ с, $\nu_1 \approx 0.0030$ Гц. Для помеховой ситуации эксперимента, согласно (13), (14), получаем оценки $\dot{v}_r = -1.8$ м/с, $\dot{r}_0 = 10.8$ км.

Как видно, расположение спектральной плотности для всех величин идентично и нормированные интерферограммы и спектрограммы различаются лишь уровнем помехи за пределами полосы локализации. Это объясняется различием в значениях компонент колебательных скоростей.



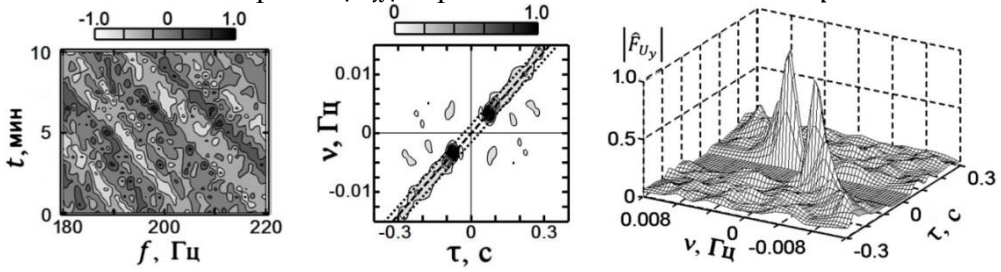
(а) (б) (в)

Рис. 2. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) квадрата модуля давления $|P|^2$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.



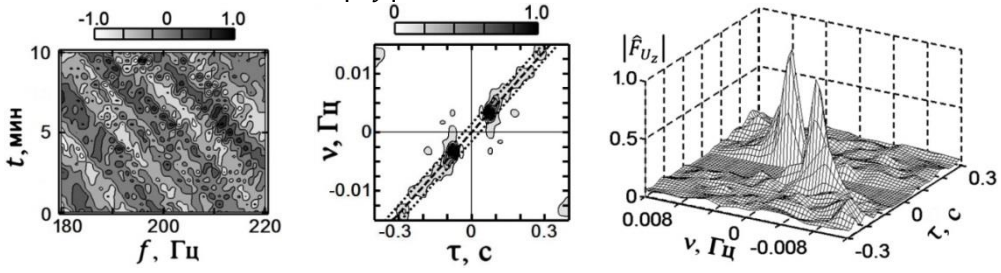
(а) (б) (в)

Рис. 3. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) квадрата модуля колебательной скорости $|U_x|^2$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.



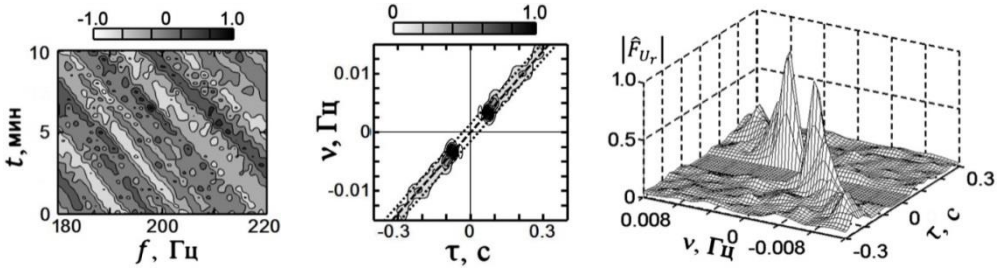
(а) (б) (в)

Рис. 4. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) квадрата модуля колебательной скорости $|U_y|^2$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.



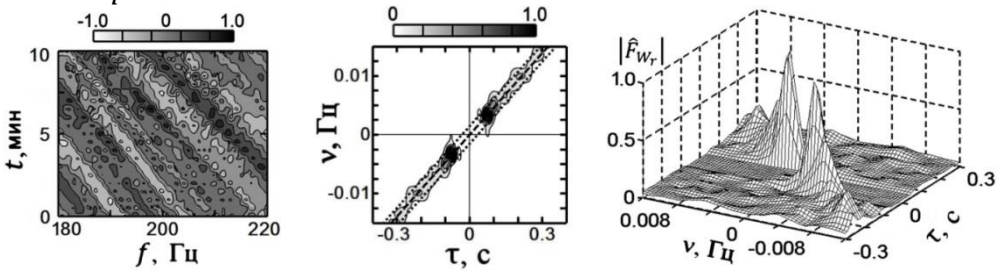
(а) (б) (в)

Рис. 5. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) квадрата модуля колебательной скорости $|U_z|^2$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.



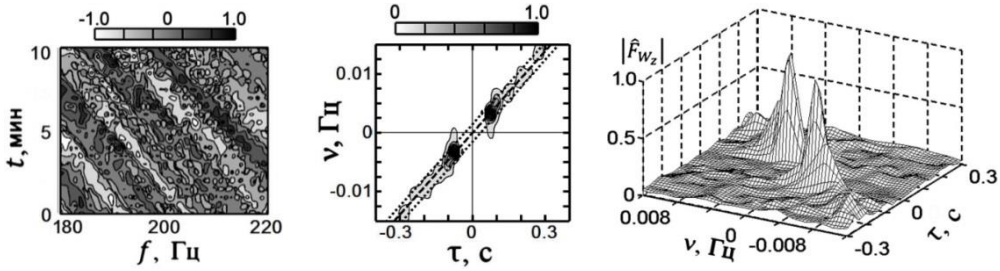
(а) (б) (в)

Рис. 6. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) квадрата модуля горизонтальной компоненты колебательной скорости $|U_r|^2$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.



(а) (б) (в)

Рис. 7. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) модуля горизонтальной компоненты потока мощности $|W_r|$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.



(а) (б) (в)

Рис. 8. Нормированные интерферограмма (а) и спектрограмма (б), (в) модуля вертикального потока мощности $|W_z|$ при входном отношении с/п $q = 25.5$.

Наиболее ярко это различие проявляется для величин U_y, U_z, для которых поле ослаблено по сравнению с компонентами U_x и P. Таким образом, результаты эксперимента подтверждают теоретическое положение о возможности когерентного сложения скалярной и векторных компонент поля, их комбинаций, а также потоков мощности.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АЛГОРИТМА

С целью проверки помехоустойчивости характеристик ВСП при обработке случайных реализаций добавлялась изотропная помеха. Пусть мощность изотропной помехи на входе скалярной компоненты поля равна σ^2, тогда на входе векторных компонентов каналов x, y, z она равна $\sigma^2/3$. При добавлении помехи результаты обработки случайных реализаций для предельных входных отношений с/п q_{lim} с применением скалярной и векторных компонент поля приведены на рис. 9–12 и представлены в таблице.

Использованы обозначения $L_r = P + U_r,\ L = P + U$. Как видно из рис. 9а−12а, 9б−12б, 9в−12в, для отношений с/п $q \geq q_{\lim}$ обнаружение источника (12) практически реализуется при одинаковых значениях углового коэффициента прямой, на которой расположены главные максимумы спектральной плотности. Даже в условиях разовых случайных реализаций наблюдается устойчивое обнаружение источника.

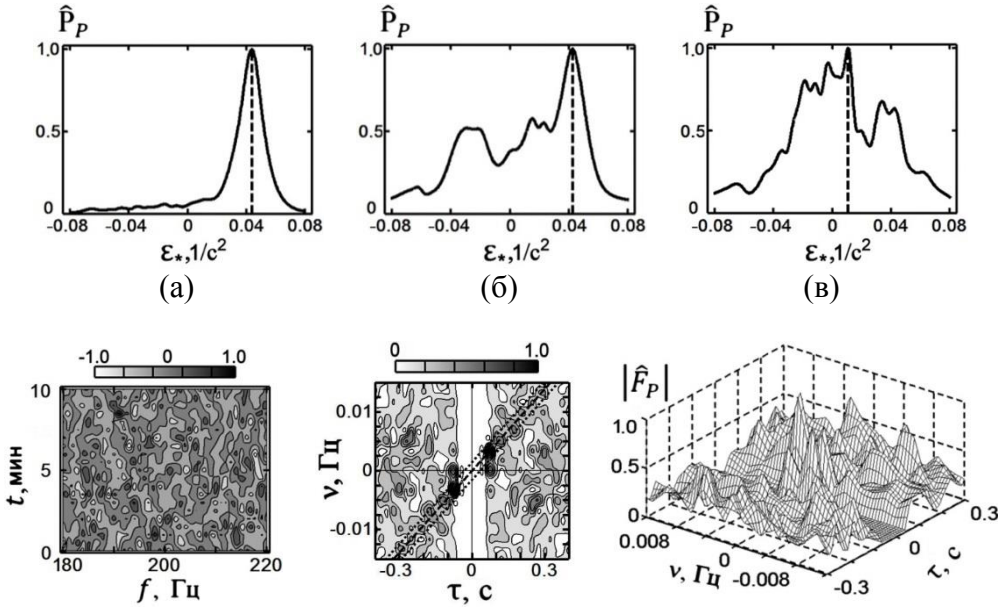


Рис. 9. Нормированная функция $\hat{P}_P(\varepsilon_*)$ при различных входных отношениях с/п: $q = 25.5$ (а), $q = q_{\lim} = 3 \times 10^{-3}$ (б), $q = 1.5 \times 10^{-3}$(в). Нормированные интерферограмма (г) и спектрограмма (д), (е) квадрата модуля $|P|^2$ при предельном входном отношении с/п $q_{\lim} = 3 \times 10^{-3}$.

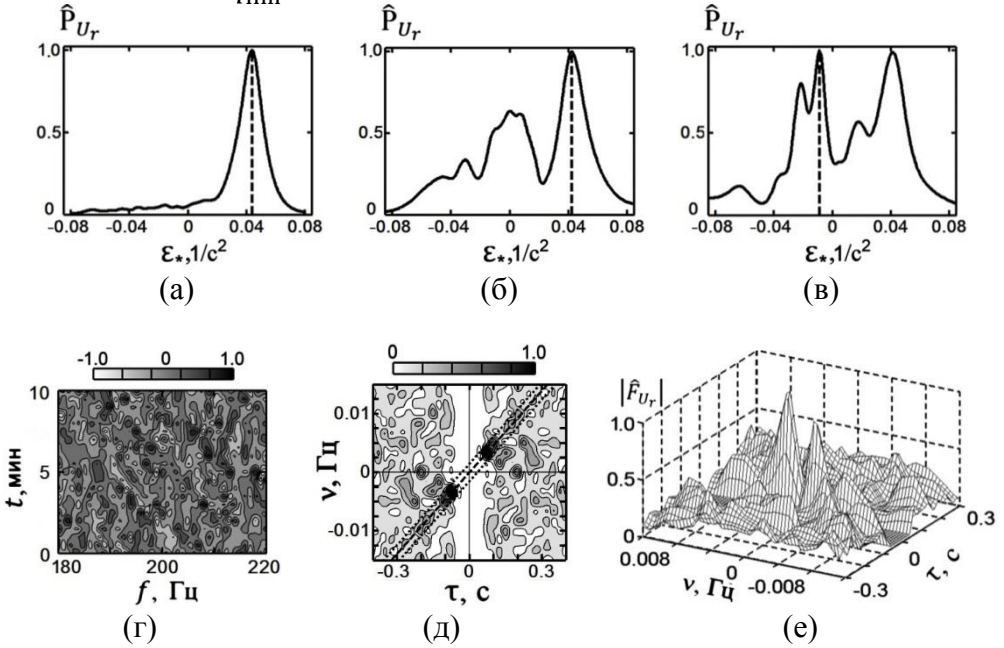


Рис. 10. Нормированная функция $\hat{P}_{U_r}(\varepsilon_*)$ при различных входных отношениях с/п: $q = 25.5$ (а), $q = q_{\lim} = 10^{-3}$ (б), $q = 5 \times 10^{-4}$(в). Нормированные интерферограмма (г) и спектрограмма (д), (е) квадрата модуля $|U_r|^2$ при предельном входном отношении с/п $q_{\lim} = 10^{-3}$.

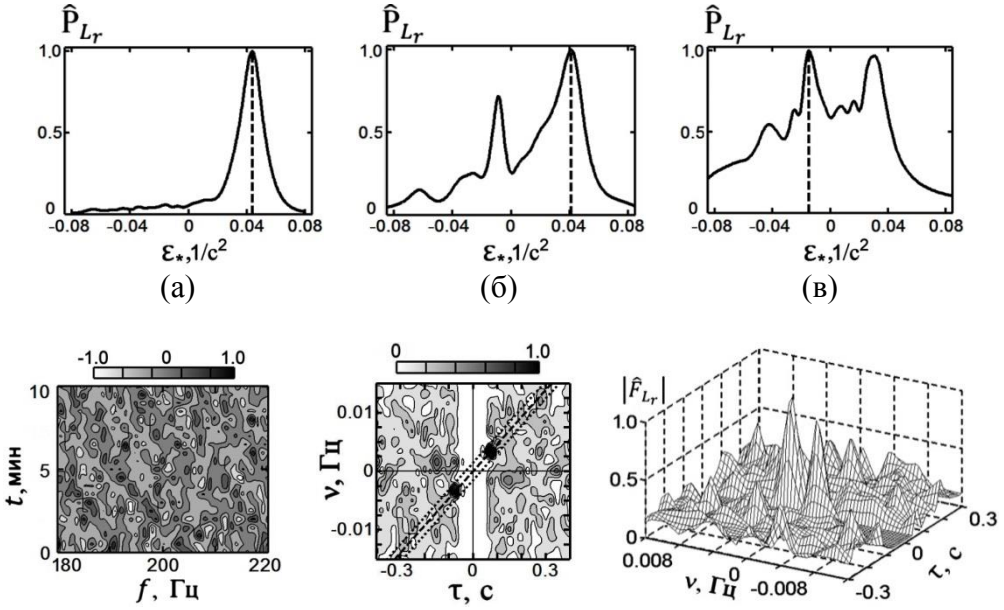


Рис. 11. Нормированная функция $\hat{P}_{L_r}(\varepsilon_*)$ при различных входных отношениях с/п: $q = 25.5$ (а), $q = q_{\lim} = 6 \times 10^{-4}$ (б), $q = 3 \times 10^{-4}$(в). Нормированные интерферограмма (г) и спектрограмма (д), (е) квадрата модуля $|L_r|^2$ при предельном входном отношении с/п $q_{\lim} = 6 \times 10^{-4}$.

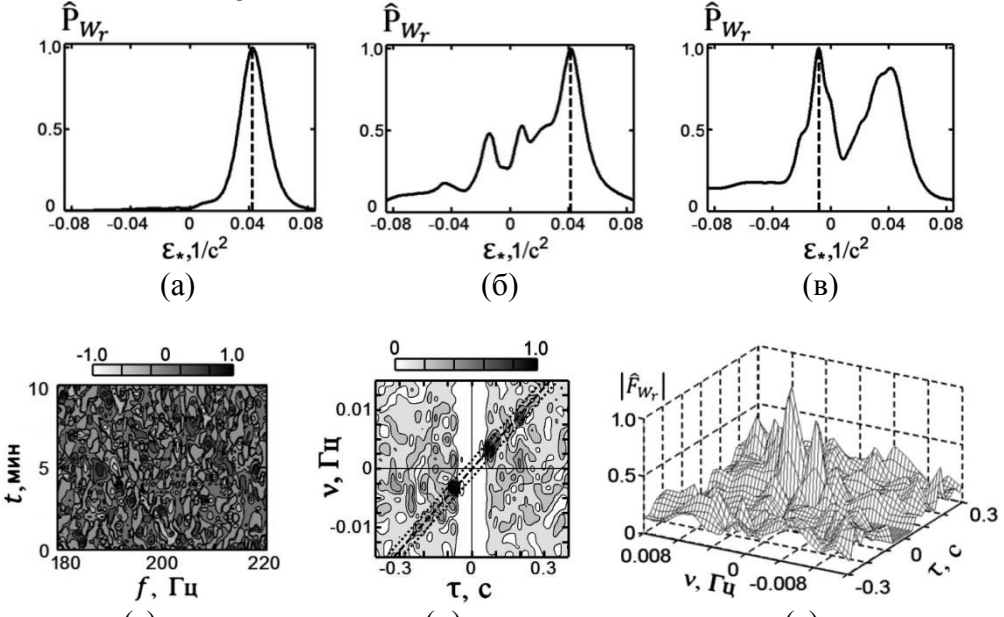


Рис. 12. Нормированная функция $\hat{P}_{W_r}(\varepsilon_*)$ при различных входных отношениях с/п: $q = 25.5$ (а), $q = q_{\lim} = 4 \times 10^{-3}$ (б), $q = 2 \times 10^{-3}$(в). Нормированные интерферограмма (г) и спектрограмма (д), (е) модуля $|W_r|$ при предельном входном отношении с/п $q_{\lim} = 4 \times 10^{-3}$.

При дальнейшем уменьшении входного отношения с/п, например, в два раза, помеховые пики превышают и сопоставимы с истинным пиком, обусловленным сигналом, и обнаружение источника становится невозможным. При предельном входном отношении с/п (рис. 9г–12г) наблюдаются хаотические интерферограммы, однако на спектрограммах (рис. 9д–12д) можно наблюдать упорядоченную картину

спектральной плотности, позволяющую обнаруживать источник и по положению главного максимума адекватно оценивать его радиальную скорость и начальное удаление.

В таблице отражены наиболее помехоустойчивые характеристики ВСП. Наибольший выигрыш в помехоустойчивости дают комбинации параметров с горизонтальной составляющей колебательной скорости U_r по сравнению с величиной полной колебательной скорости U. Эта особенность связана с тем, как показано выше, что добавление вертикальной составляющей скорости практически не дает вклада в повышение уровня сигнала, однако на треть увеличивает мощность помехи. По сравнению с квадратом давления использование потока мощности несколько увеличивает предельное отношение с/п, т.е. ухудшает помехоустойчивость.

Это обусловлено наличием в потоке мощности мультипликативной помехи. Комбинационные параметры L_r и L обеспечивают наименьшие предельные входные отношения с/п, $q_{\lim} = 6 \times 10^{-4}$ и $q_{\lim} = 8 \times 10^{-4}$, позволяющие снизить предельное отношение с/п по отношению к скалярной компоненте поля, $q_{\lim} = 3 \times 10^{-3}$, в 5 и 3.75 раз соответственно. Выигрыш можно оценить следующим образом. Величина $|L_r|^2$ приблизительно в четыре раза больше квадрата модуля давления $|P|^2$, при этом мощность помехи снижается в полтора раза. Величина $|L|^2 \approx |L_r|^2$, однако, мощность помехи равна мощности помехи по давлению. В результате для величин $|L_r|^2$ и $|L|^2$ получаем оценки $q_{\lim} = 3 \times 10^{-3}/6 = 5 \times 10^{-4}$ и $q_{\lim} = 3 \times 10^{-3}/4 = 7.5 \times 10^{-4}$, что неплохо согласуется с экспериментальными значениями. Для отношений с/п, превышающих предельное значение, случайные оценки параметров источника близки к среднестатистическим оценкам [10].

Таблица. Предельные входные отношения с/п $q_{\lim}$ и оценки параметров движущегося источника при различных видах обработки случайных реализаций

	параметры обработки						
	$\|P\|^2$	$\|U_r\|^2$	$\|U\|^2$	$\|L_r\|^2$	$\|L\|^2$	$\|W_r\|$	$\|W\|$
$q_{\lim}$	3×10^{-3}	10^{-3}	3×10^{-3}	6×10^{-4}	8×10^{-4}	4×10^{-3}	6×10^{-3}
$\dot{\varepsilon}$,с$^{-2}$	0.0452	0.0442	0.0442	0.0442	0.0442	0.0437	0.0443
$\dot{\tau}_1$, с	0.0686	0.0680	0.0680	0.0691	0.0691	0.0686	0.0664
$\dot{\nu}_1$, Гц	0.0031	0.0030	0.0030	0.0031	0.0031	0.0030	0.0029
$\dot{v}_r$, м/с	-1.9	-1.8	-1.8	-1.9	-1.9	-1.8	-1.8
$\dot{r}_0$, км	11.1	11.0	11.0	11.2	11.2	11.1	10.8

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как следует из представленных результатов, особенности спектров излучения движущихся источников не сказываются на деталях формирования ими интерференционной картины, которая остается такой же, как и в случае равномерного спектра. Это указывает на универсальность характера интерферограммы, определяемой передаточной функцией, и обосновывает применение интерферометрического подхода локализации источника звука с использованием ВСП. При этом появляется возможность когерентного сложения спектрограмм скалярной и векторных компонент поля, а также их комбинаций. В случае изотропной внешней помехи наибольшей помехоустойчивостью обладает характеристика, являющаяся сложением давления и колебательной скорости, выраженной в эквивалентных единицах давления. Она позволяет, по сравнению со скалярной компонентой, уменьшить предельное входное

отношение с/п в 4−5 раз, при котором обеспечивается устойчивое обнаружение, и оценки радиальной скорости и начального удаления источника близки реальным.

Литература

1. Ianniello J. P. Recent developments is sonar signal processing / J. P. Ianniello // Signal Proc. Mag. / IEEE Signal Proc. Soc. – 1998. – Вып. 15. – № 4. – С. 27−40.
2. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов / Г. С. Малышкин, Г. Б. Сидельников // Акуст. журн. – 2014. – Вып. 60. – № 5. – С. 526−545.
3. Сазонтов А. Г. Согласованная пространственная обработка сигналов в подводных звуковых каналах (Обзор) / А. Г. Сазонтов, А. И. Малеханов // Акуст. журн. – 2015. – Вып. 61. – № 2. – С. 233−253.
4. Чупров С. Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане / С. Д. Чупров // Акустика океана. Современное состояние. – М.: Наука, 1982. – С. 71–82.
5. Kuz'kin V. M. Method for measuring the frequency shifts of interference maxima in monitoring of dispersion media: theory, implementation, and prospects / V. M. Kuz'kin, G. A. Lyakhov, S. A. Pereselkov // Phys. Wave Phenom. – 2010. – Вып. 18. – № 3. – С. 196–222.
6. Kuz'kin V. M. Frequency shifts of sound field maxima in few-mode propagation, which are initiated by internal wave solitons / V. M. Kuz'kin, M. V. Kutsov, S. A. Pereselkov // Phys. Wave Phenom. – 2013. – Вып. 21. – № 2. – С. 139−151.
7. Cocrell K. L. Robust passive range estimation using the waveguide invariant / K. L. Cocrell, H. Smidt // J. Acoust. Soc. Am. – 2010. – Вып. 127. – № 5. – С. 3780–2789.
8. Rouseff D. Striation-based beam forming for estimating the waveguide invariant with passive sonar / D. Rouseff, L. M. Zurk // J. Acoust. Soc. Am. Express Lett. – 2011. – Вып. 130. – № 2. – С. 76–81.
9. Кузнецов Г. Н. Помехоустойчивость интерферометрического метода оценки скорости источника звука в мелком море / Г. Н. Кузнецов, В. М. Кузькин, С. А. Пересёлков, Д. Ю. Просовецкий // Акуст. журн. – 2016. – Вып. 62. – № 5. – С. 556–572.
10. Кузнецов Г. Н. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море / Г. Н. Кузнецов, В. М. Кузькин, С. А. Пересёлков // Акуст. журн. – 2017. – Вып. 63. – № 4. (в печати).
11. Besedina T. N. Estimation of the depth of a stationary sound source in shallow water / T. N. Besedina, G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz'kin, S. A. Pereselkov, D. Yu. Prosovetskiy // Phys. Wave Phenom. – 2015. – Вып. 23. – № 4. – С. 292–303.
12. Kuznetsov G. N. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide / G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz'kin, S. A. Pereselkov, D. Yu. Prosovetskiy // Phys. Wave Phenom. – 2016. – Вып. 24. – № 4. – С. 310−316.
13. Орлов Е. Ф. Интерференция звуковых волн в океане / Е. Ф. Орлов, Г. А. Шаронов – Владивосток: Дальнаука, 1998. – 195 с.
14. AIP Conf. Proc. «Ocean acoustic interference phenomena and signal processing» / Ed. by W.A. Kuperman and G.L. D'Spain (San Francisco, CA, May 1–3, 2001). Melville, N.Y., 2002. 277 p.
15. Гордиенко В. А. Векторно-фазовые методы в акустике / В. А. Гордиенко – М.: Физматлит, 2007. – 480 с.
16. Бреховских Л. М. Теоретические основы акустики океана / Л. М. Бреховских, Ю. П. Лысанов – Л.: Гидрометеоиздат, 1982. – 264 с.

17. Kuznetsov G. N. Shallow water noise source localization / G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz'kin, S. A. Pereselkov, I. V. Kaznacheev // Phys. Wave Phenom. – 2017. – Вып. 25. – № 2. (в печати).
18. Исакович М. А. Общая акустика / М. А. Исакович – М.: Наука, 1973. – 496 с.
19. Грачев Г. А. О средней скорости изменения фазы акустического поля вдоль плоского волновода / Г. А. Грачев, Г. Н. Кузнецов // Акуст. журн. – 1985. – Вып. 31. – № 2. – С. 266–268.

Сведения об авторах

Кузнецов Геннадий Николаевич — 1939 г. рождения, выпускник Ленинградского электротехнического института (1962), д. ф.-м. н. (1968), заведующий Лабораторией морских технологий НЦВИ Института общей физики им. А.М. Прохорова РАН.
Область научных интересов: классификация гидроакустических сигналов, калибровка гидроакустических волноводов, векторно-скалярные поля, системы обнаружения, пеленгования и классификации.
E-mail: skbmortex@mail.ru

Кузькин Венедикт Михайлович — 1946 г. рождения, выпускник Московского энергетический института (1971), д. ф.-м. н. (2001), НЦВИ Института общей физики им. А.М. Прохорова РАН, главный научный сотрудник.
Область научных интересов: акустика океана, теория излучения и дифракции звука в волновых каналах; методы когерентной низкочастотной акустической диагностики сосредоточенных и распределенных неоднородностей в океанических волноводах.
E-mail: kumiov@yandex.ru

Пересёлков Сергей Алексеевич — 1971 г. рождения, выпускник Воронежского госуниверситета (1994), д. ф.-м. н. (2011), профессор кафедры мат. физики ВГУ.
Область научных интересов: теория распространения и рассеяния звука, акустика океана, случайно-неоднородные гидроакустические волноводы, интерференционные методы.
E-mail: pereselkov@yandex.ru

УДК 621.391

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АВТОЗАХВАТА ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПО ДАННЫМ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Нахмансон Г. С., Комягин Б. П.

Рассматривается интервальная оценка момента автозахвата траектории движения воздушных целей при вторичной обработке радиолокационной информации. Получены аналитические выражения для доверительных вероятностей, соответствующих заданным временным интервалам, содержащим момент автозахвата траектории. Анализируются зависимости доверительных вероятностей от отношений сигнал/шум при приеме сигналов со случайными начальными фазами и амплитудами, содержащими детерминированные и флуктуирующие составляющие, на фоне шумов.

THE EFFECTIVENESS OF AUTO-TRAJECTORIES OF AIR TARGETS

Nakhmanson G. S., Komyagin B. P.

Discusses interval estimation of the moment autolock trajectory air targets movement in radar information secondary processing. The analytical expressions for the condence probabilities associated with specific time ranges that contain the point of auto-path. Analyses based condence probabilities from the relationship signal/noise at reception of signals with random initial phases and amplitudes containing both deterministic and fluctuating components of the background noise.

Одной из основных задач вторичной обработки радиолокационной информации, получаемой при радиолокационных наблюдениях, является обнаружение траекторий движения воздушных целей. Особенность обнаружения траекторий таких целей состоит в том, что отметки, соответствующие точкам нахождения целей в повторяющихся обзорах зоны контроля радиолокационной системы, могут появляться и исчезать. Поэтому одной из характеристик обнаружения траекторий движения целей является вероятность ее обнаружения на основании $r+m$ обзоров радиолокационного наблюдения [1, 2]. Если обозначить вероятность обнаружения цели (появления отметки на индикаторе в точке, соответствующей местоположению цели) при приеме отраженного от нее сигнала во время одного обзора радиолокационного наблюдения через p, то вероятность обнаружения траектории движения цели определяется как [3, 4]

$$P^{(rm)} = p^r \sum_{k=1}^{m} pq^{k-1},$$

где p^r – вероятность завязки траектории – первого этапа процедуры ее обнаружения, решение о которой выносится при наличии r отметок о присутствии цели в r соседних обзорах радиолокационного наблюдения; $q=1-p$ – вероятность пропуска цели (отсутствие метки). В дальнейшем предполагается, что величина p не зависит от номера обзора и определяется только величиной отношения сигнал/шум для принимаемых сигналов;

$$p\sum_{k=1}^{m} q^{k-1} = p\frac{1-q^m}{1-q} \qquad (1)$$

– условная вероятность автозахвата траектории, при предварительной ее завязке, решение о котором выносится при регистрации метки в течение одного из последующих m обзоров.

В качестве характеристик процедуры автозахвата траектории в настоящее время наряду с вероятностью автозахвата используют также ее среднее время, определяемое как

$$\left\langle T_r^{(m)} \right\rangle = \frac{T_0 \sum_{k=1}^{m} (r+k)\, pq^{k-1}}{\sum_{k=1}^{m} pq^{k-1}}, \qquad (2)$$

где T_0 – временной интервал одного обзора. Подставляя (1) в (2) и проводя несложные вычисления нетрудно убедиться, что

$$\left\langle T_r^{(m)} \right\rangle = T_0 \left(r + \frac{1}{1-q} - \frac{mq^m}{1-q^m} \right).$$

Более полную информацию о времени автозахвата траектории дает вероятная оценка автозахвата на задаваемых временных интервалах. Предполагая плотность распределения момента автозахвата нормальной, выражение для вероятности автозахвата траектории на интервале от $nT_0\,(n \ge r)$ до $\mu T_0\,(\mu \le m)$, т. е. в течение обзоров от $n+1$ до m-го, можно записать следующим образом

$$P_{n\mu}^{(m)} = \frac{\operatorname{erf}\left(A_{\mu k}^{(m)}\right) - \operatorname{erf}\left(A_{nk}^{(m)}\right)}{\operatorname{erf}\left(A_{mr}^{(m)}\right) - \operatorname{erf}\left(A_{rr}^{(m)}\right)},$$

где

$$A_{nr}^{(m)} = \frac{n - r - 1/(1-q) + mq^m/(1-q^m)}{\sqrt{2}\sqrt{q/(1-q)^2 - mq^m/(1-q^m)^2}};$$

$\operatorname{erf}(x) = 2/\sqrt{\pi} \int_0^x \exp(-t^2)\, dt$ – интеграл ошибок [2].

Для иллюстрации полученных результатов вычислим вероятности автозахвата траектории движения цели при приеме отраженных от нее сигналов со случайными начальными фазами и амплитудами, имеющими регулярные и флуктуирующие составляющие вероятность обнаружения сигнала в этом случае определяется как [2]

$$p = 1 - q = \frac{1}{2} \mathrm{e}^{-\frac{Q}{2}} \int_{\hat{M}}^{\infty} \mathrm{e}^{-\frac{x}{2}} \mathrm{I}_0\left(\sqrt{xQ}\right) dx,$$

где $\hat{M} = 2\ln(1/F)/(1+Q_{q_0}) = 2\ln(1/F)/(1+Q_0\gamma^{-2})$ – уровень «порога», зависящего от отношения сигнал/шум для флуктуирующего составляющей сигнала $Q_{q_0} = \sigma_{\mathrm{a}}^2 T/N_0$ (σ_{a}^2 – дисперсия флуктуирующего сигнала; T – время наблюдения; N_0 – спектральная плотность внутренних шумов аппаратуры); F – вероятности ложной тревоги; $Q = Q_0/(1+Q_0\gamma^{-2})$ – отношение сигнал/шум для принимаемого сигнала; $Q_0 = \mathrm{a}_0^2 T/N_0$ – отношение сигнал/шум для регулярной составляющей сигнала с амплитудой a_0; $\gamma = \mathrm{a}_0/\sigma_{\mathrm{a}}$ – отношение амплитуды регулярной составляющей сигнала к корню квадратному из дисперсии флуктуирующей составляющей сигнала.

Расчеты проводились для случая, когда завязка траектории осуществляется по двум меткам, наблюдаемым в соседних обзорах $(r = 2)$, обнаружение траектории (авто-

захват) – при наблюдении третьей метки (наличие цели) в течение одного из следующих четырех обзоров $(m=4)$, а отношение сигнал/шум принимаемых сигналов будем считать постоянным при всех наблюдениях.

На рис. 1 и 2 представлены зависимости нормированного среднего значения $\left\langle T_r^{(m)}\right\rangle / T_0$ и нормированной дисперсии $\sigma_r^{(m)2}/T_0^2$ от отношения сигнал/шум для различного числа периодов, отведенных под решение об автозахвата $m=3$ (сплошные кривые) и $m=4$ (пунктирные кривые) при различных значениях отношения $\gamma = a_0/\sigma_a$ амплитуды регулярной составляющей сигнала к корню из дисперсии флуктуационной составляющей сигнала (кривые 1 соответствуют $\gamma=10$, кривые 2 $\gamma=5$, кривые 3 $\gamma=3$). Вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги при приеме сигналов отраженных от цели полагались равными $D=0{,}7$, $F=10^{-8}$.

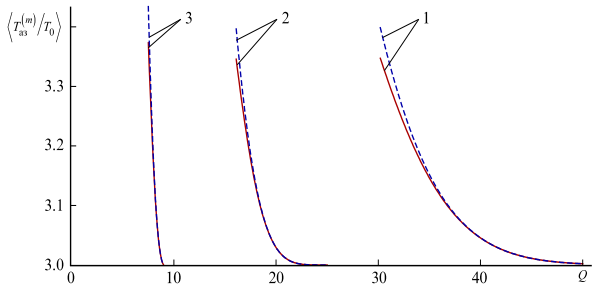


Рис. 1

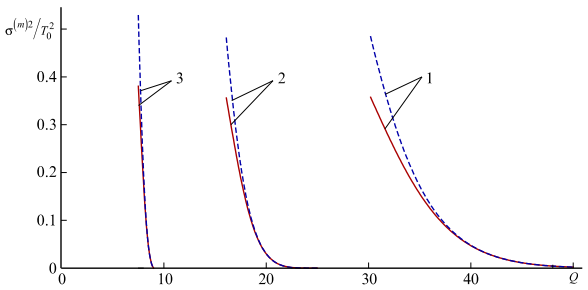


Рис. 2

Как следует из хода кривых, с увеличением отношений сигнал/шум для принимаемых сигналов средние значения времен автозахвата траекторий стремятся к величинам $2+(1-q)^{-1}$, а дисперсии к $q(1-q)^{-2}$, зависящим от Q_0. Аналогичная закономерность наблюдается и при увеличении g, приводящим к увеличению результирующего отношения сигнал/шум.

На рис. 3 приведены результаты расчетов вероятностей автозахвата траекторий в течение 2-х (сплошные кривые), 3-х (пунктирные кривые) и 4-х (штрихпунктирные кривые) обзоров из отведенных четырех от отношений сигнал/шум Q_0 при различных значениях γ (кривые 1 $\gamma=10$, кривые 2 $\gamma=5$, кривые 3 $\gamma=3$). Для случаев $\gamma=0$ (отсутствие регулярных составляющих сигналов) кривые строятся в зависимости от Q_{q_0}.

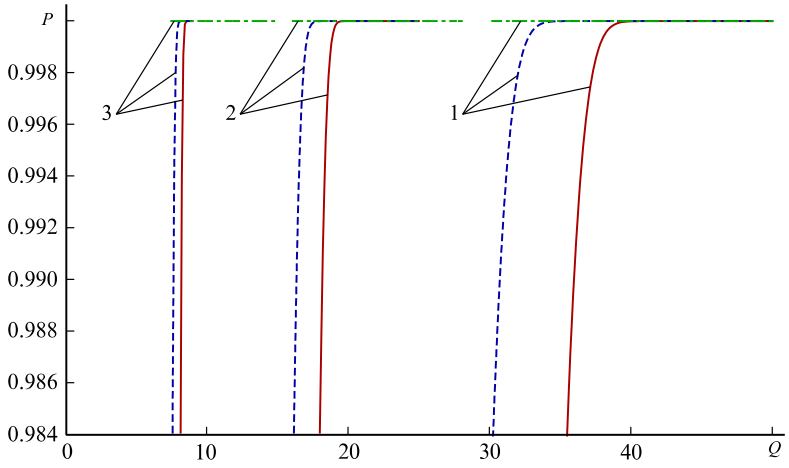


Рис. 3

Из поведения кривых видно, что вероятности автозахвата возрастают с увеличением временных интервалов, отводимых для автозахвата, а также с увеличением отношения сигнал/шум принимаемого сигнала и уменьшением флуктуационной составляющей сигнала.

Таким образом полученные результаты позволяют оценивать эффективность автозахвата цели при различных условиях приема отраженных от целей сигналов по вероятности автозахвата цели на задаваемом временном интервале радиолокационного наблюдения.

Литература

1. Радиотехнические системы: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Ю.М. Казаринов [и др.]; ред. Ю.М. Казаринов. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 592 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория Справочник / ред. Я.Д. Ширман. – Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. Фарина А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. Пер. с англ. / А. Фарина, Ф. Студер. – М.: Радио и связь, 1993. – 319 с.
4. Кузьмин С.З. Цифровая обработка радиолокационной информации / С.З. Кузьмин. – М.: Сов. радио, 1967. – 400 с.

Сведения об авторах

Нахмансон Геннадий Симонович – 1945 г.р. – окончил Воронежский государственный университет (отделение радиофизики физического факультета) в 1971 г.
Сфера научных интересов – обработка широкополосных сигналов в многофункциональных радиотехнических системах; оптическая обработка сигналов в реальном масштабе времени.
Профессор кафедры «Радиотехнических систем (и средств обеспечения полетов).
Доктор технических наук (1993), профессор (1992).
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
E-mail: kig28@mail.ru

Комягин Борис Петрович – окончил Тамбовский военный авиационный инженерный институт в 2000 г.
Сфера научных интересов – алгоритмизация и программирование систем обработки радиолокационной информации в задачах управления воздушным движением.
Доцент кафедры «Радиотехнических систем (и средств обеспечения полетов).
Кандидат технических наук (2005), доцент (2014).
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
E-mail: kombors@gmail.com

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ КВАЗИКОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПРИ ОГРАНИЧЕНИЯХ НА ИХ РАЗМЕРЫ

Федоров Д. С.

Проведен анализ соотношения ширины диаграммы направленности (ДН) и уровня боковых лепестков (УБЛ) при различных геометрических параметрах квазикольцевой антенной решетки (ККАР) и числе излучателей. Получены предельно достижимые значения снижения УБЛ при заданной ширине луча ДН в ККАР с различным числом излучателей.

ANALYSIS OF THE DIRECTIONAL CHARACTERISTICS QUASIRING ANTENNA ARRAYS IN SIZE RESTRICTIONS

D.S. Fedorov

The analysis of the relation of the beam width of the pattern and level of side lobes in various geometrical parameters of quasi ring antenna array and number of dipoles is carried out. The values of the maximum achievable reduction of level of side lobes for given beam width of the pattern in various number of dipole are received.

Введение

Кольцевые антенные решетки (КАР) в настоящее время находят широкое применение в системах связи в составе базовых станций, радиопеленгаторных и радионавигационных системах [1-3]. Характеристики КАР во многом определяют эффективность функционирования указанных радиосистем в сложной электромагнитной обстановке, вызванной, например, плотностью размещения базовых станций операторов сотовой связи. В частности, к диаграммам направленности (ДН) КАР предъявляют противоречивые требования одновременного обеспечения заданной ширины луча и минимально возможного уровня боковых лепестков (УБЛ). Достижимые характеристики направленности в указанных условиях подробно исследованы для линейных антенн и частично для КАР [4]. Однако во многих случаях геометрия КАР не может быть реализована из-за различных ограничений, например, при размещении на ограниченных по размерам участках поверхности. В этом случае в составе радиосистем могут использоваться квазикольцевые антенные решетки (ККАР), для которых закономерности, связывающие параметры ККАР (число излучателей, размеры антенны) с реализуемыми характеристиками направленности (ширина луча и УБЛ) практически не исследованы.

Целью доклада является анализ закономерностей, связывающих характеристики направленности (ширину луча и УБЛ) с параметрами ККАР.

Решаемые задачи:

1. Алгоритм формирования амплитудно-фазового распределения (АФР) в ККАР для реализации требуемых параметров ДН.
2. Анализ достижимых параметров ДН при заданных ограничениях на параметры ККАР.

Алгоритм формирования амплитудно-фазового распределения в ККАР для реализации требуемых параметров ДН.

Предлагаемый алгоритм, как было отмечено выше, направлен на решение задачи формирования требуемого АФР для ККАР с заданными геометрическими параметрами

и параметрами ДН. Основой указанного алгоритма является решение задачи синтеза АФР КАР по заданной комплексной ДН.

Рассмотрим N -элементную КАР радиуса R, положение излучателей в которой определяется углом $\varphi_n = 2\pi(n-1)/N$ ($n = 1,..., N$). Формируемая ДН может быть представлена следующим образом

$$F(\varphi) = \sum_{n=1}^{N} A_n \mu_n(\varphi) \exp\left[-ikR\cos(\varphi - \varphi_n)\right], \quad (1)$$

где A_n и $\varphi_n(\varphi)$ - соответственно комплексные амплитуда возбуждения и ДН n-го излучателя в составе КАР; k - волновое число свободного пространства.

Заданную ДН определим с помощью соотношения

$$F_0(\varphi) = \Phi(\varphi) \sum_{n=1}^{N} \mu_n(\varphi) \exp\left[-ikr\cos(\varphi - \varphi_n)\right], \quad (2)$$

где r - параметр (радиус) вспомогательной КАР, значение которого определяется из условия формирования заданной ДН с требуемой шириной луча; $\Phi(\varphi)$ - функция, определяющая распределение УБЛ в заданной ДН.

Представление вида (2) позволяет для заданной ДН независимо варьировать ширину луча и УБЛ, что дает возможность представить ее или как физически реализуемую или близкую к физически реализуемой ДН.

Алгоритм формирования АФР в КАР состоит в следующем:

1. По заданной ширине луча, например, по ширине по уровню половинной мощности $2\Delta\varphi_{0,5}$ при $\Phi(\varphi) = 1$ определяется значение параметра r. КАР указанного радиуса и соответствующую ДН, формируемую при равноамплитудном распределении, будем называть вспомогательными.

2. Путем изменения (выбора параметров) $\Phi(\varphi)$ описывают заданную ДН $F_0(\varphi)$ с различными законами изменения УБЛ.

3. Из решения задачи синтеза находят АФР, обеспечивающее формирование ДН $F(\varphi)$, наименее уклоняющейся от заданной $F_0(\varphi)$.

4. Получаемая взаимосвязь между шириной луча и УБЛ формируемой ДН $F(\varphi)$ при различных параметрах КАР представляют собой исследуемые закономерности.

Функция $\Phi(\varphi)$ может быть задана различными способами. В частности, при проведении исследований в статье функция $\Phi(\varphi)$ определяется в виде

$$\Phi(\varphi) = \begin{cases} 1, & \varphi \in \left[\varphi^{(0)} - \Delta\varphi_{0,5},\ \varphi^{(0)} + \Delta\varphi_{0,5}\right], \\ \Delta + (1-\Delta)\cos\left[\left(\varphi - \varphi^{(0)}\right)/2\right]^p \end{cases}, \quad (3)$$

где $\varphi^{(0)}$ - угловое положение максимума заданной ДН; $0 < \Delta < 1$, $p > 0$.

Решение задачи синтеза АФР по заданной ДН находится, как предложено в [5], из решения переопределенной системы уравнений, получаемой путем наложения условий $F(\varphi_l) = F_0(\varphi_l)$, ($l = 1,..., L$). При условии $L >> N$ решение такой системы уравнений обеспечивает минимальное в среднеквадратическом смысле уклонение формируемой ДН от заданной в виде (2) ДН.

Выражение, определяющее искомое АФР имеет вид [6, 7]

$$\mathbf{A} = \left(\mathbf{T}^{+}\mathbf{T}\right)\mathbf{\Gamma}^{+}\mathbf{F}_0, \tag{4}$$

где $\mathbf{A}$ - вектор-столбец размерности $N \times 1$, элементами которого являются значения искомых комплексных амплитуд токов A_n, $n = 1,...,N$, в излучателях КАР; $\mathbf{T}$ - прямоугольная матрица размерности $N \times L$, элементами $t_{n,l}$ которой являются ДН всех N излучателей в L направлениях $t_{n,l} = \mu_n(\varphi_l)$, $n = 1,...,N$, $l = 1,...,L$; $\mathbf{F}_0$ - вектор-столбец размерностью $L \times 1$, элементами которого являются значения заданной ДН $F_0(\varphi_l)$ $l = 1,...,L$; $+$ - знак эрмитового сопряжения.

Совпадение формируемой и заданной ДН определим с использованием их нормированного среднеквадратического отклонения в виде

$$\varepsilon = \frac{\int_0^{2\pi} \left|F_0(\varphi) - F(\varphi)\right|^2 d\varphi}{\int_0^{2\pi} \left|F_0(\varphi)\right|^2 d\varphi}. \tag{5}$$

Анализ достижимых параметров ДН при заданных ограничениях на параметры ККАР.

Разработанный алгоритм направлен, в первую очередь, на синтез АФР, обеспечивающего для ККАР формирование ДН с заданными параметрами, т.е. наименее отличающейся от ДН исходной КАР. С учетом указанного приложения эффективность применения разработанного алгоритма определяется выражением (5) как интегральное среднеквадратическое отклонение заданной и синтезированной ДН.

При проведении исследований рассматривались приведенные ниже случаи возможности сохранения заданных параметров ДН при замене КАР на ККАР.

Анализ проведем на примере 16-элементной ККАР, геометрия которой получена путем деформации контура КАР. Геометрия ККАР (излучатели обозначены ●) определяется сдвигом излучателей КАР, расположенных в левой полуокружности (излучатели обозначены ○), в горизонтальном направлении по закону

$$x_{KKAP}(\varphi) = x_{KAP}(\varphi)\left|\varphi - \pi\right|^{a},\ y_{KKAP}(\varphi) = y_{KAP}(\varphi) \tag{6}$$

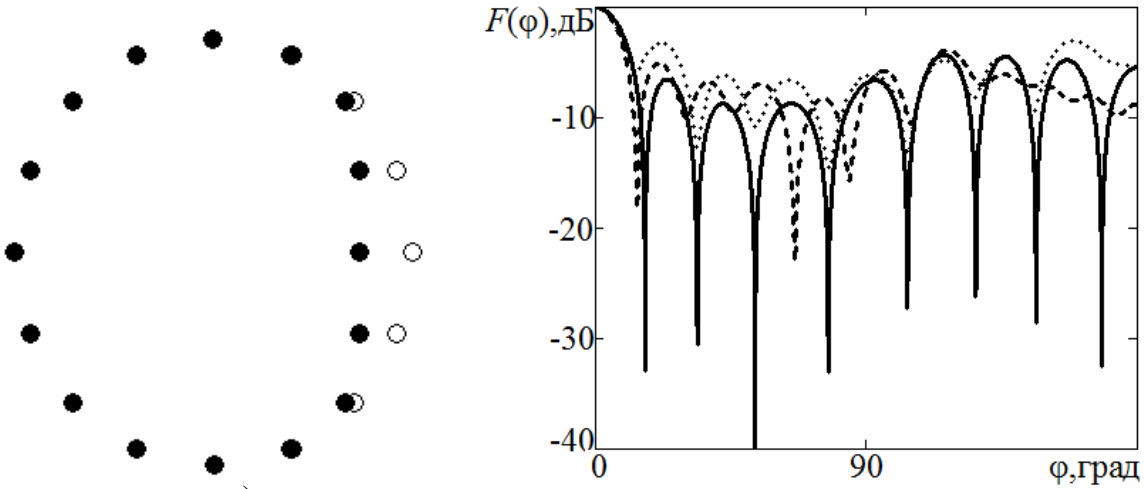
Результаты исследований приведены на рис. 1-3 для различных случаев геометрии ККАР. На поле с индексом «а» представлена геометрия ККАР, на рисунке с индексом «б» - формируемая ДН. Сплошными линиями показаны синтезируемые ДН с использованием КАР, штриховыми линиями – ДН, синтезируемые ККАР при выборе АФР с использованием предложенного алгоритма, и точечными линиями – ДН, синтезируемые ККАР при сохранении того же АФР, как и в исходной КАР.

При проведении исследований значение R выбрано равным $1,5\lambda$. Указанный радиус исходного кольца обеспечивает наиболее часто используемое при практическом построении КАР т ККАР расстояние между излучателями $0,6\lambda$. Число направлений L во всех случаях выбиралось равным 360, угловые направления φ_l выбирались равномерно в секторе углов $[0, 2\pi]$. Для оценки достигаемого эффекта сохранения параметров ДН определялась ДН ККАР при отсутствии коррекции АФР.

Анализ приведенных на рис. 1 результатов показывает, что даже небольшое изменение геометрии ККАР без коррекции АФР по отношению к АФР КАР приводит к

изменению уровня боковых лепестков. Так уровень ближнего бокового лепестка повышается на 4 дБ, хотя главный лепесток ДН остается без изменений.

При увеличении параметра a отклонение формы ККАР от КАР также возрастает (рис. 2, а). При отсутствии коррекции АФР это приводит соответственно к увеличению отклонения ДН ККАР от ДН КАР. Это наглядно проявляется в результатах, приведенных на рис. 2,б. Следует отметить общее повышение уровня боковых лепестков в ДН ККАР и появление двух максимумов, практически совпадающих по уровню с главным лепестком ДН. Дальнейшее увеличение значения параметра a (рис. 3, а) обуславливает не только рост уровня боковых лепестков, но и формирование двух дополнительных максимумов ДН. Один из них формируется в диаметрально противоположном направлении по отношению к направлению фазирования ККАР.



а) б)

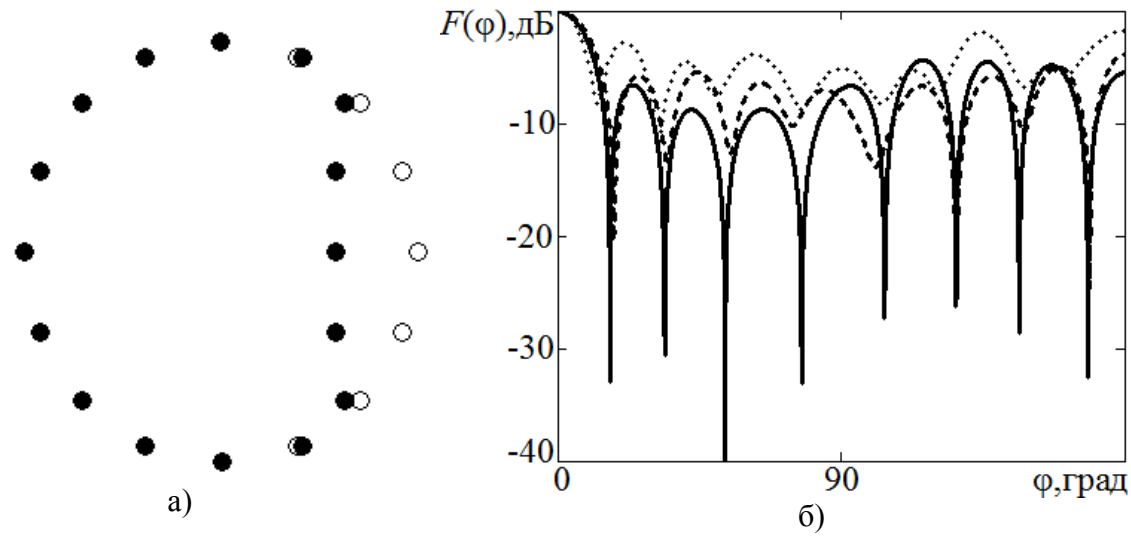
Рис. 1 Геометрия и ДН 16-элементной ПКАР для случая $a = 0,4$:
а – геометрия 16-элементной ККАР; б – ДН, формируемая ККАР

В то же время из анализа графиков, представленных на рис. 1, б-3, б следует, что использование предложенного алгоритма позволяет сохранить параметры ДН практически без изменения.

Полученные результаты показывают, что при отсутствии коррекции АФР ККАР не обеспечивает формирование ДН с заданными параметрами. В частности, наблюдается смещение главного максимума ДН, изменение характера огибающей боковых лепестков. В то же время выполнение коррекции АФР позволяет сохранить ДН практически без изменения. При этом величина ε, вычисляемая в соответствии (5), не превышает значения 10^{-3}.

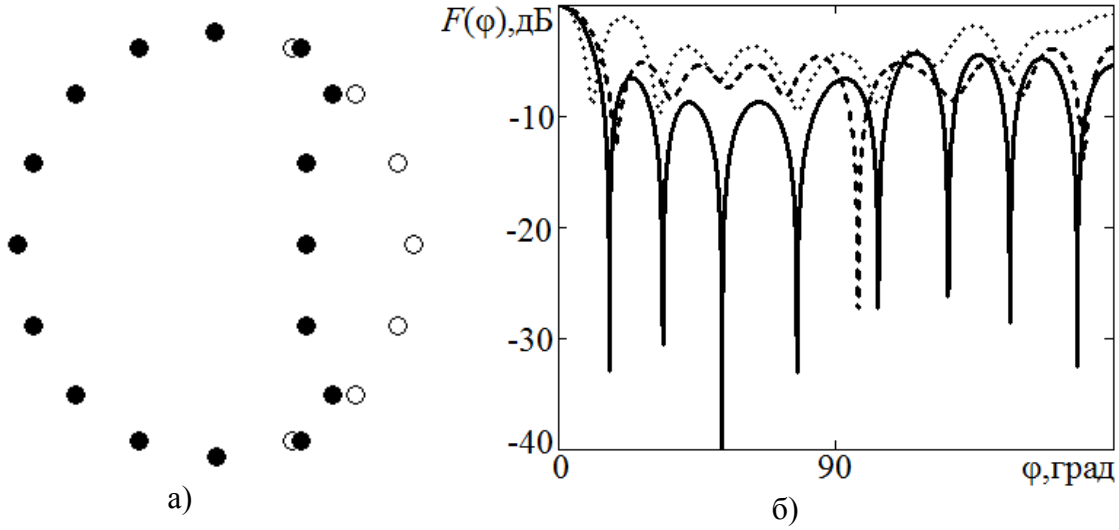
Результаты, получаемые при других сочетаниях параметров расположения излучателей ККАР не принципиально отличаются от приведенных на рис. 1-3.

Таким образом, как показывают представленные результаты, использование предлагаемого алгоритма синтеза и коррекции АФР для ККАР позволяет формировать ДН с заданными параметрами.



а) б)

Рис. 2 Геометрия и ДН 16-элементной ККАР для случая $a = 0,6$:
а – геометрия 16-элементной ККАР; б – ДН, формируемая ККАР



а) б)

Рис. 3 Геометрия и ДН 16-элементной ККАР для случая $a = 0,8$:
а – геометрия 16-элементной ККАР; б – ДН, формируемая ККАР

Выводы

1 Предложенный алгоритм синтеза АФР для ККАР позволяет при известных положениях излучателей в составе ККАР и заданных параметрах ДН определить АФР, обеспечивающее минимальное в среднеквадратическом смысле отклонение параметров формируемой ДН от заданных параметров, в частности от ДН КАР. В основе указанного алгоритма лежит подход, основанный на представлении ДН с заданными параметрами в виде физически реализуемой ДН, формируемой антенной более простой геометрии. Это позволяет использовать методы синтеза АФР по заданной комплексной ДН, которые являются наиболее простыми. В качестве такой антенны, обеспечивающей формирование комплексной ДН, предлагается использовать КАР. Предложенный алгоритм основан на решении переопределенной системы уравнений относительно неизвестных комплексных коэффициентов в излучателях ККАР. При заданной ДН и известных параметрах ККАР (геометрическое положение и ДН излучателей) путем решения переопределенной системы уравнений определяется АФР, обеспечивающее минимальное отклонение формируемой ДН от заданной.

Результаты выполненных исследований показывают, что применение предложенного алгоритма даже при существенных отличиях формы ККАР от кольцевой антенны позволяет сформировать ДН, практически полностью совпадающую с требуемой. Среднее квадратичное отклонение ДН, формируемых КАР и ККАР, не превышает 10^{-3}. В то же время при отсутствии коррекции АФР при переходе от КАР к ККАР приводит к значительному изменению параметров ДН.

2. Применение предложенного алгоритма позволяет определить параметры ККАР, обеспечивающие формирование заданной ДН с требуемой точностью. Формируемая с использованием КАР ДН характеризуется, как и в случае линейных АР, предельным соотношением ширины луча и уровнем боковых лепестков. Уменьшение УБЛ при заданной ширине луча обеспечивается выбором соответствующих параметров заданной ДН. Однако при достижении предельного соотношения между УБЛ и шириной луча для выбранных параметрах КАР изменение параметров заданной ДН, направленное на дальнейшее снижение УБЛ, практически не приводит к изменению формируемой ДН. Кроме того, существует предельное отклонение формы ККАР от исходной формы КАР, при которой возможно сохранение параметров ДН.

Литература

1. Simulation and Analysis of a Microstrip Circular Array Antenna at 15GHz / Lizhong Song [et al.] // Proceedings of 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. October, 12-17, 2008. Dalian, China. P.2251-2255.

2. Wideband and High-Gain Uniform Circular Array With Calibration Element for Smart Antenna Application / Tian Li [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016. Pp. 230-233.

3. Huaxi Sun, Yilong Lu. DOA Estimation with A Vector Circular Array // IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. August, 27-29, 2012. Singapore. Pp. 287-289.

4. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Д.И. Воскресенский [и др.]. Под. ред. Д.И. Воскресенского. 3-е изд., доп. и перераб. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

5. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Федоров Дан.С., Федоров Ден.С. Алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения в антенной решетке с излучателями, расположенными на линии произвольной формы. Доклады IV Всероссийской Микроволновой конференции. Москва 23-25 ноября 2016 г. // М.: Издание JRE – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2016. - 419 с.

6. Габриэльян Д.Д., Волошин В.А., Оводов О.В. Синтез амплитудно-фазового распределения в антенных решетках с произвольным контуром // Антенны. 2010. № 2 (153). С. 44–47.

7. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 4-е изд. М.: Наука, 1983. 552 с.

Сведения об авторе

Федоров Денис Сергеевич – 1987 г. рождения, руководитель группы ФГУП «РНИИРС». Научные интересы – антенно-фидерные устройства в системах связи и радиолокации. Окончил «Южный федеральный университет» в 2009 г. Область научных интересов – антенны и СВЧ-устройства. Электронная почта - Fedorov-den@yandex.ru

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ

Ишутин Д.А., Головков А.А., Степанов Д.В.

В статье приведен анализ развития систем навигации крылатых ракет. В качестве альтернативы известным навигационным системам предлагается автономная магнитоэлектронная система на основе генераторов, управляемых магнитным полем.

PROSPECTS OF DEVELOPMENT OF NAVIGATION SYSTEMS OF CRUISE MISSILES BASED ON THE USE OF EARTH'S MAGNETIC FIELD

D. A. Ishutin, A. A. Golovkov, D. V. Stepanov

The article presents the analysis of the development of navigation systems of cruise missiles. Alternatively, the famous navigation systems proposed autonomous magnetic electronic systems of navigation on the basis of oscillators operated an external magnetic field.

Основной идеей всех крылатых ракет является то, что это оружие может быть запущено в цель вне пределов досягаемости систем противовоздушной обороны противника с целью не подвергать стартовую платформу ответной атаке. Это создает серьезные проблемы проектирования, первой из которых является надежное перемещение крылатой ракеты (КР) на заданное расстояние в непосредственную близость к намеченной цели и как только она будет находиться в непосредственной близости от цели - обеспечить боевой части точное наведение на цель, чтобы произвести запланированный военный эффект.

Для решения задач навигации КР в качестве основной системы используется инерциальная навигационная система (ИНС). Однако она имеет ряд недостатков, связанных с накоплением системных ошибок в определении местоположения КР с течением времени.

Для обнуления совокупных инерциальных системных ошибок навигации на крылатых ракетах США и СССР с начала 1980-х годов использовалась технология TERCOM (система цифровой корреляции с рельефом местности блока наведения крылатой ракеты), основанная на определении местоположения ракеты путем сопоставления радиолокационного отображения местности с эталонной картографической программой. Принцип действия навигационной системы TERCOM состоял в следующем [1]: непрерывно измерялась высота местности под траекторией полета КР (для этого использовался радиолокационный высотомер) и сравнивались результаты этих измерений с показаниями барометрического высотомера. Затем с помощью компьютерной программы профиль местности, над которым пролетает ракета, сравнивался с сохраненной в памяти цифровой картой высот с целью определить наилучшее их соответствие. Как только профиль согласовывался с базой данных, можно было с большой точностью определить положение ракеты на цифровой карте, что и использовалось для исправления совокупных ошибок инерциальной системы. TERCOM позволяла КР осуществлять полет на предельно низкой высоте необходимой для преодоления ПВО противника, она оказалась относительно дешевой в производстве и очень точной (до десятка метров). Это более чем достаточно для 220 килотонной ядерной боеголовки и достаточно для 500 килограммовой конвенциональной боеголовки применяемой против множества типов целей. Однако TERCOM оказалась неэффективна над водной поверхностью и над сезонно изменяемой местностью, такой как песчаные дюны и местностью с различной сезонной отражательной способностью радара, такой как сибирская тайга и тундра, где снегопады могут изменить высоту местности или скрыть её особенности.

Кроме навигационной системы TERCOM, для увеличения эффективности применения КР при уничтожении обычной боеголовкой отдельных зданий или сооружений использовалась дополнительная система, основанная на так называемой технологии корреляции отображения объекта с его эталонным цифровым образом (DSMAC). Принцип действия системы DSMAC состоял в следующем [1]: информация с камеры для фиксации местности перед ракетой сравнивалась с цифровым изображением, полученным с помощью спутников или воздушной разведки и хранящейся в памяти ракеты. Измеряя угол поворота и смещение, необходимые для точного совпадения двух изображений, прибор способен очень точно определить ошибку местоположения ракеты и использовать её для коррекции ошибок инерциальной и TERCOM навигационных систем. Однако блок цифровой корреляции системы наведения крылатых ракет DSMAC обладал недостатками похожими на TERCOM – его необходимо было программировать на полет ракеты над легко узнаваемой местностью, особенно в непосредственной близости от цели, он чувствителен к сезонным изменениям контраста местности. Кроме того, КР, оснащенные DSMAC несли лампы-вспышки для освещения местности в ночное время.

В 1980-е годы для решения задач навигации в КР (США) были впервые интегрированы приемники сигналов спутниковой радионавигационной системы (СРНС). Технология GPS была привлекательна, поскольку она позволяла ракете постоянно исправлять свои инерциальные ошибки независимо от рельефа местности и погодных условий, и была одинаково применима как над водой, так и над землей. Однако, не смотря на все преимущества, технология GPS имеет значительный недостаток, связанный с проблемой слабой помехозащищенности.

В настоящее время большинство КР, находящихся на вооружении большинства развитых стран, оснащены комплексной системой навигации на основе приемника сигналов СРНС и инерциальной навигационной системой на кольцевых лазерных гироскопах. Дополняет её установленная в носовой части ракеты цифровая тепловизионная камера, преследующая цель обеспечить возможности подобные DSMAC против неподвижных целей с соответствующим программным обеспечением и возможностью автоматического опознавания образов и против подвижных целей.

Проблемы с помехоустойчивостью аппаратуры приема СРНС оказались наиболее трудно решаемыми. Они привели к внедрению технологии так называемых «умных» антенн, как правило, основанных на «цифровом формировании луча» в программном обеспечении. Идея, стоящая за этой технологией проста, но как водится, сложна в деталях. Обычная антенна GPS принимает сигналы со всей верхней полусферы над ракетой, таким образом, включая спутники GPS, а также вражеские помехи. Так называемая антенна с управляемой диаграммой направленности (Controlled Reception Pattern Antenna, CRPA) при помощи программного обеспечения синтезирует узкие пучки, направленные к предполагаемому месторасположению спутников GPS, в результате чего антенна оказывается «слепа» во всех других направлениях. Наиболее продвинутые конструкции антенн этого типа производят так называемые «нули» в диаграмме направленности антенны направленные на источники помех для дальнейшего подавления их влияния. Большая часть проблем получивших широкую огласку были результатом проблем с программным обеспечением приемника GPS, в результате которых ракета теряла спутники GPS и сбивалась со своей траектории. Продвинутые приемники GPS обеспечивают высокий уровень точности и надежную помехоустойчивость к расположенным на земной поверхности источникам помех GPS. Они менее эффективны против сложных источников помех GPS развернутых на спутниках, беспилотных летательных аппаратах или аэростатах [1].

Стремление устранить недостатки существующих систем навигации КР обусловили практический интерес разработчиков систем навигации к корреляционно-экстремальным системам навигации и наведения (КЭСНН) по

геофизическим полям Земли. Они обладают практически равными с радионавигационными системами (в том числе спутниковыми) потенциальными возможностями в отношении точности, универсальности, невысокой стоимости аппаратуры пользователей и превосходят их по автономности, безопасности движения, боевой устойчивости и надежности. Этот класс систем эффективно дополняет инерциальные навигационные системы и может быть использован для коррекции их работы. Особый интерес вызывает разработка перспективной КЭСНН по магнитному полю Земли (МПЗ), которое является пространственным, глобальными и трехмерным. Методы навигации при этом базируются на моделях нормального или аномального МПЗ. Точность определения координат КР по параметрам МПЗ в первом случае зависит от величины изменения (градиента) поля в пространстве, во втором случае – от точности карты-эталона аномального МПЗ, и в обоих случаях – от средней квадратической погрешности средств измерения параметров магнитного поля. Для обеспечения точности определения навигационных параметров сопоставимой с точностью спутниковой радионавигационной системы, необходимо обеспечение погрешности измеряемых техническими средствами КЭСНН параметров МПЗ $\leq$ 0,008 нТл [2]. Перспективные разработки по созданию нового поколения измерителей МПЗ и бортовых систем автономной навигации на их основе, проводимые под руководством профессора Джанджгава Г.И. в ОАО «Раменское приборостроительное конструкторское бюро», показывают возможность создания векторной магнитометрической системы с ожидаемой погрешностью навигации – 300–500 м (2σ).

В настоящее время в «Институте критических технологий» (г. Саратов) под руководством профессора Игнатьева А.А. интенсивно ведутся работы по созданию приборов гетеромагнитной микроэлектроники для перспективных магнитоэлектронных навигационных систем (МЭНС) (рисунок 1) на основе магниточувствительных автогенераторов или генераторов, управляемых магнитным полем (ГУМ) [3]. В таких автогенераторах применено техническое решение, основанное на использовании ферритовых микрорезонаторов из монокристаллического железоиттриевого граната (ЖИГ), резонансная частота которых является функцией магнитного поля. В результате частота генератора изменяется при изменении внешнего магнитного поля, а её значение можно преобразовать в измеряемые параметры поля – значение величины и направления вектора внешнего магнитного поля. Такие системы не только обладают более высокой точностью определения магнитного склонения, чем имеющиеся на вооружении, но и могут быть использованы для определения углов ориентации и местоположения.

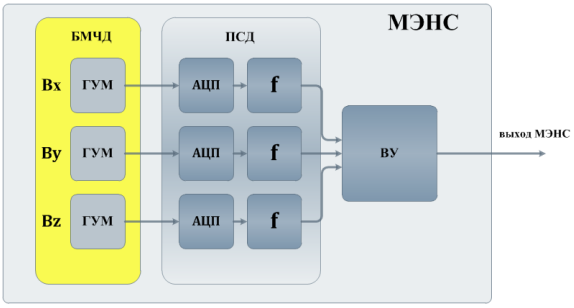


Рис. 1. Структурная схема трехканальной МЭНС

МЭНС состоит из трёх магниточувствительных автогенераторов (генераторов, управляемых внешним магнитным полем (ГУМ)), трёх аналого-цифровых преобразователей (АЦП), трёх частотомеров и одного вычислительного устройства.

Принцип действия МЭНС состоит в следующем: в результате изменения напряжённости внешнего магнитного поля Земли в процессе полёта КР изменяется резонансная частота ЖИГ. Это приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. По результатам определения девиации частоты трёх ГУМ с тремя образцами ЖИГ, ориентированными по трём ортогональным координатам, рассчитываются значения напряженности МПЗ в точке нахождения КР. Затем, как и в системе TERCOM с помощью компьютерной программы измеренное значение напряженности МПЗ в этой точке пространства, сравнивается с сохраненной в памяти цифровой картой напряженности МПЗ с целью определить наилучшее их соответствие. Как только измеренное значение напряженности МПЗ согласовывается с базой данных, можно определить местоположение ракеты. Кроме того в МЭНС с высокой точностью определяются углы ориентации КР (курс, крен, тангаж).

Экспериментальные исследования макетов магниточувствительных автогенераторов проведенные в «Институте критических технологий» (г. Саратов) под руководством профессора Игнатьева А.А. показали возможность обеспечения погрешности измерения величины и направления вектора магнитной индукции 50 нТл и 0,1 градуса соответственно [3].

В настоящее время в «ВУНЦ ВВС «ВВА имени Н.Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж) под руководством профессора Головкова А. А. проводятся исследования, направленные на увеличение точности МЭНС и развитие теории построения магниточувствительных автогенераторов для перспективной навигационной системы с учётом ограничений на их реализацию. Предполагается, что в результате этих исследований точностные параметры МЭНС возможно будет улучшить до значений 1 нТл и 0,005 градуса соответственно, что соответствует точности определения местоположения КР примерно 100 метров.

Основные преимущества МЭНС – это ее автономность, низкая стоимость (около 200 тыс.р.), приемлемая для решения задач навигации точность определения местоположения КР.

Основным недостатком МЭНС является подверженность магнитным помехам [4]. Магнитные помехи, возникающие в процессе полёта КР, могут оказать существенное влияние на функционирование МЭНС. При этом высокочастотные магнитные помехи приводят к появлению в спектре генерируемых колебаний составляющих, которые могут быть устранены с помощью фильтров. Низкочастотные и постоянные магнитные помехи приводят к смещению рабочей точки на основной характеристике ГУМ (зависимость частоты генерации ГУМ от изменения внешнего магнитного поля) и, как следствие, к увеличению погрешности определения навигационных показателей. Этот недостаток может быть устранён применением нескольких ГУМ с отличающимися, но прилегающими друг к другу рабочими участками основной характеристики. Постоянные и низкочастотные магнитные помехи, имеющиеся на борту до полёта КР, необходимо компенсировать известными методами, либо учитывать при выборе рабочей точки основной характеристики.

Результатом совместного использования известных навигационных систем и предлагаемой перспективной МЭНС на КР должно привести к существенному повышению эффективности решения навигационных задач. Благодаря различной физической природе действия и различным принципам формирования навигационного алгоритмического обеспечения, СРНС, ИНС и МЭНС хорошо дополняют друг друга, а собственные недостатки одних систем компенсируются достоинством других систем. Таким образом, долгосрочные тенденции в развитии навигации крылатых ракет приведут к их большей автономности, большему разнообразию в датчиках, повышенной надежности и снижению стоимости.

Литература

1. Копп К. Методы навигации крылатых ракет. – Режим доступа: http://www.ausairpower.net/SP/DT-CM-Guidance-June-2009.pdf.

2. Белоглазов И.Н. Основы навигации по геофизическим полям / И.Н. Белоглазов, Г.И. Джанджагва, Г.П. Чигин. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – 328 с.

3. Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. II и III науч.-техн. совещ. / Под общ. ред. проф. А.А. Игнатьева. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2005. – Вып. 2. Методы проектирования магнитоэлектронных устройств. – 196 с.: ил.

4. Гурьев И.С. Адаптивные магнитометрические системы контроля пространственного положения. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. – 96с.

Сведения об авторах:

1. Ишутин Дмитрий Александрович, 1976 г.р., подполковник, преподаватель 55 кафедры автоматизированных систем управления ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж). Область научных интересов: методы и средства наземной, воздушной, подводной и космической навигации, способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации.
Адрес места работы: 394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
Телефон: 8-980-541-01-90 (моб.)
E-mail: daishutin777@yandex.ru

2. Головков Александр Афанасьевич, 1952 г.р., доктор технических наук, профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор 102 кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи. Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации.
тел: 8-950-752-61-04

3.Степанов Дмитрий Васильевич, 1997 г.р., курсант 5 факультета РЭБ (и ИБ) ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж). Область научных интересов: методы и средства наземной, воздушной, подводной и космической навигации, способы и средства формирования и обработки сигналов, приёма, передачи, защиты и разрушения информации.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПОЛНО-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДАРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Карасев Д.В.
Поволжский государственный технологический университет

Карпов В.А., Безродный В.И., Коковихина Н.А.
Марийский государственный университет

Построена математическая модель зависимости удельной ЭПР от угла скольжения для различных типов поверхности X-диапазоне. Получено полностью поляриметрическое радиолокационное изображение участка местности, синтезированное по трехмерной модели подстилающей поверхности

COMPUTER SIMULATION OF FULLY-POLARIMETRIC SAR IMAGING

Karasev D.V., Karpov V.A., Bezrodny V.I, Kokovihina N.A.

A mathematical model is constructed for the polarization and grazing-angle dependence of radar terrain return. A numerical simulation of synthetic aperture radar (SAR) images of three-dimensional objects is performed

Для отработки и анализа алгоритмов формирования и обработки радиолокационных изображений важную роль играет моделирование различных этапов процесса получения радиолокационного изображения. Моделирование позволяет исследовать в широком диапазоне влияние условий наблюдения, параметров РЛС и используемых алгоритмов формирования и обработки радиолокационных сигналов на характеристики получаемого изображения.

Перспективным методом повышения информативности радиолокационных методов исследования является использование поляриметрических данных. Полнополяризационные радары с синтезированной апертурой (РСА) позволяют для каждого пикселя радиолокационного изображения получить матрицу рассеяния, в которой содержится вся информация о поляриметрических свойствах рассеяния радиоволн от исследуемой области. Поляриметрическая информация позволяет проводить классификацию объектов зондирования по типу отражения в тех случаях, когда они имеют близкие значения удельной ЭПР.

Существует ряд методов декомпозиции матрицы рассеяния, основанных на представлении матрицы рассеяния в виде линейной комбинации матриц, соответствующих основным механизмам рассеяния [1].

Одним из таких способов является представление матрица рассеяния в виде суммы матриц Паули:

$$S = \frac{a}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \frac{b}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} + \frac{c}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{bmatrix}.$$

Первое слагаемое соответствует однократному рассеянию без изменения поляризации, второе слагаемое – соответствует двойному отражению, при котором одна из ортогональных составляющих поляризации меняет знак. Третье слагаемое представляет рассеяние от двугранного отражателя , ориентированного под углом 45 градусов к вертикали. При отражении от такого отражателя поляризация волны изменяется на ортого-

нальную. В случае обратного рассеяния $S_{HV} = S_{VH}$, и базис Паули будет включать в себя только первые три матрицы.

Другой формой представления матрицы рассеяния является разложение Крогагера. При этом разложении матрица рассеяния представляется как сумма матриц, соответствующих рассеянию от сферы, двухгранного уголкового отражателя и спирали. Для двух последних отражателей матрицы зависят от угла ориентации отражателя θ. Матрица рассеяния при таком разложении выглядит следующим образом:

$$S = k_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + k_d \cdot \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} + k_h \cdot e^{\mp i2\theta} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \pm i \\ \pm i & 1 \end{bmatrix}.$$

Коэффициенты k_s, k_d и k_h определяют вклад соответствующих механизмов рассеяния.

Декомпозиция матрицы рассеяния в системе матриц Паули и разложение Крогагера позволяют наглядно оценить геометрию и степень неоднородности поверхности природных и искусственных объектов.

В основе другой группы методов лежит анализ матрицы когерентности T, элементы которой вычисляются при помощи преобразования матрицы рассеяния S.

$$T = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} (S_{HH} + S_{VV}) \cdot (S_{HH} + S_{VV})^* & (S_{HH} + S_{VV}) \cdot (S_{HH} - S_{VV})^* & 2(S_{HH} + S_{VV})S_{HV}^* \\ (S_{HH} - S_{VV}) \cdot (S_{HH} + S_{VV})^* & (S_{HH} - S_{VV}) \cdot (S_{HH} - S_{VV})^* & 2(S_{HH} - S_{VV})S_{HV}^* \\ 2S_{HV}(S_{HH} + S_{VV})^* & 2S_{HV}(S_{HH} + S_{VV})^* & 4S_{HV}S_{HV}^* \end{bmatrix}$$

Матрица когерентности имеет три положительных собственных числа λ_1, λ_2, λ_3. В работе [2] было предложено использовать соотношение

$$P_j = \frac{\lambda_j}{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}, \; j = 1,2,3$$

на с применением которого был введен параметр, называемый энтропией рассеяния

$$H = -\sum_{j=1}^{3} P_j \cdot log_3 P_j .$$

Энтропия рассеяния представляет собой степень хаотичности рассеяния, ее значения лежат в пределах от 0 до 1. Значению $H = 0$ соответствует механизм идеального однократного отражения, а значению $H = 1$ – полное диффузное рассеяние.

Матрица когерентности может быть приведена к диагональному виду преобразованием

$$T = U \cdot \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix} \cdot U^{-1}$$

$$U = \begin{bmatrix} \cos\alpha_1 & \cos\alpha_2 & \cos\alpha_3 \\ \sin\alpha_1 \cos\beta_1 \exp(i\delta_1) & \sin\alpha_2 \cos\beta_2 \exp(i\delta_2) & \sin\alpha_3 \cos\beta_3 \exp(i\delta_3) \\ \sin\alpha_1 \sin\beta_1 \exp(i\gamma_1) & \sin\alpha_2 \sin\beta_2 \exp(i\gamma_2) & \sin\alpha_3 \sin\beta_3 \exp(i\gamma_3) \end{bmatrix}$$

На основе матрицы U могут быть вычислен средний угол

$$\alpha = \sum_{j=1}^{3} P_j \alpha_j ,$$

характеризующий преобладающий механизм рассеяния. Значение $\alpha = 0°$ соответствует рассеянию на изотропной поверхности, значение $\alpha = 45°$ – дипольному рассеянию, а значение $\alpha = 90°$ – двойному отражению.

Таким образом, методы анализа матрицы когерентности позволяет разделить природные объекты на кластеры с различными механизмами рассеяния.

При моделировании процесса получения радиолокационного изображения возникает задача построения электродинамических и статистических моделей, описывающих основные виды объектов и подстилающих поверхностей.

Для моделирования отражения сигнала от поверхности была использована фацетная модель поверхности, представляющая поверхность в виде совокупности элементарных отражающих элементов, представляющих собой пластины конечных размеров, совпадающие с поверхностью крупномасштабных неровностей (рис. 1). При этом размеры фацетов должны быть меньше разрешающей способности РЛС. [3]

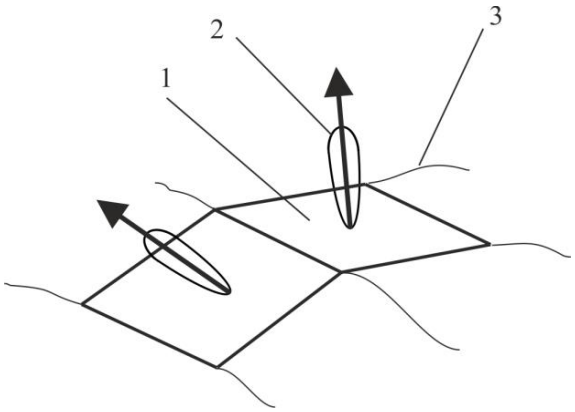


Рисунок 1. Фацетная модель радиолокационного отражения земной поверхностью:
1 – фацет; 2 – локальная диаграмма обратного рассеяния; 3 – поверхность.

Отраженный от поверхности сигнал представляет собой сумму сигналов от всех облучаемых фацетов. Сигнал от каждого отдельного фацета имеет свою амплитуду, определяемую ориентацией локальной диаграммы обратного рассеяния и свою случайную фазу.

Для моделирования отражения радиоволн от различных типов отражающих участков была создана база данных подстилающих поверхностей. Важными параметрами подстилающих поверхностей являются значения удельной ЭПР в различных поляризационных каналах и фазы отраженных электромагнитных волн на различных поляризациях

Точное решение задачи отражения радиоволн от неровных поверхностей вызывает серьезные математические трудности. Поэтому использовалась эмпирическая модель, такая чтобы расчет отраженного поля был достаточно прост, а рассчитанные параметры отраженных волн были близки к известным экспериментальным данным.

При отражении от земной поверхности величина удельная ЭПР имеет большой диапазон изменений и зависит от типа поверхности и от угла, под которым происходит зондирование.

При углах зондирования близким к вертикали для большинства поверхностей отражение будет близким к зеркальному и будут наблюдаться наибольшие значения удельной ЭПР. При углах зондирования близких к горизонтали отражение будет очень малым. При промежуточных значениях угла скольжения удельная ЭПР, выраженная в дБ изменяется с ростом угла скольжения по закону, близкому к линейному.

На рис. 1 представлена используемая при моделировании рассеяния радиоволн зависимость удельной ЭПР для обратного рассеяния от угла скольжения для различных типов подстилающих поверхностей при вертикальной, горизонтальной и перекрестной поляризациях в X-диапазоне. Модель основана на экспериментальных данных, приведенных в работах [4-6]

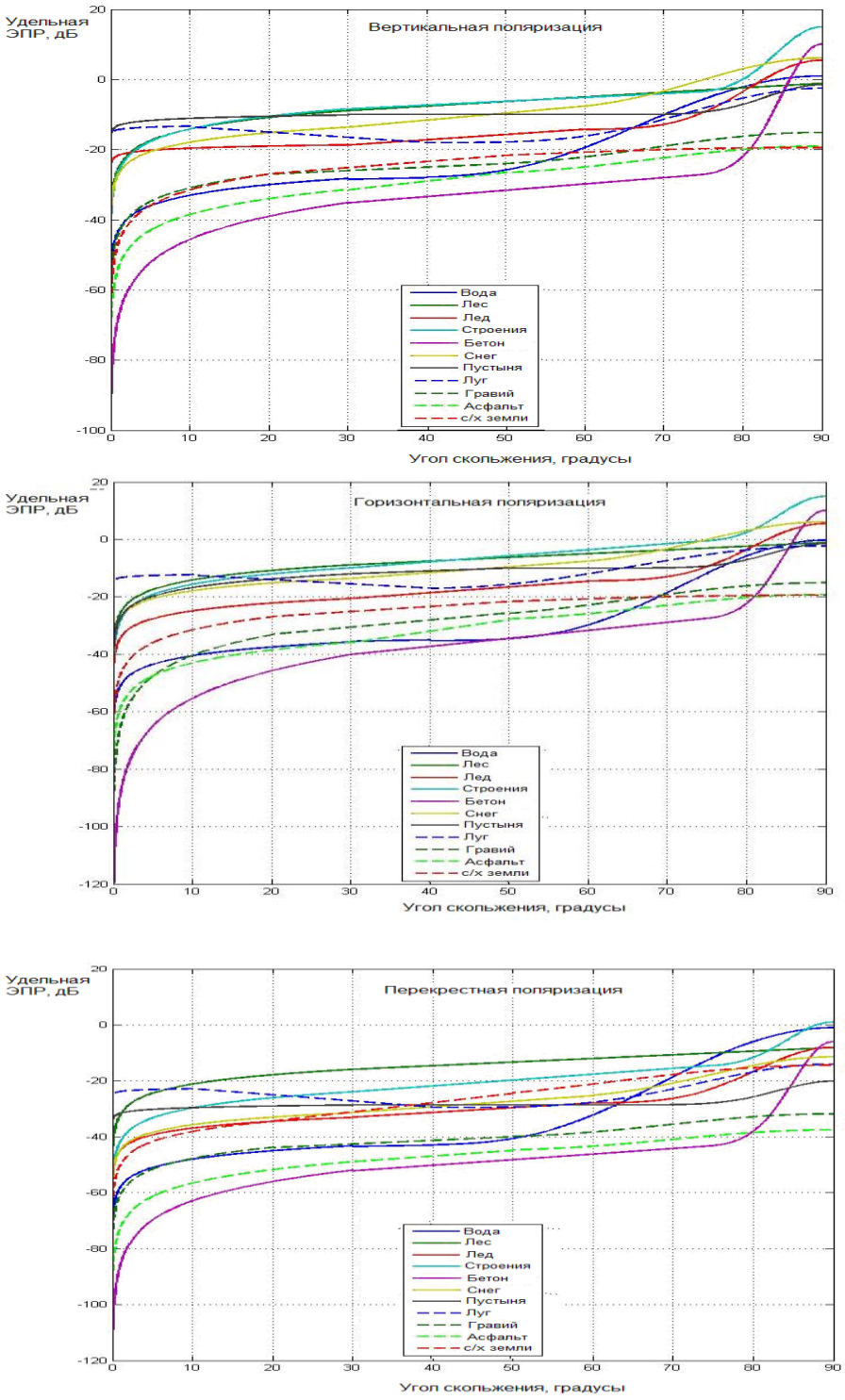


Рисунок 2. Зависимость удельной ЭПР различных поверхностей от угла скольжения для различных видов поляризации.

Эксперименты с использованием поляриметрических РСА, приведенные в работе [7] показывают, что для разность фаз между отраженными волнами с согласованной поляризацией и перекрестной поляризацией имеет равномерное распределение в интервале $[0,2\pi]$ для любых распределенных целей и, следовательно не содержит информации о цели. В отличие от этого, разность фаз отраженных радиоволн на согласованных поляризациях зависит как от длины волны и угла падения, так и от параметров цели, таких как ее форма и размеры, шероховатость поверхности, свойства материала.

При отражении от относительно ровных поверхностей разность фаз будет близка к нулю. В случая двукратного отражения, например от зданий или стволов деревьев разность фаз будет близкой к 180°. При рассеянии от неоднородной среды, например от растительности, разность фаз может изменяться от 0 до 180°. В некоторых случаях может наблюдаться совместное влияние данных механизмов рассеяния

С использованием созданной модели отражения радиолокационных сигналов было проведено моделирование процесса получения радиолокационного изображения аэродрома Шевлино. Картографические данные об объекте были получены с помощью сервиса Google Map.

Рисунок 3. – Изображение аэродрома Шевлино из сервиса Google Maps.

Моделируемая сцена имеет следующие размеры : ширина 2700 м; длина 2500 м; высота 40 м. Средняя высота домов один этаж. По имеющейся карте была создана трехмерная модель. Проекции трехмерной модели «Аэродром Шевлино» под разными углами представлены на рис. 3

Рисунок. 4. Трехмерная модель «Аэродром Шевлино».

При формировании радиоголограмм были заданы следующие параметры модели:

Высота полета: 5 км;

Траектория полета: прямолинейная (точки траектории полета летательного аппарата по направлению движения берутся с постоянным интервалом 15 см);

Разрешение: 30 см;

Ширина диаграммы направленности:

- по азимуту: 3.25º;
- по дальности: 13º;

Угол сканирования: 45º;

Модуляция: фазовая (многофазный код с уровнем боковых лепестков импульсной АКФ -50 дБ);

База сигнала: 1024;

Несущая частота: 10 ГГц;

Ширина спектра: 600 МГц;

Поляризация: VV, VH, HH, HV.

На рис. 4 представлены синтезированные по 3D модели «Аэродром Шевлино» радиолокационные изображения для согласованной VV поляризации.

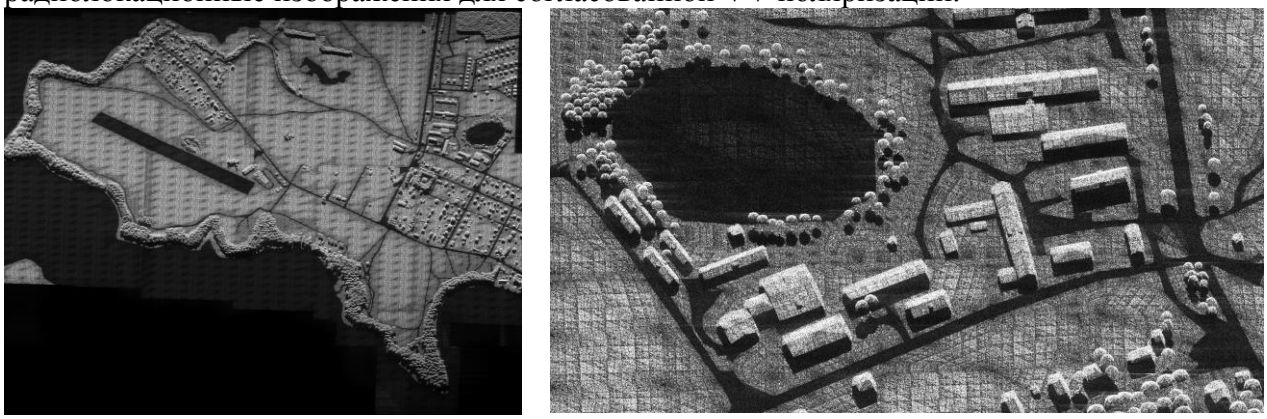


Рисунок 5. Радиолокационное изображение модели «Аэродром Шевлино» для согласованной VV поляризации.

Радиолокационное изображение модели в псевдоцветовой шкале с использованием полной поляриметрической информации приведено на рис. 5.

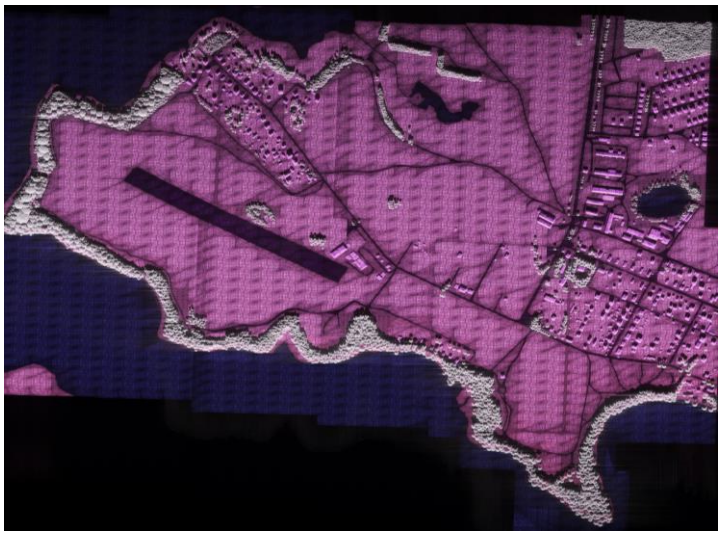


Рисунок 6. Радиолокационное изображение модели «Аэродром Шевлино» в псевдо-цветовой шкале (красный: HH; зеленый: HV+VH; синий: VV).

Изображение сформировано в формате RGB, различным цветовым каналам соответствуют различные поляризации (красный: HH; зеленый: HV+VH; синий: VV).

Созданная модель может использоваться для исследования алгоритмов получения радиолокационных изображений, сегментации и распознавания объектов по их радиолокационным изображениям, и изучение влияния условий наблюдения и различных искажающих факторов на получаемое изображение.

Работа выполнена при финансовой поддержке проектов в рамках госконтрактов №02.G25.31.0204, №2.9140.2017/БЧ, №2.2226.2017/ПЧ и гранта РФФИ №15-07-99514а.

Список литературы

1. Cloude S.R. A review of target decomposition theorem in radar polarimetry // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 1996. – V.34, No. 2. – P. 498 – 518.

2. S.R. Cloude, E.Pottier. Application of H/A/α polarimetric decomposition theorem for land classification. Proc. of SPIE. – 1997. – V. 3120. – P. 132 – 143.

3. Баскаков А.И. Локационные методы исследования объектов и сред: учебник для студ. Учреждений высш. проф. Образования / А.И. Баскаков, Т.С. Жутяева, Ю.И. Лукашенко; под. Ред. А.И. Баскакова. – М.: Издательский центр «Академия», 2011. – 384 с.

4. A Survey of Terrain Radar Backscatter Coefficient Measure Program. CRES Technical Report 243 - 2. C. King, R.K. Moore. The University of Kanzas / Center for Research Inc. December, 1973.

5. Merrill Skolnik. Radar Handbook. Third Edition. Copyright © 2008 by The McGraw-Hill Companies.

6. I. Katz and L.V. Spetner. Polarization and Depression-Angle Dependence of Radar Terrain Return. Journal of Research of the National Bureau of Standards – D. Radio Propagation Vol. 64D, No 5, September – October 1960. pp 483 – 486.

7. Oh Y., Sarabandi K., Ulaby F.T. Semi-Empirical Model of the Ensemble-Averaged Differential Mueller Matrix for Microwave Backscattering From Bare Soil Surface. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol 40, No. 6, June 2002. pp 1348 – 1355.

О РЕАЛИЗАЦИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА БАЗЕ ГРАФИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРОВ

Лобжанидзе Д.Т., Сазонов В.В.

ОАО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца», г. Москва.

Важную роль в процессе создания радиолокационных станций с синтезированием апертуры (РСА) играет выбор вычислительных средств (ВС), обеспечивающих формирование изображений с высокой разрешающей способностью на борту летательного аппарата [1,2]. В качестве модулей и ячеек в современных ВС РСА, с целью минимизации затрат, применяются готовые программируемые модули, разработанные по стандарту COTS (commercially available off-the-shelf в переводе с англ.- готовый, имеющийся в продаже). На сегодняшний день разработчикам доступны модули на базе следующих архитектур: процессоры общего назначения (ЦП), цифровые сигнальные процессоры, интегральные схемы специального назначения, программируемые интегральные логические схемы. В последнее время возрос интерес к применению в ВС РСА модулей на базе графических процессоров (ГП), имеющих высокие вычислительные возможности благодаря технологиям распараллеливания вычислений - CUDA и OpenCL[5].

Принимая во внимание, что обработка сигналов в РСА заключается в выполнении большого количества однотипных операций, подвергающихся распараллеливанию [2,4], можно сделать вывод, что использование в ВС COTS-систем на базе ГП может приблизить скорость обработки сигналов к реальному времени на борту носителя РСА. В работе [3] проведён сравнительный анализ возможностей ГП по сравнению с процессорами общего назначения, который показал, что обработка сигналов методом обратного проецирования (Backprojection) [4] на ГП выполняется в десятки раз быстрее, чем на ЦП.

В первой части доклада представлена модель формирования радиолокационного изображения точечных объектов в одноканальных РСА, показано что наибольший вклад в искажение радиолокационных изображений оказывает эффект миграции отраженных сигналов через ячейки дальности, состоящий из линейной и квадратичной составляющих. Во второй части доклада представлен обзор и сравнительный анализ существующих COTS-систем, используемых в РСА, исследованы их преимущества и недостатки. В заключительной части доклада представлен результат применения графических процессоров при обработке сигналов в РСА с использованием алгоритмов обработки сигналов в частотной области (алгоритм быстрой свёртки [2], алгоритм дальностно-доплеровской обработки [4], алгоритм ЛЧМ-масштабирования [4]). В заключении представлен вывод о применимости COTS-систем на базе ГП для обеспечения обработки сигналов в РСА в реальном времени.

Литература

1. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005, 368с.
2. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны под ред. Горяинова В.Т. М.: Радио и связь. 1988г., 304с.

3. M. Fatica, E. Phillips, “Synthetic Aperture Radar Imaging on a CUDA-enabled mobile platform”, 2014 IEEE High Performance Extreme Computing Conference, pp. 1-5.

4. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation / I. G. Cumming, F. H. Wong. - London: Artech House, 2005, 625 с.

5. Григорьев А.В. Параллельное программирование с использованием технологии CUDA / [Электронный ресурс]. - url: edu.chpc.ru/cuda/main.html

Сведения об авторах

Лобжанидзе Давид Тимурович, 1988 г.р. Окончил МАИ в 2012 г.
В настоящее время является аспирант ОАО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца»
Область научных интересов: радиолокация, радиолокаторы синтезированной апертуры, селекция движущихся целей, статистическая теория приема и обработки сигналов.
Email:dlobzhanidze@rti-mints.ru

Сазонов Владимир Васильевич, 1941 г.р. Окончил МФТИ в 1964 г., доктор технических наук, 1991. (профессор), заслуженный деятель науки РФ. В настоящее время ведущий научный сотрудник ОАО «Радиотехнический институт имени академика А. Л. Минца». Область научных интересов: радиолокация, статистическая теория приема и обработки сигналов.
Email:vsazonov@rti-mints.ru

УДК 621.396.96

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТОЙ ПОВТОРЕНИЯ В ПРОСВЕТНОЙ РЛС ДЛЯ ПЕРИМЕТРОВОЙ ОХРАНЫ

Колокольцев Е.А., Мякиньков А.В., Андриянов А.В.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород

Аннотация

Рассмотрен алгоритм формирования сверхширокополосного сигнала с повышенной частотой повторения, основанный на объединении периодических последовательностей с разным периодом следования импульсов. Предложен способ расширения зоны обнаружения и однозначного измерения суммарной дальности на каждой приемной позиции. Исследованы корреляционные свойства составных последовательностей. Получены оценки зон обнаружения, рассчитаны зависимости максимальной суммарной дальности и вероятности правильного обнаружения от мощности передатчика.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, повышенная частота повторения, просветная радиолокационная система, псевдослучайные последовательности, автокорреляционная функция.

APPLICATION OF ULTRA WIDEBAND SIGNAL WITH HIGH REPETITION RATE IN FORWARD SCATTER MULTI-STATIC RADAR SYSTEM FOR PERIMETER PROTECTION

Kolokoltsev E. A., Myakinkov A. V., Andrijanov A.V.
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev

Annotation

The algorithm of the formation of ultra-wideband signal with high repetition rate is considered. It based on compound of periodic sequences with different repetition period of pulses. The approach of extension of the coverage simultaneously with unambiguous measurement of the sum range for each receive position is proposed. The correlation properties of composite sequences are studied. The estimates of coverage are obtained. Dependencies of the total maximal distance and the probability of correct detection upon the power of the transmitting position are calculated.

Keywords: ultra wideband signal, high repetition rate, forward scatter radar, pseudorandom sequence, autocorrelation function.

Введение

Одной из актуальных задач радиолокации является наблюдение медленно движущихся объектов в городских условиях или пересеченной местности. Одним из вариантов ее решения можно рассматривать применение принципа локации на просвет [1,2], который позволяет повысить эффективность обнаружения целей по сравнению с совмещенной радиолокационной системой за счет резкого увеличения эффективной

площади рассеяния цели при нахождении ее в области между передатчиком и приемником (просветного эффекта) [3].

Другим вариантом - применение СШП сигнала, которое позволяет обеспечить высокое разрешение по задержке отраженного сигнала. При распределенном характере пассивной помехи это позволяет существенно снизить ее мощность в элементе разрешения. При этом возникает проблема, заключающаяся в том, что относительно низкий уровень мощности излучения передатчика СШП сигналов приводит к резкому снижению дальности действия по сравнению со случаем использования непрерывного сигнала. Повысить дальность действия можно за счет использования сигнала с повышенной частотой повторения [5]. Под повышенной частотой повторения импульсов понимается такая частота повторения, при которой период излучения оказывается меньше (причем в $N >> 1$ раз), чем максимальная задержка сигнала, отраженного от цели, находящейся на максимальной дальности. При этом возникает неоднозначность измерения дальности. В статье предлагается способ формирования и обработки СШП сигнала с повышенной частотой повторения, обеспечивающий однозначное измерение дальности до цели.

Формирование сигнала

Для получения цифровых отсчетов отраженного от расположенных в зоне обнаружения объектов сигнала в рассматриваемой системе применяется стробоскопический метод, что позволяет резко снизить требования к характеристикам и стоимости аналого-цифрового преобразователя (АЦП) [6]. При накоплении очередного дальностного отсчета излучается и обрабатывается пачка импульсов. Импульсы внутри пачки модулируются по фазе двоичной псевдослучайной последовательностью. Схема формирования цифровых отсчетов сигнала в такой системе показана на рисунке 1 [6].

Отраженный сигнал после предварительного усиления и фильтрации поступает на вход интегратора, который открывается лишь на короткое время, накапливая сигналы, пришедшие с определенной задержкой. Величина задержки определяется положением строба, которое устанавливается сигналом с блока управления (БУ). Стробы вырабатываются генератором тактовых импульсов (ГТИ). В бистатическом режиме работы синхронизация ГТИ осуществляется по прямому сигналу передатчика.

Время накопления сигнала в интеграторе (RC-цепи) много меньше времени разряда, поэтому накопление пачки СШП импульсов происходит практически так же, как накопление прямоугольного импульса $s_1(t)$ с длительностью, равной длительности пачки (рис.2,*а*). Путем временного смещения строба формируются импульсы $s_2(t)$, пропорциональные по амплитуде и соответствующие по знаку величине отраженного СШП сигнала, пришедшего с заданной задержкой. После сглаживающего фильтра Ф последовательность импульсов преобразуется в низкочастотный сигнал развертки по дальности $s_3(t)$, форма которого соответствует форме одиночного СШП импульса (рис.2,*б*). Этот сигнал преобразуется в цифровые отсчеты, которые обрабатываются в системе цифровой обработки сигналов (ЦОС).

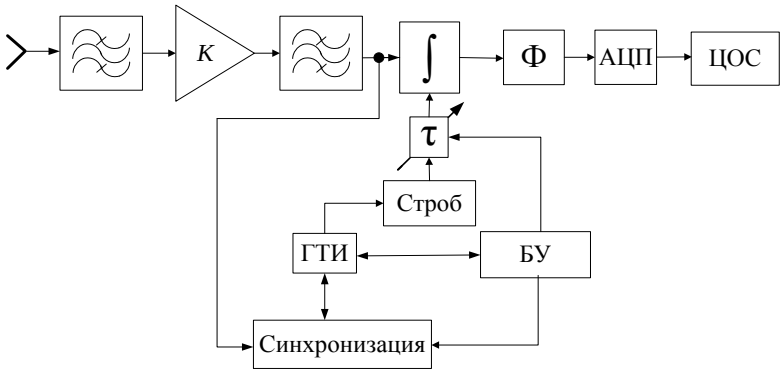
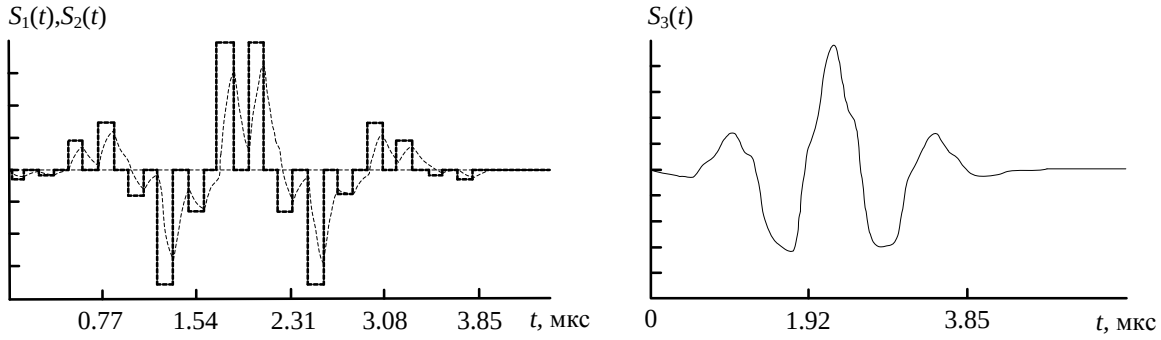


Рис. 1. Функциональная схема стробоскопического приемника



а) *б*)

Рис. 2. Временные диаграммы, иллюстрирующие процесс стробоскопического накопления

Для увеличения энергии пачки импульсов частоту повторения предлагается увеличить в N раз. Такой сигнал можно сформировать за счет объединения N последовательностей с разным периодом повторения (рис. 3,*а*,*в*). Парциальные последовательности манипулируются по фазе разными псевдослучайными последовательностями (рис. 3,*б*,*г*). Затем они складываются, и результирующий сигнал излучается в пространство (рис. 3,*д*).

Функциональная схема накопления СШП сигнала с повышенной частотой повторения показана на рисунке 4. Накопление отраженного сигнала, соответствующего каждой из последовательностей, происходит в отдельных каналах, после чего выполняется их когерентное сложение. Для обеспечения накопления сигнала, излученного передатчиком, в каждом канале происходит умножение принятого сигнала на опорный сигнал с фазовой модуляцией, имеющей закон, соответствующей требуемой псевдослучайной последовательности (ПСП). Эта последовательность формируется при помощи генератора ПСП (ГПСП). Затем для накопления сигнала в каждом канале используется схема, аналогичная схеме, приведенной на рисунке 1.

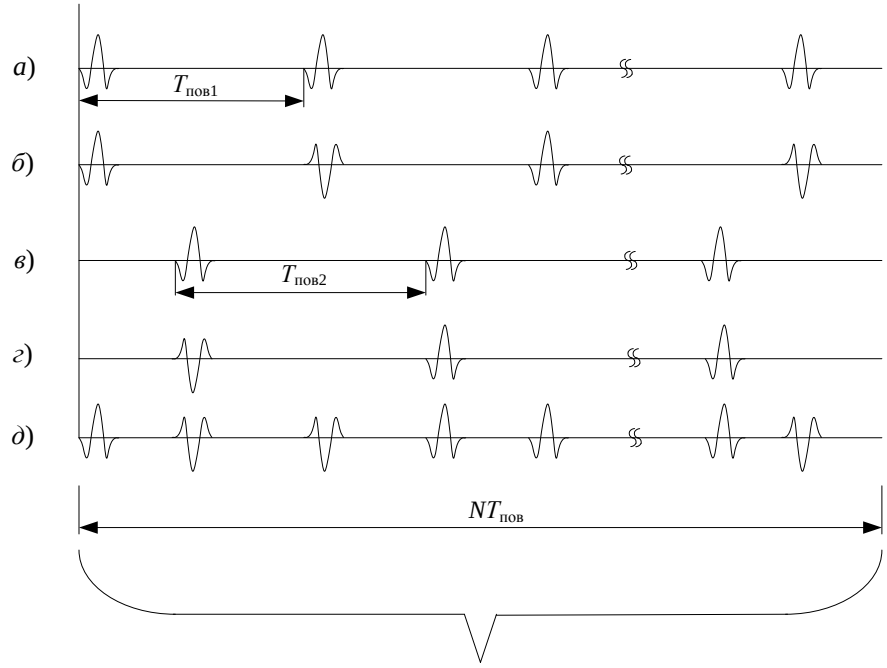


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов

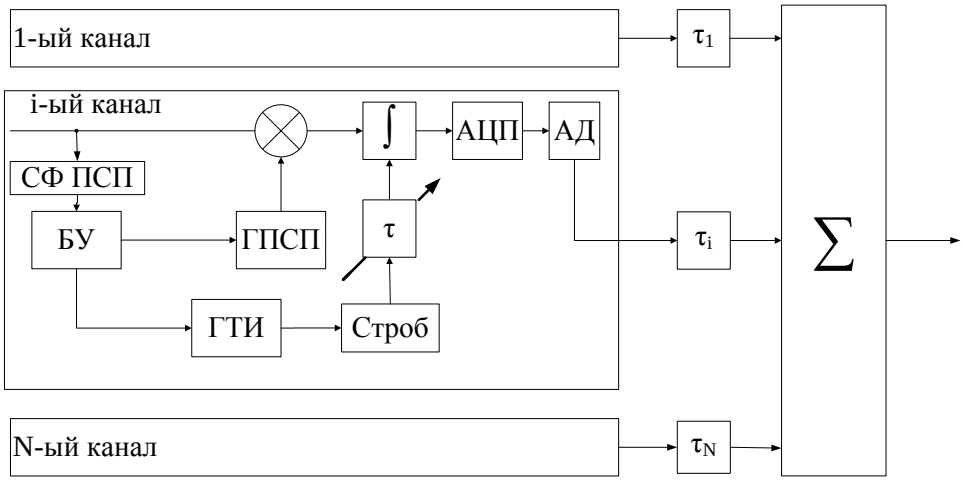


Рис. 4. Функциональная схема накопления отраженного сигнала

Когерентное накопление сигнала

Излучаемый сверхширокополосный (СШП) сигнал (рис.3,*д*) представляется в виде суммы парциальных последовательностей (рис. 3,*а*,*в*) с разным периодом следования, которые манипулируются по фазе псевдослучайными последовательностями (рис. 3,*б*,*г*) [5].

Накопление отраженного сигнала, соответствующего каждой из последовательностей, происходит в отдельных каналах, после чего выполняется их когерентное сложение. Когерентное сложение сигналов, модулированных разными последовательностями, обеспечивается тем, что задержка между ними известна в любой момент времени. Для выравнивания задержек между сигналами в разных каналах используются линии задержки τ_i. За счет когерентного накопления сигналов, соответствующих разным последовательностям, обеспечивается увеличение суммарной энергии и, следовательно, дальности действия.

Для когерентного сложения сигналов необходимо также, чтобы периоды парциальных последовательностей имели одинаковую длину. Поскольку период повторения импульсов для разных парциальных последовательностей разный, то это условие не может быть выполнено при использовании псевдослучайных последовательностей (ПСП), содержащих одинаковое число элементов. Эту проблему можно решить добавлением паузы в излучаемый сигнал, которая должна быть выдержана от момента окончания парциальной последовательности, имеющей минимальный период повторения, до момента окончания последовательности с самым большим периодом. Наличие паузы в излучаемом сигнале, длительность которой может достигать половины длительности «активного» интервала, приводит к пропорциональным энергетическим потерям. Кроме того, при когерентном накоплении парциальных последовательностей необходимо устранить задержки между сигналами этих последовательностей в начале каждого периода, иначе будут складываться отсчеты, соответствующие разным кольцам дальности (рис. 5,*а*,*в*). Значения сигнала, соответствующего одному кольцу дальности осуществляется за счет накопления сигнала в течение времени T_pM, где T_p - период псевдослучайной последовательности, M – длина псевдослучайной последовательности.

Для устранения энергетических потерь при накоплении предлагается применить составные ПСП (рис. 5,*а*,*б*). Каждая парциальная последовательность импульсов (рис. 5,*б*) модулируется несколькими ПСП с различными периодами, так что сумма этих периодов равна числу импульсов парциальной последовательности. На рис.5 это соответствует равенству периодов $T_1=T_3$, где $T_3=T_2+T_4+\ldots+T_n$ представляет собой период последовательности, образованной из набора периодов ПСП меньшей длины. При этом наименьший период следования импульсов в парциальной последовательности с наименьшей длительностью определяет максимальную задержку сигнала, которая может быть измерена однозначно.

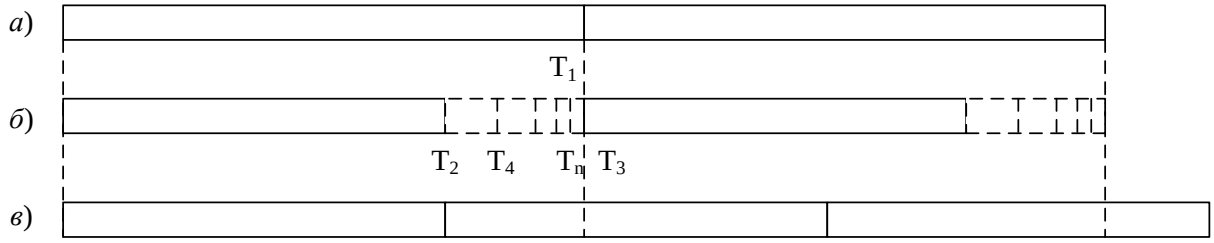


Рис.5. Иллюстрации показывающие принцип формирования колец дальности

Анализ корреляционных свойств составных ПСП

При использовании составных ПСП одним из ключевых моментов являются их взаимо-корреляционные свойства, поскольку они определяют уровень взаимных помех в каналах накопления парциальных последовательностей. Низкий уровень лепестков взаимно-корреляционной функции последовательностей позволит устранить появление отметок, соответствующих неоднозначным измерениям дальности, поскольку взаимные помехи в каналах накопления парциальных последовательностей будут малы.

На рисунке 6, *а* представлены автокорреляционные функции М-последовательности (светлая кривая 1) и составной последовательности (темная кривая 2) с периодом T=1023. На рисунке 6, б приведена взаимно-корреляционная функция составной последовательности.

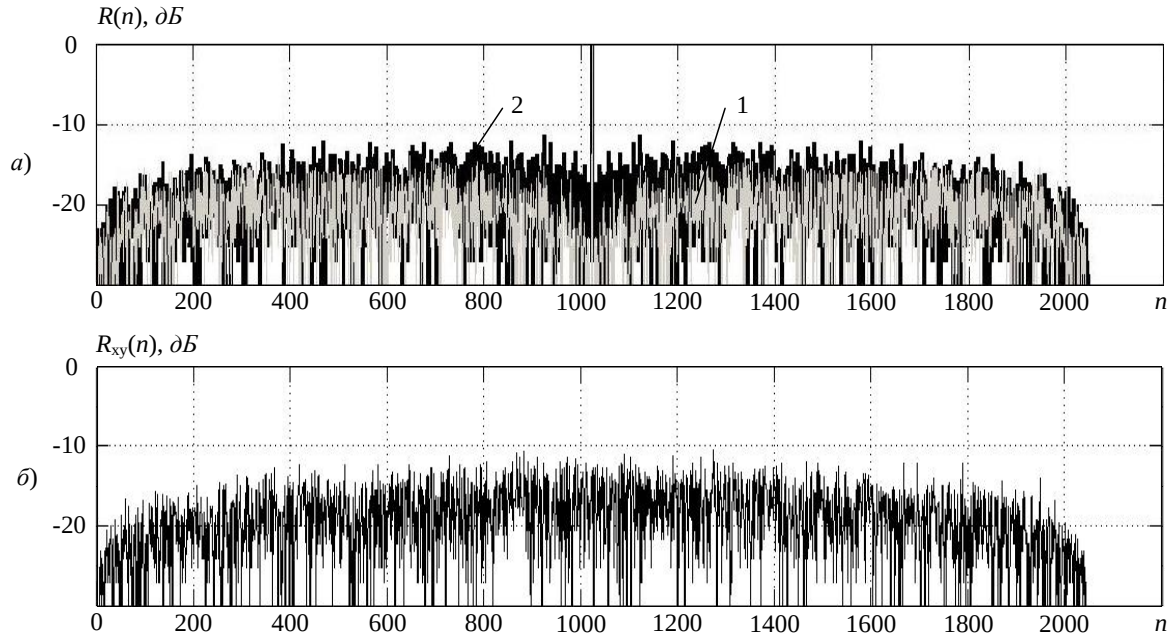


Рис.6. Корреляционные зависимости составных последовательностей а) АКФ б) ВКФ

В связи с тем, что число различных М-последовательностей одинаковой длины сравнительно мало, необходимо рассмотреть и другие виды последовательностей, например, последовательности Голда. В связи с этим на рисунке 7, *а* представлена автокорреляционная функция составной последовательности Голда. АКФ последовательнсти Голда практически совпадает с АКФ составной. На рисунке 7, *б* приведена взаимно-корреляционная функция составной и базовой последовательностей Голда.

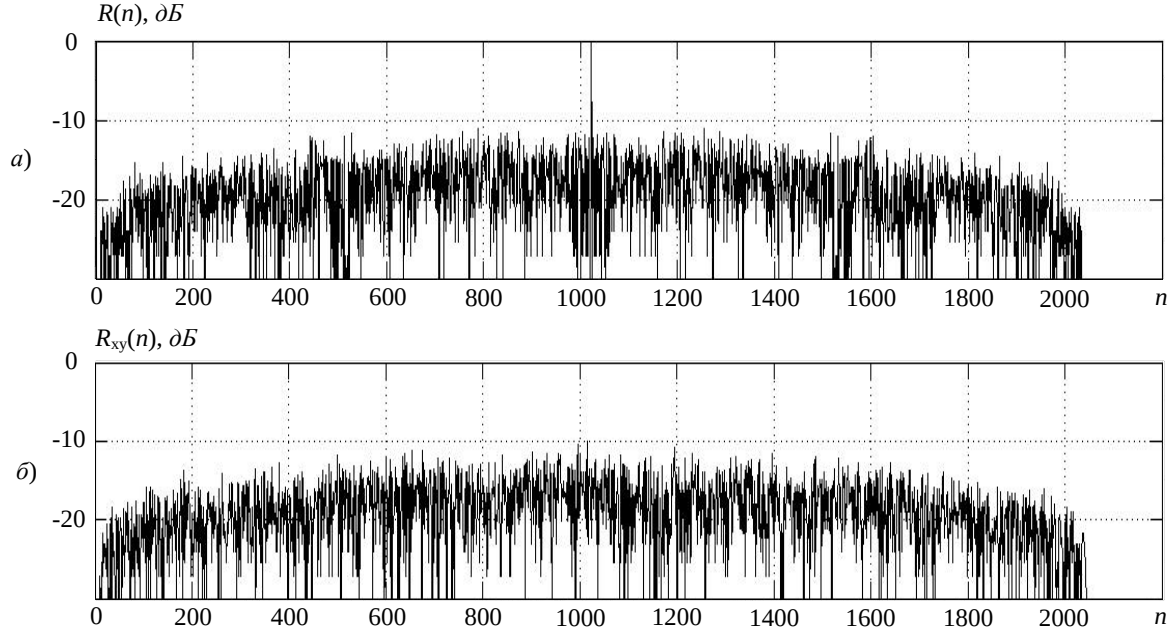


Рис.7. Корреляционные зависимости последовательностей а) АКФ б) ВКФ

Корреляционные свойства составных М-последовательностей зависят от числа элементов в сдвиговом регистре обеих последовательностей. Корреляционные характеристики составных последовательностей эквивалентны характеристикам

одноименной парциальной последовательности с наибольшим числом элементов. Чем выше разрядность регистров составной последовательности, тем корреляционные характеристики составных М-последовательностей ближе к корреляционным характеристикам соответствующих последовательностей.

Использование последовательностей Голда обусловлено тем, что число различных последовательностей этого типа больше, чем М-последовательностей. При этом их корреляционные свойства, выражающиеся в уровне боковых лепестков АКФ и ВКФ, незначительно хуже, чем у М-последовательностей, а при использовании комбинированных последовательностей на основе последовательностей Голда уровень боковых лепестков также определяется уровнем боковых лепестков АКФ самой длинной из последовательностей, образующих составную последовательность.

Анализ возможностей расширения зоны обнаружения

Оценим зону обнаружения СШП просветной РЛС при обнаружении человека. Для этого зададимся импульсной мощностью передатчика $P_{\text{пд}}$, которую примем равной 100 мВт. Мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{пр}}$, определим из основного уравнения радиолокации:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пд}} G_{\text{пр}} G_{\text{пд}} \sigma_{\text{ц}} \eta \cdot \lambda^2 F_{\text{пр}}^2 F_{\text{пд}}^2}{64 \cdot \pi^3 r_1^2 r_2^2} [\text{Вт}] \qquad (1)$$

,

где $G_{\text{пд}}$ и $G_{\text{пр}}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, $\sigma_{\text{ц}}$ – просветная ЭПР цели, м^2, η – КПД, λ – длина волны излучаемого передатчика, $F_{\text{пд}}$ и $F_{\text{пр}}$ – нормированные диаграммы направленности передатчика и приемника, r_1 – расстояние от приемной позиции до цели, м; r_2 – расстояние от цели до передающей позиции, м.

Для расчетов ЭПР человека приняли равной $\sigma_{\text{ц}}$ = 1 м^2, антенны считаем слабонаправленными $G_{\text{пр}} = G_{\text{пд}} = 2$ дБ, $F_{\text{пр}} = F_{\text{пд}} = 1$. Сигнал излучается в миллиметровом диапазоне длин волн, средняя длиной волны λ=0.004 м. Будем полагать, что на приемной стороне реализуется оптимальное накопление рассеянного целью сигнала. При оптимальном накоплении рассеянного сигнала с неизвестной начальной фазой отношение сигнал-шум определяется следующим выражением:

$$\rho = E / N_0, \qquad (2)$$

где E – энергия просветного сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности собственного шума приемника. Энергия накопленного сигнала определяется как

$$E = P_{\text{пр}} N \tau_{\text{и}},$$

где N – число импульсов, $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса.

Для расчета требуемой энергии сигнала рассчитаем СПМ шума по формуле

$$N_0 = k_{\text{Б}} n_F T_{\text{ш}},$$

где $k_{\text{Б}}$ = 1.38·10^{-23} постоянная Больцмана, n_F – шум фактор приемника, $T_{\text{ш}}$ – шумовая температура. Принимая n_F = 3, $T_{\text{ш}}$ = 293 К, получаем N_0 = 1213·10^{-23} Вт/Гц.

Зону обнаружения (ЗО) определим на плоскости $x0y$ как область, в пределах которой отношение сигнал/шум (ОСШ) не меньше чем пороговое ОСШ, которое требуется для обеспечения требуемой вероятности правильного обнаружения. Зададимся значениями вероятностей правильного обнаружения D = 0,6 и ложной тревоги F = 10^{-6}. При этом пороговое ОСШ составляет 14,2 дБ.

Построим сначала зону обнаружения для случая, когда период повторения соответствует однозначному измерению дальности. Вид ЗО при заданных параметрах системы показан на рисунке 8.

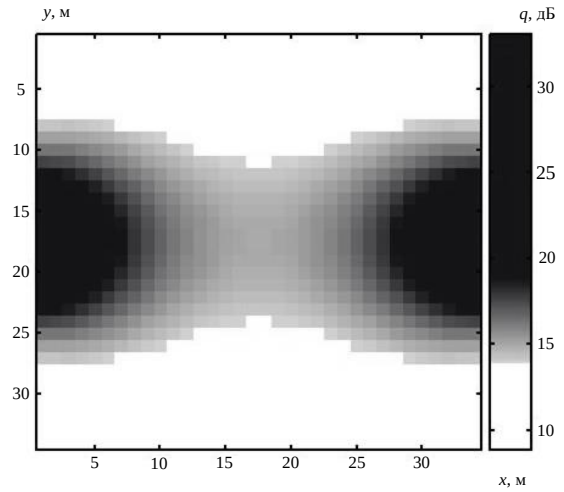


Рис. 8. Зона обнаружения, соответствующая однозначному периоду повторения

При увеличении числа импульсов увеличивается энергия, ОСШ и появляется возможность увеличить зону обнаружения. Варианты расширения зон обнаружения отдельного бистатического звена многопозиционной системы изображены на рис. 9 и 10. На рис.9, 10 обозначено: Пд – передающая позиция, Пр – приемная позиция, b – база системы, r_1 и r_2 –дальности, соответствующие максимальному удалению цели от линии базы в режиме зондирования с однозначным измерением дальности, r_1’ и r_2’ – дальности до цели от передатчика и приемника, соответствующие границе зоны обнаружения, которая обеспечивается при использовании сигнала с повышенной частотой повторения при сохранении расстояния между передатчиком и приемником (длины линии базы).

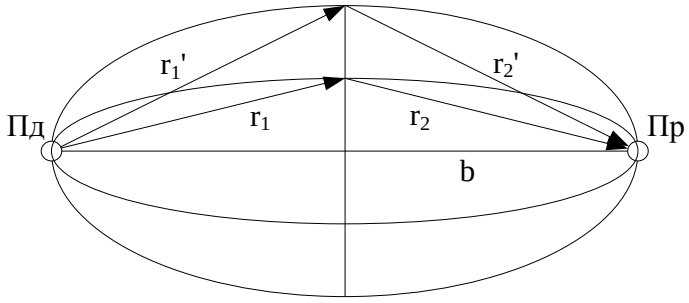


Рис. 9. Расширение зоны обнаружения за счет увеличения числа колец дальности

На рис.10 показан другой способ расширения зоны обнаружения, заключающийся в увеличении длины линии базы при сохранении ширины зоны обнаружения.

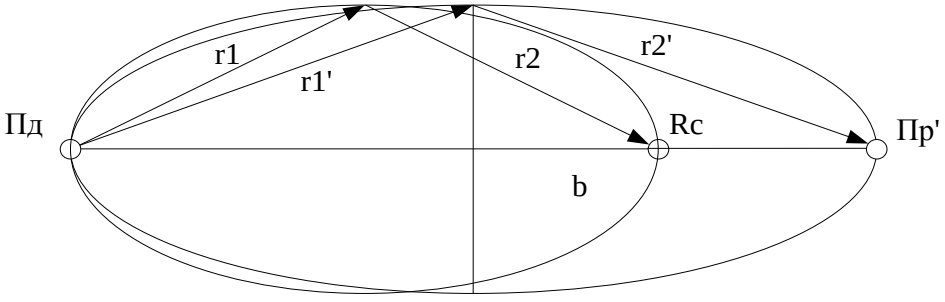


Рис. 10. Расширение зоны обнаружения за счет увеличения длины линии базы

При разработке просветной системы охраны периметра наиболее эффективным следует считать второй способ. В этом случае при неизменном числе позиций увеличивается периметр, либо при фиксированном периметре можно уменьшить число позиций.

На рис. 11 и 12 приведены оценки зон обнаружения просветной системы как одного звена многопозиционной системы охраны периметра, построенные при тех же параметрах системы, что и для рисунка 6, но при использовании восьми ортогональных последовательностей, которым соответствует N=4088 импульсов в пачке. Из приведенных графиков видно, что при использовании СШП сигнала с повышенной частотой повторения, размеры зоны обнаружения увеличились по сравнению со случаем использования одной последовательности, что соответствует рисунку 9.

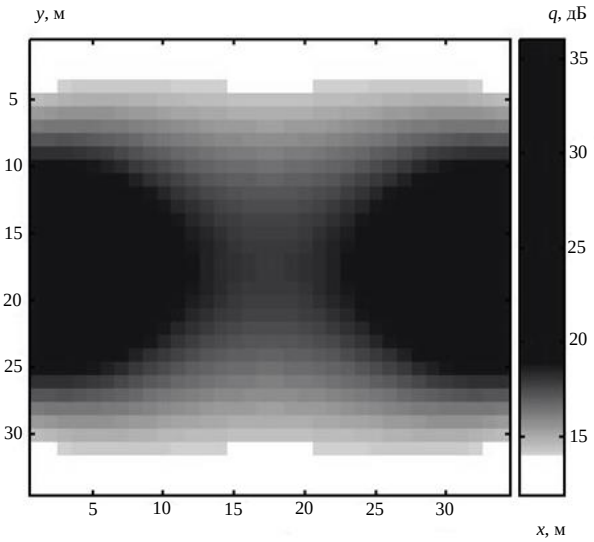


Рис. 11. Зона обнаружения, полученная при увеличении числа элементов разрешения по суммарной дальности

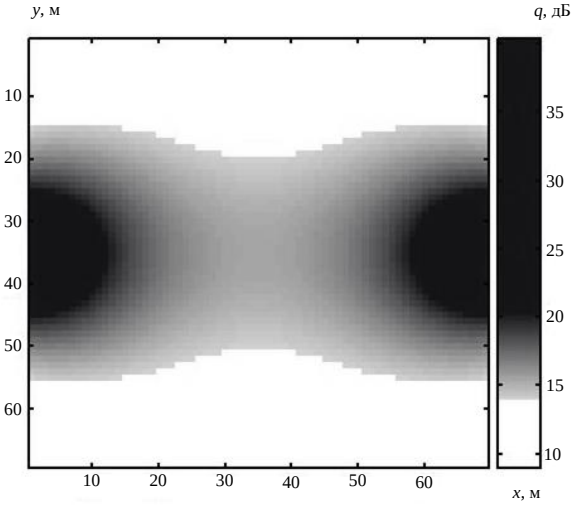


Рис. 12. Зона обнаружения полученная при увеличении длины линии базы

Методом математического моделирования были построены зависимости максимальной суммарной дальности обнаружения $L_{\text{макс.}}$ от мощности передатчика $P_{\text{пд}}$ (рис.13) и вероятности правильного обнаружения от мощности на входе приемника при фиксированной вероятности ложной тревоги $F = 10^{-6}$ (рис. 14). На приведенных графиках кривая 1 соответствует накоплению одной последовательности, кривая 2 – двух последовательностей, а кривая 3 – четырех. Из приведенных графиков видно, что при фиксированной мощности передатчика применение режима локации с повышенной частотой повторения обеспечивает увеличение максимальной суммарной дальности обнаружения цели, а при фиксированной суммарной дальности и мощности передатчика обеспечивается более надежное обнаружение.

Заключение

Результаты приведенных исследований позволяют сделать вывод о том, что использование предложенных способов формирования и обработки сигнала с повышенной частотой повторения при создании многопозиционных просветных РЛС охраны периметра позволяет расширить зону обнаружения каждого бистатического звена системы при сохранении однозначного измерения суммарной дальности. Оптимальным способом расширения зоны обнаружения является увеличение длины

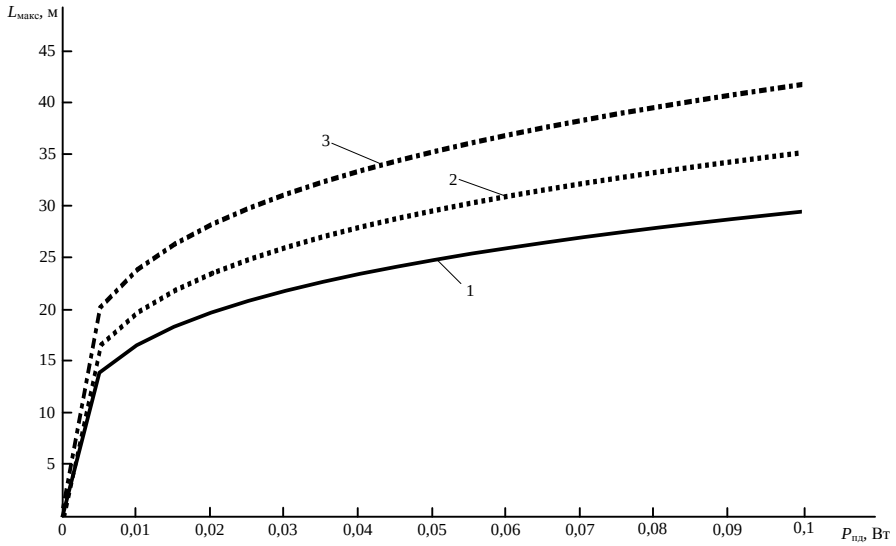


Рис. 13. Зависимость дальности обнаружения от мощности передатчика

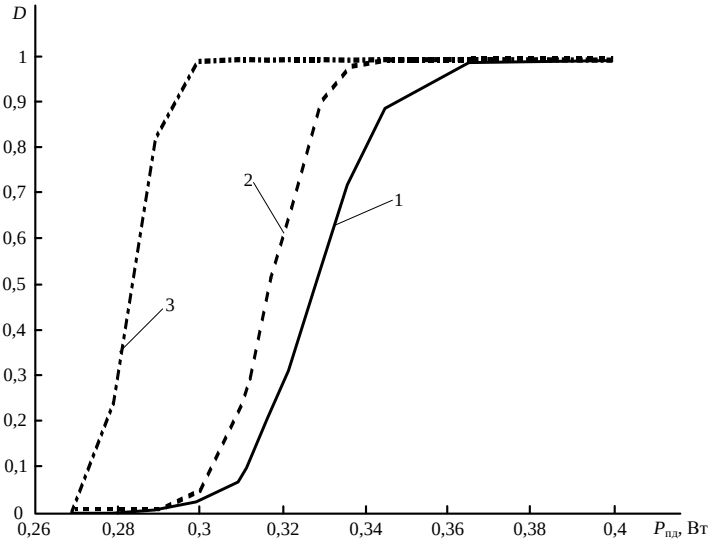


Рис. 14. Зависимость вероятности правильного обнаружения от мощности передатчика

линии базы. Потенциально достижимое увеличение длины базы (при пренебрежении влияния земной поверхности) составляет корень четвертой степени из числа ортогональных сигналов, составляющих суммарный результирующий сигнал. Это обеспечивает возможность увеличения периметра при сохранении числа позиций или уменьшить число позиций при той же длине периметра. Так, использование суммарного сигнала, составленного из шестнадцати ортогональных последовательностей, позволяет сократить общее число позиций в два раза.

Литература

1. A.B. Blyakhman, I.A. Runova, “Forward Scattering Radiolocation Bistatic RCS and Target Detection,” Proceedings of the 1999 IEEE Radar Conference, Waltham, USA, April 1999, pp. 203–208.

2. Чапурский В.В. //, Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1989. Т. 32. № 7. С. 75.

3. Blyakhman A.B., Myakinkov A.V., Kostylev V.I. Bistatic Radar: principles and practice / A.B. Blyakhman, 3. 3. 3. A.V. Myakinkov, V.I. Kostylev [and others]; edited by Mikhail Cherniakov. – Chichester, England.: John Wiley & Sons, Ltd, 2007.

4. Мякиньков А.В., Рындык А.Г., Смирнова Д.М. Многопозиционная просветная радиолокационная система обнаружения наземных целей Вопросы радиоэлектроники. Серия РЛТ. 2013. Вып. 1. С. 44–50.

5. Кошелев В.И. Метод повышения дальности действия РЛС с квазинепрерывным сигналом.// Радиотехнические и измерительные системы. – 2012. –№1. – С. 31-35.

6. Патент РФ № 2258942/28, 28.09.2004. Способ стабилизации временного положения сверхширокополосного сигнала и локатора для мониторинга живых объектов, реализующий этот способ № 2258942. 2004. Бюл. № 33. / Андриянов А.В., Икрамов Г.С., Курамшев С.В..

7. В.Н.Скосырев, А.Е.Ананенков Применение сверхкороткоимпульсных сигналов в РЛС малой дальности – М.: Эдитус. – 138 с.

8. А.В.Андриянов, Г.С.Икрамов Приборы для обнаружения живых людей и контроля физиологической активности // Датчики и системы, 2013, №7, С.15–19.

Сведения об авторах

Колокольцев Евгений Александрович
Год рождения: 1992 г.
Название вуза: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева.
Год окончания вуза: 2015 г.
Направления научных исследований: радиолокация.
Место работы: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е.Алексеева, кафедра «Информационные радиосистемы», аспирант.
E-mail: jvs_91@mail.ru

Мякиньков Александр Валерьевич
Год рождения: 1979 г.
Название вуза: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева.
Год окончания вуза: 2002.
Год защиты докторской диссертации: 2013.
Направления научных исследований: радиолокация
Место работы: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, кафедра «Информационные радиосистемы», профессор.
E-mail: redvillage@mail.ru

Андриянов Александр Ввладимирович
Год рождения: 1951 г.
Название вуза: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева.
Год окончания вуза: 1976.
Год защиты докторской диссертации: 1990.
Направления научных исследований: импульсная и измерительная техника
Место работы: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, кафедра «Информационные радиосистемы», профессор.
E-mail: tenzornn@yandex.ru

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ В УСЛОВИЯХ ОПТИЧЕСКИХ ПОМЕХ

Самойлин Е.А., Алейник И.С.

В докладе предложен подход к повышению эффективности восстановления цифровых изображений при наличии на них оптических помех импульсной структуры. Подход основан на оптимизации процедуры обнаружения помех в пределах поля цифрового изображения. Представлены результаты моделирования процедуры селективного восстановления изображений, показывающие преимущества предлагаемого подхода по сравнению с известным.

SPATIALIZATION OF THE RECONSTRUCTION OF IMAGES RECEIVED IN OPTICAL INTERFERENCE

Samoylin E.A., Aleynik I.S.

The report proposes an approach to increasing the efficiency of digital image restoration in the presence of optical impulses on the impulse structure. The approach is based on optimizing the procedure for detecting interference within the digital image field. The results of modeling the selective image restoration procedure are presented, showing the advantages of the proposed approach in comparison with the known one.

В настоящее время все современные оптико-электронные системы оснащаются матричными фотоприемными устройствами (ФПУ), позволяющими формировать изображения наблюдаемой сцены в видимом, либо инфракрасном диапазонах длин волн [1].

Между тем, многие практические условия регистрации цифровых изображений, такие как преднамеренное воздействие, сложные условия наблюдения и т.д. нередко становятся причиной возникновения на изображении оптических помех, относящихся к классу импульсных [1, 2]. Импульсные помехи представляют собой некоррелированные случайные изменения яркости отдельных пикселей и являются наиболее сложным случаем для разработки процедур фильтрации [2]. Для импульсных помех (ИП) отсутствует в настоящее время строгое математическое обоснование, а большинство алгоритмов реконструкции являются эвристическими и представляют собой дальнейшее развитие ранговой процедуры обработки [3]. Между тем, ранговые процедуры подавления ИП являются инвариантными (не оптимальными по пространству), что ведет к неизбежным искажениям изображений в областях, в которых помехи отсутствуют. Выходом из этой ситуации может быть разделение процедуры восстановления изображений на два этапа, на первом из которых осуществляется процедура обнаружения ИП [4], а на втором – подавление ИП только в областях локализации ИП. Между тем, известные, применимые на практике процедуры обнаружения ИП являются также не оптимальными, что не позволяет достичь требуемого качества восстановления изображений.

Целью предлагаемой работы является повышение точности восстановления изображений, формируемых матричными ФПУ в условиях оптических помех путем оптимизации процедуры обнаружения ИП.

Модель зашумленного изображения $x_{i,j}$, получаемого на выходе ФПУ, описывается выражением [4]:

$$x_{i,j} = \begin{cases} \lambda_{i,j} \text{ с вероятностью } 1-p; \\ h_{i,j} \text{ с вероятностью } p, \end{cases} \quad (1)$$

где i – номер строки; j – номер столбца; $\lambda_{i,j}$ – незашумленное изображение; $h_{i,j}$ – амплитуда ИП; p – вероятность появления аномального значения амплитуды $h_{i,j}$ в ячейке с координатой (i, j), которая не зависит ни от наличия ИП в других координатах, ни от исходного изображения, т.е. p=const$\forall i \in 1\ldots m, j \in 1\ldots n$.

Значения амплитуд элементов $x_{i,j}$, $\lambda_{i,j}$ и $h_{i,j}$ квантованы на интервале $[0, 1\ldots, 2^N-1]$, где N – степень квантования уровня (как правило, N=8). Помехи $h_{i,j}$ (1) представляют собой некоррелированные случайные величины с равномерным на интервале квантования яркости распределением. Появление $\lambda_{i,j}$ и $h_{i,j}$ образует полную группу несовместных событий для каждой отдельной координаты (i, j).

Принцип пространственно-избирательного восстановления предполагает разделение процедуры обработки на два этапа: этап обнаружения (определения пространственного положения) искаженных элементов $h_{i,j}$ и этап восстановления амплитуды искаженных элементов [4].

Для обнаружения ИП $h_{i,j}$ на изображении $x_{i,j}$ можно воспользоваться выражением, согласно которому пиксель принимается за помеху, если его уровень не принадлежит допустимому сигнальному интервалу:

$$\hat{h}_{i,j} = \begin{cases} 1 & x_{i,j} \notin [x_{\min}, x_{\max}]; \\ 0 & x_{i,j} \in [x_{\min}, x_{\max}], \end{cases} \quad (2)$$

где $x_{\min}$, $x_{\max}$ – минимальное и максимальное значения интервала яркости, устанавливаемые на основе распределения сигналов соседних пикселей, попавших в скользящее окно или апертуру фильтра.

Поскольку на этапе компенсации потерянного значения амплитуды элементов изображения необходимо иметь информацию лишь о пространственном положении ИП (сигнальный уровень каждого помехового пикселя случайный и подлежит компенсации на втором этапе), задачу обнаружения помех можно сформулировать следующим образом. Необходимо разработать процедуру определения оптимальных значений $x_{\min}$, $x_{\max}$ (2), позволяющую сформировать бинарную оценку $\hat{h}_{i,j} \in [0,1]$ ИП на цифровом изображении $x_{i,j}$ (4), наиболее близкую к ее истинным значениям:

$$[x_{\min}, x_{\max}] = \arg\min_{x_{\min}, x_{\max} \in [0,(2^N-1)]} \left\{ \left\| \hat{h}_{i,j} - \tilde{h}_{i,j} \right\| \right\}, \quad (3)$$

где $\tilde{h}_{i,j}$ – истинное бинарное положение помех $\tilde{h}_{i,j} = \begin{cases} 1, & x_{i,j} = h_{i,j} \\ 0, & x_{i,j} = \lambda_{i,j} \end{cases}$.

Рассмотрим минимизацию безусловной вероятности пропуска при заданном уровне вероятности ложной тревоги. Можно показать, что с учетом известных выражений [5] для полной группы безусловных вероятностей принятия правильных и ошибочных решений, выражение для искомых границ интервала (3), минимизирующих вероятность пропуска при фиксированной вероятности ложной тревоги, будет выглядеть следующим образом:

$$[x_{\min}, x_{\max}] = \arg\min_{x_{\min}, x_{\max} \in [0,(2^N-1)]} \left\{ p \left[\frac{\sum_{x=x_{\min}}^{x_{\max}} f(0\ldots(2^N-1)/x=h)}{\sum_{x=0}^{2^N-1} f(0\ldots(2^N-1)/x=h)} \right] \right\}, \quad (4)$$

при

$$P_{\text{ЛТ}} \geq (1-p) \left[\frac{\sum_{x=0}^{x_{\min}} f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda) + \sum_{x=x_{\max}}^{2^N-1} f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)}{\sum_{x=0}^{2^N-1} f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)} \right], \quad (5)$$

где $f(0\ldots(2^N-1)/x=h)$ – плотность распределения амплитуд элементов $h_{i,j}$ в апертуре фильтра; $f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)$ – плотность распределения амплитуд полезных сигналов $\lambda_{i,j}$ в апертуре фильтра.

Как видно из (4), для минимизации его правой части необходимо $x_{\min} \rightarrow \max$, $x_{\max} \rightarrow \min$, однако это вызовет рост $P_{\text{ЛТ}}$ (5). Поэтому значения $x_{\min}$, $x_{\max}$ найдем из ограничения (5). Так как распределение $f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)$ на интервале $[0, 1\ldots, 2^N-1]$ равно единице, перепишем (5) в виде:

$$P_{\text{ЛТ}} \geq (1-p) \left[1 - \frac{\sum_{x=x_{\min}}^{x_{\max}} f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)}{\sum_{x=0}^{2^N-1} f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)} \right]. \quad (6)$$

Поскольку распределение $f(0\ldots(2^N-1)/x=\lambda)$ в двумерной апертуре, перемещающейся по изображению, лежит в границах от минимального $x_{\min}^A$ до максимального $x_{\max}^A$ значения сигнала, выражение (6) можно записать в виде:

$$P_{\text{ЛТ}} \geq (1-p) \left[1 - \frac{(x_{\max} - x_{\min})}{(x_{\max}^A - x_{\min}^A)} \right]. \quad (7)$$

Искомые оптимальные величины $x_{\min}$, $x_{\max}$ равноудалены на Δ от некоторого среднего значения, определяемого как среднее текущей апертуры $\bar{x}_A$. В соответствии с этим, (7) примет вид:

$$P_{\text{ЛТ}} \geq (1-p) \left[1 - \frac{(\bar{x}_A + \Delta) - (\bar{x}_A - \Delta)}{(x_{\max}^A - x_{\min}^A)} \right], \quad (8)$$

или

$$P_{\text{ЛТ}} \geq (1-p)\left[1-\frac{2\Delta}{\left(x^A_{\max}-x^A_{\min}\right)}\right]. \tag{9}$$

Определим из выражения (9) оптимальное значение параметра Δ:

$$\Delta \geq \frac{\left(x^A_{\max}-x^A_{\min}\right)\left(1-\dfrac{P_{\text{ЛТ}}}{(1-p)}\right)}{2}. \tag{10}$$

Так как согласно (4) необходимо Δ→min, а согласно (10) – Δ→max, то оптимальное значение Δ будет определяться нижней границей (10)

$$\Delta = \frac{\left(x^A_{\max}-x^A_{\min}\right)\left(1-\dfrac{P_{\text{ЛТ}}}{(1-p)}\right)}{2}, \tag{11}$$

а оптимальное удаление значений $x_{\min}$, $x_{\max}$ от среднего по текущей апертуре $\bar{x}_A$ составит:

$$\begin{cases} x_{\min} = \bar{x}_A - \dfrac{\left(x^A_{\max}-x^A_{\min}\right)\left(1-\dfrac{P_{\text{ЛТ}}}{(1-p)}\right)}{2}; \\ x_{\max} = \bar{x}_A + \dfrac{\left(x^A_{\max}-x^A_{\min}\right)\left(1-\dfrac{P_{\text{ЛТ}}}{(1-p)}\right)}{2}. \end{cases} \tag{12}$$

где $\bar{x}_A$ – среднее значение амплитуды сигналов, попадающих в апертуру обнаружителя (пространственное окно); $x^A_{\max}$, $x^A_{\min}$ – максимальное и минимальное значение амплитуды сигналов, попадающих в апертуру обнаружителя; $P_{\text{ЛТ}}$ – фиксированный (заданный) уровень ложных тревог.

Необходимо отметить, что расчет границ по (2) применяется для каждого нового положения перемещающейся на один элемент (последовательно по столбцам, затем на строку ниже и далее по столбцам и т.д.) апертуры. Очевидно, что оптимальные границы интервала (2) будут меняться при перемещении скользящего окна на один элемент т.к. $x^A_{\max}$ и $x^A_{\min}$ различны при каждом новом положении апертуры.

Известно [2-4], что для подавления ИП в наибольшей степени подходит медианный фильтр, выходом которого является срединное значение ряда, получаемого при упорядочивании элементов, попавших в апертуру, по возрастанию (убыванию). Однако медианный фильтр является инвариантной по пространству процедурой, т.е. его апертура скользит по всей площади $m \times n$ изображения. В соответствии с (2)-(12) можно предложить алгоритм пространственно-селективного восстановления, который будет осуществлять медианную обработку только для тех элементов, которые содержат ИП, решение о наличии которой выносится на основе алгоритма оптимального обнаружения (12). В этом случае, выражение для выхода $y_{i,j}$ пространственно-селективного медианного алгоритма будет выглядеть следующим образом:

$$y_{i,j} = \begin{cases} \mathrm{med}\left(x_{i+r,j+q}\right), & \hat{h}_{i,j} = 1; \\ x_{i,j}, & \hat{h}_{i,j} = 0, \end{cases} \tag{13}$$

где r, q – параметры, определяющие пространственный размер апертуры фильтра (для апертуры размером 3×3 элемента $r,q = -1,0,1$).

Кроме операции вычисления медианы (13), аналогичным образом могут быть реализованы процедуры определения произвольной квантили, в том числе максимума, минимума, а также усреднения.

Численные исследование эффективности предлагаемых пространственно-селективных алгоритмов компенсации искаженных значений амплитуд элементов изображения проведены на примерах обработки различных реальных цифровых изображений, формируемых ФПУ ($m \times n$=300×300), зашумленных ИП в соответствии с выражением (1).

Для исследования исходные изображения предварительно зашумлялись ИП с вероятностью (1) p=0.1…1.

В качестве меры невязки между $y_{i,j}$ и $\lambda_{i,j}$, т.е. ошибки амплитудного восстановления, выбрано нормированное евклидово расстояние, вычисляемое для диапазона вероятности (1) p=0.1…1 в соответствии с выражением:

$$E = \frac{1}{mn}\sqrt{\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n}\left(y_{i,j} - \lambda_{i,j}\right)^2}\ . \tag{14}$$

На рисунке 1 представлены зависимости ошибки (14) для предлагаемых и известного [2] алгоритмов восстановления изображений в диапазоне вероятности p=0.1…1.

Из рисунка 1 видно, что предлагаемый алгоритм (13) является более эффективным (меньшие значения ошибки восстановления) по сравнению с известным медианным [2], причем, чем меньше интенсивность помех, тем большее отличие в качестве. Это объясняется тем, что апертура фильтра прикладывается только к помеховым пикселям, т.е. селективно, тем самым оставляя без «смазывания» участки изображений, где нет ИП.

Таким образом, из рисунка 1 можно сделать вывод о том, что предлагаемый алгоритм с пространственной оптимизацией восстановления потерянного значения амплитуды элементов изображения является более эффективным по сравнению с традиционным медианным алгоритмом [2] по критерию (14).

На рисунках 2-4 представлен пример восстановления цифрового космического снимка известным [2] и предлагаемым пространственно-селективным алгоритмами при интенсивности ИП около 10%.

Сравнивая рисунок 3 с рисунком 4, можно сделать вывод о том, что предлагаемый пространственно-селективный алгоритм позволяет получить лучшее визуальное качество восстановления изображения, чем традиционный медианный алгоритм [2].

Таким образом, использование предложенной процедуры оптимизации обнаружения ИП позволяет получить более высокое качество восстановления изображений, формируемых ФПУ в условиях оптических помех.

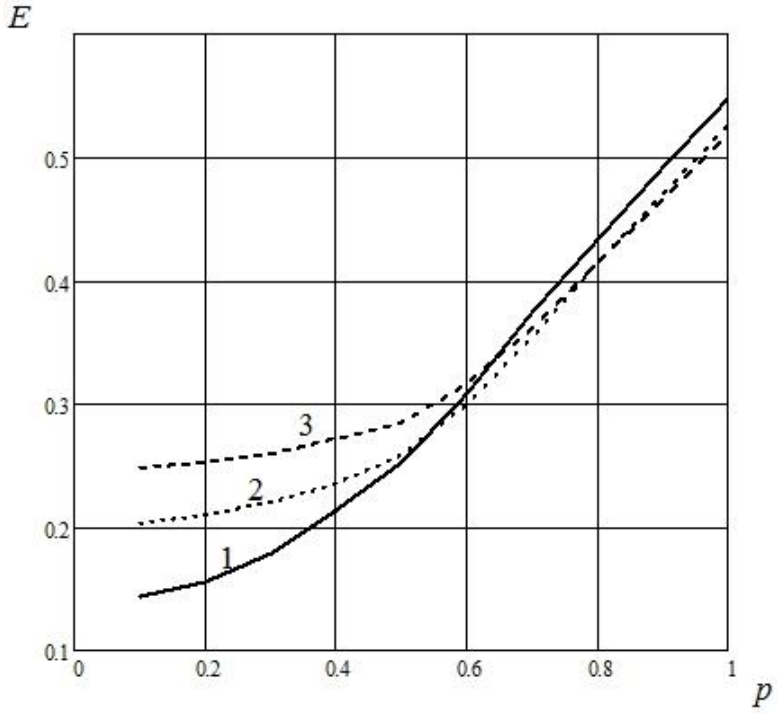


Рисунок 1 – Ошибка амплитудного восстановления (14) для предлагаемых и известного алгоритмов: 1 – предлагаемый алгоритм (13) с апертурой 3×3; 2 – предлагаемый алгоритм (13) с апертурой 5×5; 3 – известный медианный алгоритм с апертурой 3×3

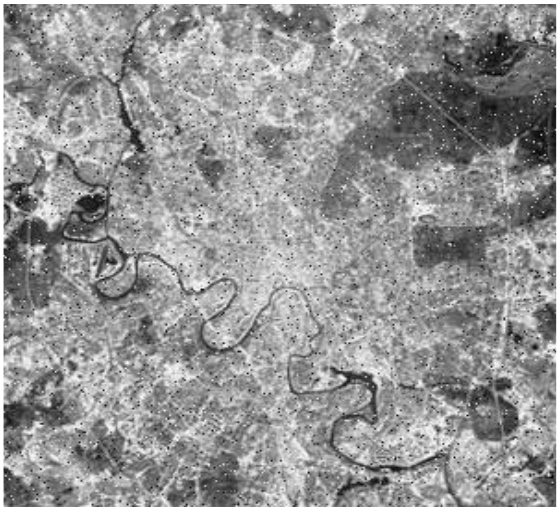


Рисунок 2 – Исходный, зашумленный космический снимок г. Москвы

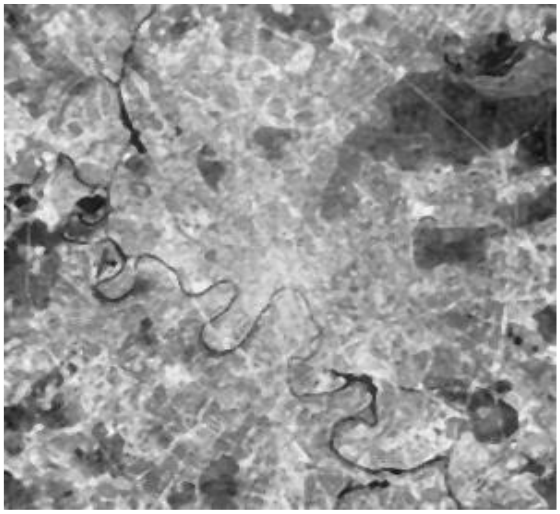


Рисунок 3 – Результат восстановления исходного изображения известным [2] медианным алгоритмом

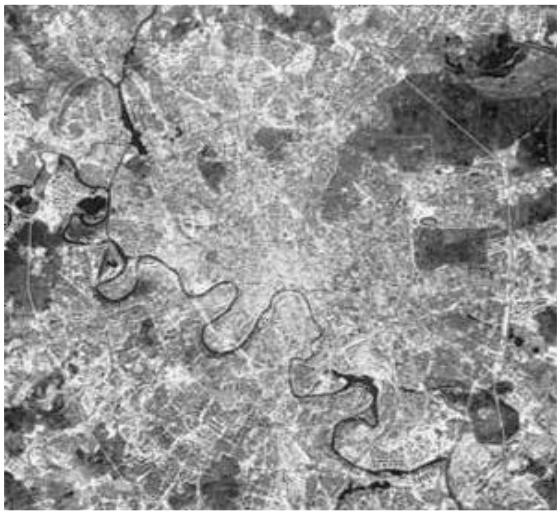


Рисунок 4 – Результат восстановления исходного изображения предлагаемым алгоритмом (13)

Литература

1. Белоусов Ю.И., Фисенко В.Т. Особенности алгоритмов цифровой обработки изображений в оптико-электронных системах нового поколения // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52. № 8. С. 7-12.

2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

3. Самойлин Е.А., Трифонов П.А., Шипко В.В. Анализ точностных характеристик метода межканальной градиентной реконструкции искаженных сигналов цветных цифровых изображений // XX Международная НТК «Радиолокация, навигация, связь» 15-17 апреля 2014 г. Сб. науч. тр. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2014. С. 187-193.

4. Самойлин Е.А. Пространственно-избирательная фильтрация изображений // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49. № 12. С. 7-12.

5. Самойлин Е.А. Оптимальное по критерию минимума объединенных потерь различение случайных сигналов и импульсных помех на изображениях // Автометрия. 2010. Т. 46. № 1. С. 12-22.

Сведения об авторах

	Самойлин Евгений Александрович: 1977 года рождения, окончил Ростовский военный институт ракетных войск в 1999 году, направление научных исследований – методы и алгоритмы обработки и анализа изображений в условиях искаженной, недостающей и противоречивой априорной информации, защита диссертаций: к.т.н. в 2004 г., д.т.н. – в 2011 г., место работы – ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), адрес электронной почты: es977@mail.ru
	Алейник Иван Сергеевич: 1996 года рождения, направление научных исследований – ранговые алгоритмы восстановления цифровых изображений, курсант ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).

СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДЕЙСТВИЯ ПРИНЦИПА СУПЕРПОЗИЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ

Емельянов Е.С., Емельянов С.В., Понькин В.А.

Рассмотрены особенности применения принципа суперпозиции для обработки случайных сигналов в линейных системах при наличии помех. Показано, что применительно к линейным многоканальным (на передачу и прием) многочастотным системам зондирования, теоретически синтезированные оптимальные (по критерию отношения правдоподобия) алгоритмы обработки сигналов на основе принципа суперпозиции могут быть сведены к алгоритмам обработки параметров сигнала и реализованы вычислительными методами.

STATISTICAL DESCRIPTION OF THE SUPERPOSITION PRINCIPLE IN MULTIDIMENSIONAL SIGNAL PROCESSING SYSTEMS

Emelyanov E.S., Emelyanov S.V/, Ponkin V.A.

Features of applying the superposition principle for processing random signals in linear systems in the presence of interference are considered. It is shown that algorithms for processing signals based on the superposition principle can be reduced to algorithms for processing signal parameters and implemented by computational methods in the case of linear multichannel (for transmission and reception) multifrequency sensing systems, theoretically synthesized optimal (by the likelihood ratio criterion).

Принцип суперпозиции является одним из наиболее широко применяемых принципов в различных областях знаний. Несмотря на разнообразие формулировок принципа все они отражают однозначную детерминированную связь физических величин. На практике все физические процессы и связанные с ними физические величины являются случайными и при их детальном рассмотрении описываются статистическими законами. Наиболее ярко случайный характер наблюдаемых величин проявляется в задачах обработки сигналов, которые сами могут быть случайными или наблюдаться в аддитивной смеси со случайными внешними и внутренними помехами. Поэтому анализ действия принципа суперпозиции при обработке случайных сигналов является актуальным. Вместе с тем в известной литературе эти вопросы не рассматриваются.

Применение принципа суперпозиции к случайным сигналам рассмотрим на примере известной задачи получение информации об объекте с использованием многих, в общем случае многомерных сигналов. На практике подобные задачи возникают в информационных системах с голографической обработка сигналов, в радиолокационных системах с синтезированием апертуры антенн, в многоканальных (на прием и на передачу) информационных системах, известных под названием MIMO РЛС [1] и в других [2]. Обработка многомерных сигналов в таких системах производится цифровыми методами.

Содержание основной задачи, решаемой с помощью принципа суперпозиции, состоит в вычислении реакции объекта Y_Σ на сложные сигналы вида:

$$S_\Sigma = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i S_i \,, \qquad (1)$$

где α_i – известные (могут быть комплексные) коэффициенты, по зарегистрированным результатам зондирования объекта Y_i $(i=1,..,N)$ тестирующими сигналами S_i $(i=1,..,N)$.

При детерминированном описание действия принципа суперпозиции решение задачи состоит в том, что искомая реакция объекта Y_Σ определяется в виде суперпозиции результатов частных экспериментов Y_i, как

$$Y_\Sigma = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i Y_i , \tag{2}$$

причём с теме же коэффициентами α_i.

В качестве условия применимости принципа суперпозиции требуется, чтобы зондирующие сигналы S_i и результаты зондирования Y_i были связаны линейным оператором L

$$Y_i = L(\mathrm{S}_i) , \; i=1,..,\mathrm{N},$$

удовлетворяющим свойствам аддитивности и однородности, т.е.

$$Y_i + Y_j = L(\mathrm{S}_i + \mathrm{S}_j); \; \mathrm{L}(\alpha_i \mathrm{S}_i) = \alpha_i \mathrm{L}(\mathrm{S}_i) \tag{3}$$

Следует заметить, что требование линейности процесса зондирования, связанные с извлечением информации из волновых полей различной физической природы, не является существенным ограничением на применение принципа суперпозиции в системах обработки сигналов. Так применительно к системам использующим электромагнитные волны примечательным фактом является линейность уравнений Максвелла, физически точно описывающих процессы распространения и взаимодействия электромагнитных волн, а также широкое распространение линейных систем приема и обработки сигналов.

Для оценки влияния погрешности рассмотрим результат применения принципа суперпозиции к величинам $\hat{Y}_i$, которые были зарегистрированы с погрешностями ΔY_i

$$\hat{Y}_i = Y_i + \Delta Y_i .$$

В этом случае

$$\hat{Y}_\Sigma = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i (Y_i + \Delta Y_i) = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i Y_i + \sum_{i=1}^{N} \alpha_i \Delta Y_i = Y_\Sigma + \Delta Y_\Sigma \tag{4}$$

Таким образом наличие погрешностей ΔY_i в результатах зондирования объекта трестирующимися сигналами приводит к случайному характеру полученного результата $\hat{Y}_\Sigma$, и действие принципа суперпозиции можно оценить с помощью статистических показателей.

Так среднее значение результата $\hat{Y}_\Sigma$, полученного с помощью принципа суперпозиции при наличии погрешности измерений, равно результату, который можно было ожидать при детерминированном действие принципа суперпозиции. При этом дисперсия $\hat{Y}_\Sigma$ независимых погрешности равна сумме дисперсий ΔY_i, т.е.

$$\hat{Y}_\Sigma = Y_\Sigma + \sum_{i=1}^{N} \alpha_i \langle \Delta Y_i \rangle \tag{5}$$

$$D[\hat{Y}_\Sigma] = \alpha_i^2 \sum_{i=1}^{N} D[\Delta Y_i] \tag{6}$$

Из (5) и (6) в частности следует, что применение принципа суперпозиции к обработке случайных сигналов в среднем приводит к таким же результатам что и детерминированное действие принципа суперпозиции. Для проверки этого положения рассмотрим действие принципа суперпозиции при выборе реальных зондирующих сигналов.

Учитывая, что собственные функции линейных систем является гармоники, проведем статистический анализ применения принципа суперпозиции для обработки многочастотных сигналов в информационных системах типа MIMO [1].

Задача состоит в том, чтобы при многоканальном тестирующем зондировании объекта из заданных точек $\vec{r}_i\,(i=1,...,N)$ и многоканальном приеме отраженных сигналов в точках $\vec{\rho}_j\,(j=1,...,N)$ на частотах $\omega_l\,(l=1,...,K)$ с помощью принципа суперпозиции апостериори (программно) осуществить фазокогерентное зондирование отдельных точек объекта (наблюдаемого пространства) с тем, чтобы получить изображение или оценить наличие целей фазокогерентного зондирования и тому подобное.

В рассматриваемом случае алгоритм обработки сигналов с помощью принципа суперпозиции не является очевидным, и прежде чем проводить анализ, такой алгоритм необходимо определить. Для этого можно воспользоваться методами теории обнаружения и синтезировать оптимальный (по критерию отношения правдоподобия) алгоритм с тем, чтобы затем рассмотреть возможность его реализации с помощью принципа суперпозиции. Поскольку оптимальные алгоритмы обеспечивают полное использование всей информации, содержащейся в сигнале то применяя модель сигнала с известными фазами, можно быть уверенными, что синтезированный алгоритм обеспечит фазокогерентное зондирование.

Итак, каждая составляющая принимаемого сигнала в присутствии шумов может быть представлена в виде

$$r_m(t) = a_m \cos(\omega_m t - \psi_m) + n_m(t)$$

где $m = ijk\,(i=1,...,N; i=1,...,M; k=1,...,K)$, a_m, ψ_m – амплитуда и фаза регистрируемого сигнала при отсутствие шума, $n_m(t)$ – неизвестный аддитивный шум κ-ого канала со спектральной плотностью N_{0m}.

Представляя $r_m(t)$ узкополосным случайным процессом [3], получим

$$r_m(t) = E_m(t)\cos(\omega_m t - \varphi_m(t))$$

где

$$E_k(t) = \sqrt{\left(\xi_k(t) + A_k\right)^2 + \left(\zeta_k(t) + B_k\right)^2},$$

$$\varphi_k(t) = arctg\,\frac{\zeta_k(t) + B_k}{\xi_k(t) + A_k},$$

$$n_k(t) = \xi_k(t)\cos\omega_k t + \eta_k(t)\sin\omega_k t.$$

Здесь $\xi_k(t)$ и $\eta_k(t)$ - нормальные процессы, независимые в совпадающие моменты времени, причем их дисперсии совпадают с дисперсией σ_k^2 процесса $n_k(t)$, A_k, B_k - квадратурные составляющие квазинепрерывного сигнала в k - ом частотном канале

$$S_k(t) = a_k\cos(\omega_k t - \psi_k) = A_k\cos\omega_k(t) + B_k\sin\omega_k(t),$$

$$A_k = a_k\cos\psi_k, \qquad B_k = a_k\sin\psi_k.$$

Для дальнейшего анализа статистического действия принципа суперпозиции заметим, что несмотря на многообразие факторов, оказывающих влияние на вид

оптимального решающего правила, таких как характер принимаемых решений, используемый критерий оптимальности, наличие достоверность априорных сведений и так далее, во многих задачах решения принимаются на основании общих правил. Так в теории доказывается [4], что при достаточно общих условиях минимальный достаточной статистикой является совокупность значений отношения правдоподобия $\Lambda(r,s)$ при всех s (или любых) взаимно однозначных функций этого отношения. Применительно к рассматривать задачи поточечного фазакогерентного зондирования объекта пространства это означает необходимость анализа отношения правдоподобия результатов тестирующего зондирования. Однако, поскольку, вычисление законов распределения значений амплитуд и фаз, измеренных в присутствии шумов, сопряжено со значительными трудностями предполагается следующий метод решения задачи.

Известно, что при выбранной модели сигнала оценки максимального правдоподобия амплитуды $\hat{a}_m$ и фазы $\hat{\varphi}_m$ могут быть определены по полученным оценкам максимального правдоподобия квадратурных составляющих сигнала $\hat{A}_m$ и $\hat{B}_m$. То есть

$$\hat{a}_m = \left(\hat{A}_m^2 + \hat{B}_m^2\right)^{1/2} = \left[\left(\frac{1}{T}\int_{-T}^{T} r_m(t)\cos\omega_m t\,dt\right)^2 + \left(\frac{1}{T}\int_{-T}^{T} r_m(t)\sin\omega_m t\,dt\right)^2\right]^{1/2},$$

$$\hat{\varphi} = arctg\frac{\hat{B}_m}{\hat{A}_m} = \frac{\int_{-T}^{T} r_m(t)\sin\omega_m t\,dt}{\int_{-T}^{T} r_m(t)\cos\omega_m t\,dt}.$$

Следовательно, получение оценок максимального правдоподобия квадратурных составляющих $\hat{A}_m$, $\hat{B}_m$ эквивалентно получению оценок максимального правдоподобия амплитуд $\hat{a}_m$ и фаз $\hat{\varphi}_m$. Поэтому анализ алгоритмов обработки случайных сигналов с использованием принципа суперпозиции можно оценить на основе предположения об измерении и совместной обработки квадратурных составляющих в отдельных каналах. При этом заметим, что оценки $\hat{A}_m$ и $\hat{B}_m$ являются нормальными, независимыми, а средние значения оценок и дисперсии равны [4]

$$m_1\left(\hat{A}_k\right) = a_k\cos\psi_k,$$

$$m_1\left(\hat{B}_k\right) = a_k\sin\psi_k,$$

$$M_2\left(\hat{A}_k\right) = M_2\left(\hat{B}_k\right) = N_{0k}/2T.$$

Таким образом, совместимые законы распределения оценок $\hat{A}_i$, $\hat{B}_i$ $(i=1,...,N)$ по гипотезам H_1, H_0 (наличия и отсутствия сигнала в принимаемой смеси $r(t)$) равны

$$\omega\left(x_1,y_1;...;x_N,y_N\middle|H_1\right) = \prod_{k=1}^{N}\left(2\pi\frac{N_{0k}}{2T}\right)^{-N}\cdot e^{-\frac{(x_k-a_k\cos\psi_k)^2}{2N_{0k}2T}}\cdot e^{-\frac{(y_k-a_k\sin\psi_k)^2}{2N_{0k}2T}}, \quad (7)$$

$$\omega\left(x_1,y_1;...;x_N,y_N\middle|H_0\right) = \prod_{k=1}^{N}\left(2\pi\frac{N_{0k}}{2T}\right)^{-N}\cdot e^{-\frac{x_k^2}{2N_{0k}2T}}\cdot e^{-\frac{y_k^2}{2N_{0k}2T}}. \quad (8)$$

С учетом (7), (8) находим логарифм отношения правдоподобия полученных оценок $\hat{A}_k$, $\hat{B}_k$

$$\ln l\left(\hat{A}_1,\hat{B}_1;...;\hat{A}_N,\hat{B}_N\right)=\sum_{k=1}^{N}\frac{2a_kT}{N_{0k}}\left(\hat{A}_k\cos\psi_k+\hat{B}_k\sin\psi_k\right)-\sum_{k=1}^{N}\frac{T\,a_k^2}{N_{0k}}. \qquad (9)$$

Полученное правило описывает оптимальный алгоритм использования результатов измерений квадратурных составляющих при принятии различных решений, которые могут быть реализованы на основе принципа суперпозиции. Поскольку при отсутствии шумов оптимального правила не существует, об эффективности применения принципа суперпозиции можно судить о влиянии шумов различной интенсивности.

Заметим, что логарифм отношения представляет собой линейную комбинацию нормально распределенных величин, поэтому он распределён также по нормальному закону. В этом случае для отыскания закон распределения отношения правдоподобия, например по гипотезам H_1, H_0, достаточно вычислить моменты распределений.

$$m_1\left\{l\middle|H_1\right\}=\sum_{k=1}^{N}\frac{2T\,a_k}{N_{0k}}\left(a_k\cos^2\psi_k+a_k\sin^2\psi_k\right)=\sum_{k=1}^{N}\frac{2Ta_k^2}{N_{0k}}, \qquad (10)$$

$$m_1\left\{l\middle|H_0\right\}=0, \qquad (11)$$

$$M_2\left(l\middle|H_1\right)=\sum_{k=1}^{N}\left(\frac{2a_kT}{N_{0k}}\cos\psi_k\right)^2M_2\left(\hat{A}_k\middle|H_1\right)+$$

$$+\sum_{k=1}^{N}\left(\frac{2a_kT}{N_{0k}}\sin\psi_k\right)^2M_2\left\{\hat{B}_k\middle|H_1\right\}=\sum_{k=1}^{N}\frac{2a_k^2T}{N_{0k}}, \qquad (12)$$

$$M_2\left(l\middle|H_0\right)=\sum_{k=1}^{N}\left(\frac{2a_kT}{N_{0k}}\cos\psi_k\right)^2M_2\left(\hat{A}_k\middle|H_0\right)+$$

$$+\sum_{k=1}^{N}\left(\frac{2a_kT}{N_{0k}}\sin\psi_k\right)^2M_2\left\{\hat{B}_k\middle|H_0\right\}=\sum_{k=1}^{N}\frac{2a_k^2T}{N_{0k}}=M_2\left(l\middle|H_1\right). \qquad (13)$$

Из (10)-(13) в частности следует, что обнаружения определяется как [5]

$$d_{A\Phi}^2=\frac{\left[m_1\left\{l\middle|H_1\right\}-m_1\left\{l\middle|H_0\right\}\right]^2}{M_2\left\{l\middle|H_1\right\}}=\sum_{k=1}^{N}\frac{2T\,a_k}{N_{0k}}. \qquad (14)$$

Как следует из (4), качество алгоритм обработки сигналов, построенного на основе принципа суперпозиции, при уменьшении уровня шумов неуклонно повышается.

Таким образом применение принципа суперпозиции в системах обработки многомерных сигналов обеспечивает реализацию оптимальных (с позиций теории обнаружения) алгоритмов обработки сигналов цифровыми методами. При этом наличие погрешности в измерениях, обусловленных шумами и другими случайными факторами в среднем приводит к результату детерминированного действия принципа суперпозиции.

Литература

1. О новых и старых идеях в радиолокации: MIMO РЛС В. С. Черняк // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. - N 2. - С. 5-20.
2. Иванкин Е.Ф., Понькин В.А. Теоретические основы получения и защиты информации об объектах наблюдения. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 448 с.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. – М.: Сов. радио, 1974.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. – М.: Сов. радио, 1975.
5. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляция. Т. 1-3: Пер. с англ. под ред. В.И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972.

Сведения об авторах

Емельянов Евгений Сергеевич, год рождения 1982, окончил ВГУ в 2005 году, 2013 – защита кандидатской диссертации; направление научных исследований – разработка радиолокационных измерительных систем различного назначения, место работы – ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж), электронный адрес cap_emela@mail.ru.

Емельянов Сергей Владимирович, год рождения 1958, окончил Минское высшее инженерное зенитное ракетное училище ПВО в 1983 году, 1999 – защита кандидатской диссертации, в 2005 присвоено ученое звание старшего научного сотрудника, направление научных исследований – разработка методов измерения радиолокационных характеристик объектов, место работы – ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж)

Понькин Виктор Архипович, год рождения 1942, 1969 - окончание военной инженерной радиотехнической академии им. Л.А. Говорова (Харьков); 1976 - защита кандидатской диссертации; 1988 - защита докторской диссертации; 1994 - присвоение ученого звания профессора; направление научных исследований – разработка методов пространственно-временной обработки радиолокационных и оптических сигналов, место работы – ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж)

ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ОБЛИК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПОСАДКИ

Перевозов Е.С., Комягин Б.П.

На основе анализа требований к радиолокационным системам посадки в составе автоматизированной системы управления полетами сформулированы основные факторы, определяющие экономические показатели при формировании облика таких систем.

ECONOMIC FACTORS INFLUENCING SOME ASPECTS OF RADAR LANDING SYSTEMS

E. S. Perevozov, B.P. Komjagin

Main factors determining economic indices influencing some aspects of such systems arc formulated regarding requirements to radar landing systems as a component of the air traffic control loop.

Радиолокационные системы посадки (РСП) являются неотъемлемым элементом аэродромных систем управления полетами (АСУП) [1]. От качества их функционирования во многом зависит качество работы всего комплекса управления полетами. Безопасность и регулярность полетов, а так же экономические показатели АСУП в значительной мере определяется и аэродромными радиотехническими средствами обеспечения полетов, к которым относятся и РСП. Базовыми элементами РСП являются диспетчерские (ДРЛ) и посадочные (ПРЛ) радиолокаторы. При разработке РСП, как систем двойного применения, в качестве показателей качества используют тактические, технические характеристики, разрабатываемые заказчиком, а также характеристики ИКАО. Наряду с этим разработчики современных систем военного применения руководствуются обобщенными показателями качества [2], в том числе показателем “эффективность - экономичность”. При этом под эффективностью систем понимают степень ее соответствия своему назначению (ее тактическим характеристикам), а под экономичностью – энергетический показатель системы. Экономический фактор, в его прямом понимании, является важнейшим на всех этапах, включающих разработку, испытание, эксплуатацию и боевое применение систем.

Необходимость учета экономических факторов в современных условиях обусловлена существенным удорожанием разработки и эксплуатации АСУП военного аэродрома, в том числе и РСП, обеспечивающих работу систем управления воздушными судами в районе аэродрома в ручном, полуавтоматическом и автоматическом режимах. Посадка самолетов является наиболее сложным этапом полета, особенно в сложных метеоусловиях и ночью. Близость земли, высокая скорость самолета усложняет управление летательным аппаратом. На рисунке 1 приведена аварийность в процентном отношении в зависимости от продолжительности полета по времени и этапа выполнения полета в Российской Федерации, а на рисунке 2 – по данным Всемирного Фонда авиационной безопасности [3].

Как видно из рисунков 1 и 2 этапы захода на посадку и посадка составляют 48,6 % аварийности полетов в России и 33,6 % от общей аварийности полетов в мире. Приведенные данные показывают, насколько ответственен этап посадки ВС.

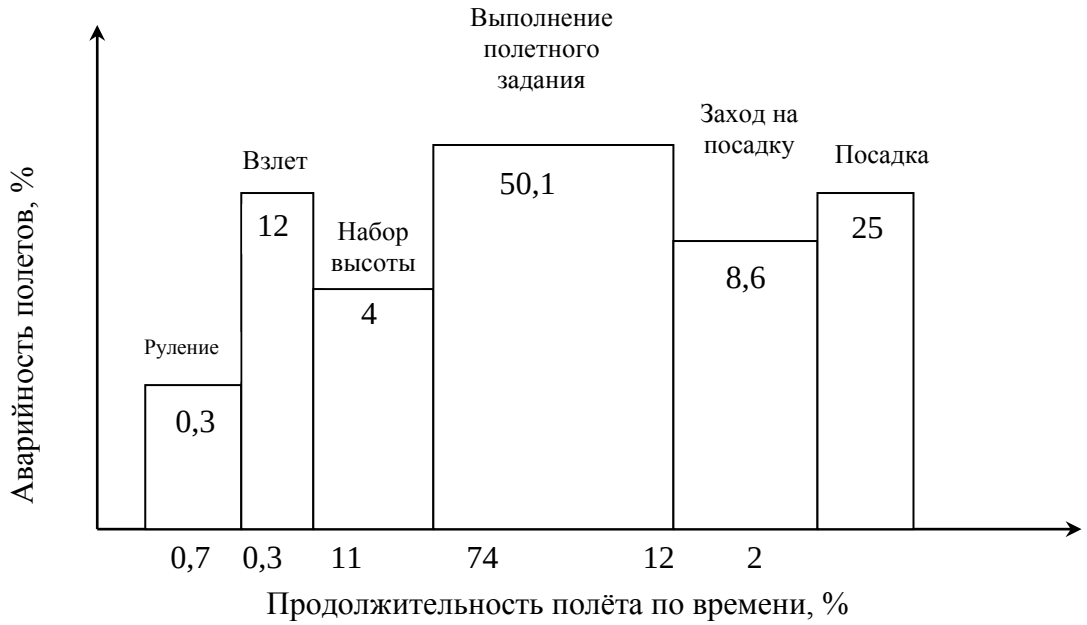


Рисунок 1 – Аварийность выполнения полетов в Российской Федерации

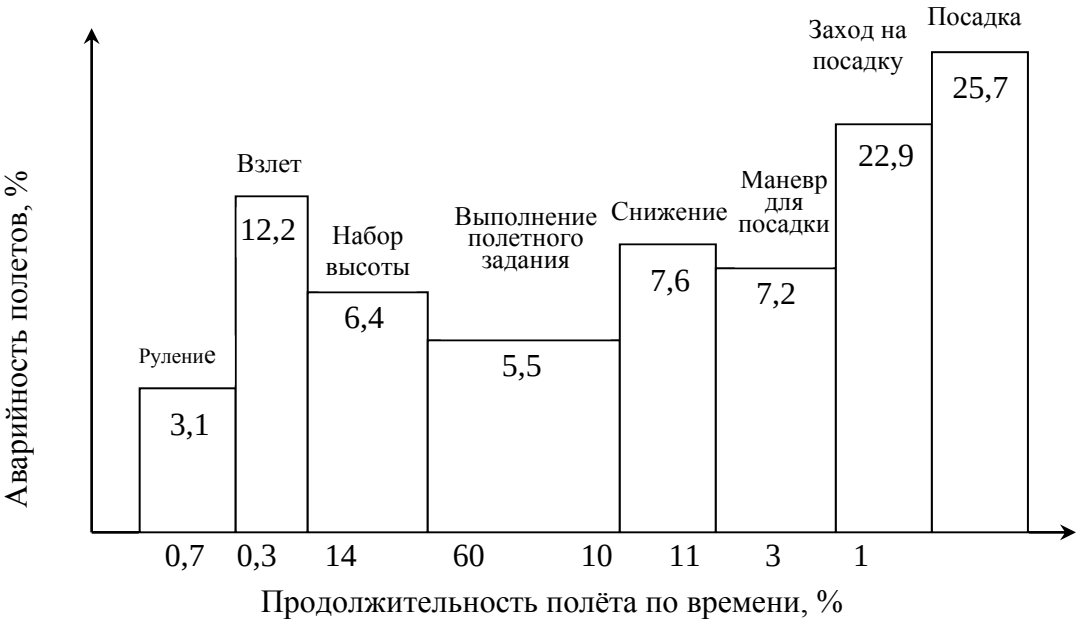


Рисунок 2 – Аварийность выполнения полетов в мире

Экономические факторы, которые необходимо учитывать при формировании облика современной РСП:

- эволюционный путь создания новых (модернизируемых) РСП;
- снижение стоимости жизненного цикла;
- многофункциональность при боевом применении;

- использование экономичных режимов работы;
- использование РСП в составе АСУП навигации, посадки и связи, структурно входящей в состав АСУ ВВС;
- применение мер безопасности при боевом применении.

Для снижения стоимости жизненного цикла необходимо разрабатывать архитектуру построения РСП с использованием принципа конструирования открытого типа. Это позволит наращивать информационные возможности с учетом новых требований, использовать новые технологии обработки сигналов в реальном масштабе времени при минимизации массогабаритных характеристик аппаратуры. Необходимо отметить, что эффективность функционирования таких сложных систем зависит не только от надежности спроектированных систем, внедренных систем автоматизированного контроля функционального состояния, но и в определенной степени от качества подготовки лиц боевого расчета. Поэтому рациональным приемом для решения этого задачи является разработка встроенных тренажеров для имитации типовых условий боевой работы и эксплуатации.

Важными факторами при учете экономических показателей АСУП с использованием РСП является снижение экономических затрат (расхода топлива, ресурса технических систем) путем гарантированной посадки воздушного судна без повторного захода, посадки не только одиночных летательных аппаратов, но и потоков из нескольких воздушных судов [3]. АСУП с использованием РСП обеспечивает контроль за воздушной обстановкой в районе аэродрома при полетах летательных аппаратов с любой эффективной поверхностью рассеяния (ЭПО), управление этими объектами. Это обстоятельство особенно актуально при ведении боевых действий с применением беспилотных летательных аппаратов [3]. Этому способствует объединение на командно-диспетчерском пункте координатной информации от нескольких датчиков: ПРЛ, ДРЛ, РЛС обзора летного поля, аппаратуры зависимого наблюдения. Использование информации от аппаратуры зависимого наблюдения расширяет зону контроля за воздушными судами.

Многофункциональность позволяет объединить свойства нескольких систем в одной и тем самым кардинально снизить затраты при обеспечении боевых действий. Применительно к АСУП военных аэродромов [1], внедрение в проектируемые образцы РСП современных алгоритмов пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов, высокоскоростных процессоров, антенных решеток с электрическим сканированием диаграммы направленности и т.п. позволяет реализовать дополнительно метеорологический режим (МЕТЕО) [3]. В наибольшей степени этот режим целесообразен в посадочном радиолокаторе, так как его технические характеристики соответствуют аналогичным характеристикам метеорологических радиолокаторов:

- большая импульсная мощность передатчика;
- высокая чувствительность приемного устройства;
- динамический диапазон входных сигналов до 100 дБ;
- малая длительность импульса передатчика;
- ширина ДН антенны $\Theta_{0,5\ АЗ} = 1{,}2^0$, $\Theta_{0,5\ УМ} = 0{,}6^0$;
- высокая скорость обзора с использованием антенных решеток (ФАР);
- вектор измеряемых координат включает дальность Д, скорость сближения $V_{сб}$, углы визирования в азимутальной и угломестной плоскостях $\varphi_{аз}$, $\varphi_{ум}$, угловые скорости линии визирования $\omega_{аз}$, $\omega_{ум}$;
- ФАР позволяет изменять вид диаграммы направленности, параметры обзора;
- изменяемый вид поляризации в антеннах;
- сантиметровый диапазон волн.

В [3] рассмотрены детально рассмотрены схемные решения в ПРЛ для обеспечения обнаружения атмосферных образований, определения координат границ этих образований, оценки вида обнаруженных гидрометеоров, изменения высоты и толщины облачного слоя, распределения облачности по высотам, определения количественных характеристик атмосферных образований и интенсивности осадков, а также градовых очагов в облаках, определение направления и скорости перемещения облачности, прогнозирование тенденции развития атмосферных образований. В [3] также предложено схемное решение аппаратуры первичной обработки информации для согласования динамических диапазонов входных отраженных сигналов и радиолокационного тракта их обработки, экономичный метод определения центра метеообразований, алгоритмы траекторной обработки при вторичной обработке радиолокационной информации.

Наиболее эффективным режимом, для повышения экономичности системы аэродромного управления, является режим автоматического сопровождения в режиме обзора [3], который при автоматическом управлении воздушными судами позволяет повысить пропускную способность зоны взлета и посадки на 28 % при посадке одиночных воздушных судов (ВС) (истребителей) в потоке и на 64 % – при посадке парами. При этом повышается безопасность полетов, так как из контура управления воздушными судами исключается человеческий фактор (группа руководства полетами, летчик). Применение такого режима, в сочетании с использованием в посадочном радиолокаторе антенных решеток с электрическим сканированием диаграммы направленности, обеспечивает изменяемый (программируемый, адаптивный) темп обновления радиолокационной информации. Это гарантирует выполнение условия увеличение точности измерения координат и точности управления ВС при приближении к точке принятия решения на посадку [3]. Поэтому необходимой процедурой является ранжирование ВС по очередности управления и темпу обновления информации [4]. В посадочном радиолокаторе в таком режиме должен использоваться моноимпульсный метод измерения угловых координат. Применение программируемого, адаптивного обзора в РСП обеспечивает выполнения в АСУП категорированных требований ИКАО.

В условиях маловысотной радиолокации, на малых дальностях на точность измерения координат ВС начинаю влиять эффект антипода, флуктуация фазового фронта (угловой шум). В [3] приведены условия устойчивого управления ВС (высота принятия решения, высота фазового центра антенны, дальность до ВС, параметры антенны) до момента начала сильного влияния эффекта антипода. Показано, что для типового аэродрома, эти условия наступают при высоте полета 15 м.

Эффективными мерами уменьшения этого фактора являются: применение в РЛС ФАР с малым уровнем боковых лепестков, использование электромагнитных волн с вертикальной поляризацией. Для оценки влияния углового шума необходимо выполнять моделирование контура управления ВС с известными параметрами модели распределений интенсивности сигналов светящихся точек объекта управления.

Учитывая малую высоту полета ВС при выполнении посадки (малые, сверхмалые высоты), динамический диапазон помеховых сигналов равен около 100 дБ, при узкой диаграмме направленности ПРЛ (0,5-0,7 град) и малом времени облучения сложно обеспечить необходимое отношение сигнал/(шум+помеха), поэтому в ПРЛ применяют зондирующие сигналы со “средней” частотой повторения как в импульсно-доплеровских РЛС [5].

Режим автоматического сопровождения при обзоре позволяет автоматизировать процесс обработки сигналов в метеорологическом режиме ПРЛ для обнаружения атмосферных образований, определения координат границ этих образований, оценки

вида обнаруженных гидрометеоров, изменения высоты и толщины облачного слоя, распределения облачности по высотам, определение количественных характеристик атмосферных образований и интенсивности осадков, а также градовых очагов в облаках, определение направления и скорости перемещения облачности, прогноз тенденции развития атмосферных образований [2]. Применение посадочных радиолокаторов обеспечивает выполнение посадки в любое время суток, любых метеорологических условиях, уменьшает вероятность повторного захода на посадку.

При рассмотрении мер безопасности при боевом применении необходимо учитывать тот факт, что при ведении боевых действий РСП, как датчик в информационно-вычислительной системе АСУП военного аэродрома, будет рассматриваться как объект для радиоэлектронного подавления, огневого поражения. Анализ боевых действий авиации НАТО в Югославии показал, что практически все стационарные и мобильные средства аэродромного радиотехнического обеспечения были выведены из строя [6]. В [7] выполнен анализ функционирования синтезированной радиолокационной системы посадки в автоматическом режиме управления по точности оценивания координат и выдерживания траекторий при воздействии организованных помех. Из [6, 7] следует, что для обеспечения безопасного боевого применения РСП, с целью защиты РСП от поражения управляемыми ракетами “воздух – РЛС” и с оптико-электронными средствами наведения, необходимо применять следующие меры: повышение скрытности работы (частотный, структурный, временной, амплитудный, пространственный методы), применение ложных целей, визуальная и тепловизуальная маскировка, прикрытие позиций с помощью средств малокалиберной зенитной артиллерии и зенитно-ракетных комплексов.

Литература

1. Базанов В.М., Ветошкин В.М., Лялюк И.Н., Саяпин О.В., Сельвесюк И.Н. Автоматизированные системы управления полетами и воздушным движением авиации РФ. Учебное пособие. – М.: Изд. ВУНЦ ВВС «ВВА» им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, 2010. 210 с.

2. Авиационные системы радиоуправления: учебник для военных и гражданских ВУЗов и научно-исследовательских организаций. /В.И. Меркулов, В.С. Чернов, В.А. Гандурин, В.В. Дрогалин, А.Н. Савельев. Под ред. В.И. Меркулова. – М.: Изд. ВВИА им.проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 423 с.

3. Воробьев В.А., Перевозов Е.С. Автоматизация обработки радиолокационной информации в посадочном радиолокаторе: Монография. – Воронеж: Изд-во воен. авиац. инж. ун-та (г. Воронеж). 2010. 114 с.

4. Воробьёв В.А., Комягин Б.П., Перевозов Е.С. Автоматическая радиолокационная система посадки потока воздушных судов с программируемым обзором. Материалы XV международной научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века», том 2, 2014. С.326-329.

5. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы/ Под ред. Б.Г. Татарского. – М.: Дрофа, 2007. 420 с.

6. Онуфриев О.Н., Герасимов А.А., Меркулов В.И., Самарин О.Ф., Чернов В.С. Ударные беспилотные летательные аппараты и их радиолокационные системы. – Успехи современной радиоэлектроники, 2007, № 7.

7. Комягин Б.П., Перевозов Е.С. Помехоустойчивость автоматической радиолокационной системы посадки военного аэродрома. Материалы XVI международной научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века», 2015, С. 380-386.

Перевозов Евгений Сергеевич, 1951 г.р., закончил ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского в 1980 году. Основные направления исследований: радиолокационные системы, радиосистемы управления. Кандидат технических наук (1987 г.), доцент, доцент кафедры ВУНЦ ВВС (г. Воронеж).
Электронный адрес: e.perevozov1@mail.ru

Комягин Борис Петрович – 1977 г.р., закончил Тамбовский военный авиационный инженерный институт в 2000 году. Кандидат технических наук (2… г), доцент, доцент кафедры радиотехнических систем (и средств обеспечения полетов) ВАИУ (г.Воронеж). Основные направления исследований: алгоритмизация и программирование систем обработки радиолокационной информации в задачах управления воздушным движением.
Электронный адрес: kombors@gmail.com

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА ПО ЦЕНТРУ ТЯЖЕСТИ И ЕЁ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Гоголев И.В., Яшин Г.Ю.

В работе исследуются статистические характеристики оценки времени прихода импульсного сигнала по центру тяжести без предварительной пороговой обработки в окне произвольной длины. Показано, что в случае оценки на фоне белого гауссовского шума оценка оказывается несмещенной при совпадении истинного центра тяжести сигнала с серединой окна. При указанном расположении импульса в окне также достигается минимум дисперсии оценки.

CENTER OF GRAVITY TOA ESTIMATION OF IMPULSE SIGNAL AND ITS STATISTICAL CHARACTERISTICS

Gogolev I.V., Yashin G.Y.

Statistical characteristics of center of gravity time-of-arrival (TOA) estimation of impulse signal for arbitrary length window without thresholding are investigated in this paper. In case of white Gaussian noise TOA estimation is unbiased only if center of gravity of impulse is equal to center of window. Possessing of signal in center of window leads to variance minimization.

Введение

Метод оценки времени прихода сигнала по центру тяжести сигнала имеет несколько вариантов, которые можно разделить на две основные группы – требующие предварительной пороговой обработки и не требующие.

Среди методов, требующих пороговой обработки, наибольшее распространение получили метод центра тяжести и медианный метод, т.к. оба эти метода могут быть реализованы в реальном масштабе времени. Общим недостатком данных методов является необходимость пороговой обработки, поскольку адаптация уровня порога к сигналу задача неоднозначная и всегда приводит к увеличению вычислительных затрат.

Более интересны методы, исключающие пороговую обработку. В ряде работ [1-3] предлагается метод поиска энергетического центра тяжести импульса. Отмечается, что данный метод «позволяет достичь наименьшего смещения и дисперсии среди большинства практических неоптимальных методов и который характеризуется инвариантностью к форме, ширине и сдвигу сигнала в окне анализа». Несмотря на представленные в работах результаты, отсутствует математическое обоснование применяемого метода, описание свойств получаемых оценок и ограничения для применения метода.

Целью настоящей работы является получение статистических характеристик оценки времени прихода импульсного сигнала по центру тяжести без предварительной пороговой обработки в окне произвольной длины.

Модель измерений

Рассмотрим сигнал, представленный набором отсчетов, с периодом дискретизации удовлетворяющим теореме Котельникова.

$$r_i = s_i + n_i; \quad i \in [1, N]$$

где r_i - принятая реализация сигнала, s_i - переданный сигнал произвольной формы, n_i - аддитивный шум с заданной ковариационной матрицей K.

Работа с дискретным сигналом выбрана из соображений реализации обработки сигнала в дискретной форме с помощью ПЛИС или сигнальных процессоров.

Центр тяжести принятой реализации определяется выражением:

$$T = \frac{\sum_{i=1}^{N} i r_i^2}{\sum_{i=1}^{N} r_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^{N} i\left(s_i + n_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{N}\left(s_i + n_i\right)^2}$$

Введем нормированный сигнал с единичной энергией:

$$\tilde{s}_i = s_i \,/\, \sqrt{\sum_{i=1}^{N} s_i^2} \tag{1}$$

И нормированный шум с дисперсией 1/N:

$$\frac{\left\langle \sum_{i=1}^{N} n_i^2 \right\rangle}{N} = \sigma_n^{\,2}$$
$$\tilde{n}_i = n_i \,/\, \sqrt{\sigma_n^2 N} \tag{2}$$

Тогда:

$$T = \frac{\sum_{i=1}^{N} i\left(\tilde{s}_i + \varepsilon \tilde{n}_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{N}\left(\tilde{s}_i + \varepsilon \tilde{n}_i\right)^2} \tag{3}$$

Где:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\sigma_n^2 N}{\sum_{i=1}^{N} s_i^2}} \tag{4}$$

Распишем выражение (3):

$$T = \frac{\sum_{i=1}^{N} i\left(\tilde{s}_i + \varepsilon \tilde{n}_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{N}\left(\tilde{s}_i + \varepsilon \tilde{n}_i\right)^2} = \frac{\sum_{i=1}^{N} i\left(\tilde{s}_i^{\,2} + 2\varepsilon \tilde{s}_i \tilde{n}_i + \varepsilon^2 \tilde{n}_i^2\right)}{\sum_{i=1}^{N}\left(\tilde{s}_i^{\,2} + 2\varepsilon \tilde{s}_i \tilde{n}_i + \varepsilon^2 \tilde{n}^2\right)} \tag{5}$$

При большом отношении сигнал/шум, т.е. при малом параметре ε, разложение знаменателя в ряд в окрестности $\varepsilon = 0$ приводит к записи (5) в виде:

$$T = \left(\sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i^{\,2} + 2\varepsilon \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i \tilde{n}_i + \varepsilon^2 \sum_{i=1}^{N} i\tilde{n}^2\right) \cdot$$
$$\cdot\left(1 - 2\varepsilon \sum_{i=1}^{N} \tilde{s}_i \tilde{n}_i + \varepsilon^2 \left(4 \sum_{i=1}^{N} \tilde{s}_i \tilde{n}_i \sum_{j=1}^{N} \tilde{s}_j \tilde{n}_j - \sum_{i=1}^{N} \tilde{n}_i^{\,2}\right)\right) \tag{6}$$

Математическое ожидание центра тяжести

Математическое ожидание (5) при большом отношении сигнал/шум определяется выражением:

$$\left\langle T \right\rangle = \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i^2 \left\{ 1 + \varepsilon^2 \left(4 \left\langle \sum_{i=1}^{N} \tilde{s}_i \tilde{n}_i \sum_{j=1}^{N} \tilde{s}_j \tilde{n}_j \right\rangle - \left\langle \sum_{i=1}^{N} \tilde{n}_i^2 \right\rangle \right) \right\} -$$
$$-4\varepsilon^2 \left\langle \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i \tilde{n}_i \sum_{j=1}^{N} \tilde{s}_j \tilde{n}_j \right\rangle + \varepsilon^2 \left\langle \sum_{i=1}^{N} i\tilde{n}_i^2 \right\rangle$$

Усреднение с учетом (1) и (2) приводит к получению выражения общего вида, в котором фигурирует ковариационная матрица шума:

$$\left\langle T \right\rangle = \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i^2 \left\{ 1 + \varepsilon^2 \left(4\tilde{s}K\tilde{s}^T - 1 \right) \right\} -$$
$$-4\varepsilon^2 \left\langle \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i \tilde{n}_i \sum_{j=1}^{N} \tilde{s}_j \tilde{n}_j \right\rangle + \varepsilon^2 \left\langle \sum_{i=1}^{N} i\tilde{n}_i^2 \right\rangle$$

Если шум является белым с диагональной ковариационной матрицей с дисперсией σ^2, выражение приобретает вид:

$$\left\langle T \right\rangle = \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i^2 \left(1 - \varepsilon^2 \right) + \varepsilon^2 \frac{\sum_{i=1}^{N} i}{N} \tag{7}$$

Можно вычислить смещение оценки центра тяжести и через прямую запись совместной плотности вероятности отсчетов шума.

Вычислим смещение центра тяжести для реализации в виде белого шума с дисперсией σ^2 без сигнальной составляющей. Совместная плотность распределения отсчетов шума будет определяться выражением:

$$p(n_1, n_2 \ldots n_N) = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\sigma\right)^N} \exp\left(-\frac{\sum_i n_i^2}{2\sigma^2} \right)$$

Запишем выражения для центра тяжести реализации в виде:

$$T = \frac{\sum_{i=1}^{N} i n_i^2}{\sum_{i=1}^{N} n_i^2} = \frac{\partial}{\partial \alpha} \exp\left(\sum_i i n_i^2 \alpha \right)\Big|_{\alpha=0} \int_0^\infty \exp(-\lambda \sum_i n_i^2) d\lambda$$

Тогда математическое ожидание центра тяжести определяется следующим выражением:

$$\left\langle \frac{\sum_{i=1}^{N} i n_i^2}{\sum_{i=1}^{N} n_i^2} \right\rangle = \frac{\partial}{\partial \alpha} \int_{-\infty}^{\infty} dn_i \int_0^\infty d\lambda \exp\left(\sum_i i n_i^2 \alpha \right)\Big|_{\alpha=0} \exp(-\lambda \sum_i n_i^2) p(n_1, n_2 \ldots n_N)$$

После ряда преобразований получим:

$$\left\langle \frac{\sum_{i=1}^{N} i n_i^2}{\sum_{i=1}^{N} n_i^2} \right\rangle = \frac{\sum_{i}^{N} i}{N}$$

Таким образом, в случае если в реализации отсутствует сигнал, математическое ожидание центра тяжести не зависит от СКО шума и равно середине окна наблюдения.

Вычислим математическое ожидание центра тяжести реализации сигнала на фоне белого гауссовского шума с дисперсией σ^2:

$$r_i = s_i + n_i; \quad i \in [1, N]$$

В этом случае реализацию можно рассматривать как случайный процесс с совместной плотностью вероятности:

$$p(r_1, r_2 \ldots r_N) = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\sigma\right)^N} \exp\left(-\frac{\sum_i \left(r_i - s_i\right)^2}{2\sigma^2}\right)$$

Тогда математическое ожидание центра тяжести сигнала определяется выражением:

$$\left\langle T \right\rangle = \left\langle \frac{\sum_{i=1}^{N} i r_i^2}{\sum_{i=1}^{N} r_i^2} \right\rangle = \frac{\sum_i^N i s_i^2}{\sum_i^N s_i^2}\left[1 - \frac{1}{q_e}\right] + \frac{1}{q_e}\frac{\sum_i^N i}{N} \tag{8}$$

Выражения (7) и (8) совпадают с учетом равенства:

$$\frac{1}{q_e} = \frac{N\sigma^2}{\sum_i^N s_i^2} = \varepsilon^2$$

Дисперсия центра тяжести

Дисперсия центра тяжести определяется выражением:

$$D_T = \left\langle \left(T - \left\langle T \right\rangle\right)^2 \right\rangle$$

С учетом (6) и (7) можно записать:

$$D_t = \left\langle \left(\begin{array}{l} \varepsilon 2\left[\sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i\tilde{n}_i - T_0\sum_{i=1}^{N}\tilde{s}_i\tilde{n}_i\right] + \\ \varepsilon^2\left[\sum_{i=1}^{N} i\tilde{n}^2 - 4\sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i\tilde{n}_i\sum_{i=1}^{N}\tilde{s}_i\tilde{n}_i + T_0(1 - \sum_{i=1}^{N}\tilde{n}_i^{\,2}) - L_0 + 4T_0\left(\sum_{i=1}^{N}\tilde{s}_i\tilde{n}_i\right)^2\right] + \\ \varepsilon^3\left[8\sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i\tilde{n}_i\left(\sum_{i=1}^{N}\tilde{s}_i\tilde{n}_i\right)^2 - 2\sum_{i=1}^{N}\tilde{s}_i\tilde{n}_i\sum_{i=1}^{N} i\tilde{n}^2 - \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i\tilde{n}_i\sum_{i=1}^{N}\tilde{n}_i^{\,2}\right] + \ldots \end{array} \right)^2 \right\rangle =$$

$$= \left\langle \left(\varepsilon 2 D_1 + \varepsilon^2 D_2 + \varepsilon^3 D_3\right)^2 \right\rangle$$

Где:

$$T_0 = \sum_{i=1}^{N} i\tilde{s}_i^{\,2}$$

$$L_0 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} i$$

Усреднение приведенного выражения – нетривиальная задача для произвольного распределения шума. Получение результата в замкнутой форме возможно только для

белого гауссовского шума с диагональной ковариационной матрицей. Ковариационная матрица нормированного шума – диагональная матрица с 1/N на главной диагонали.

Сохраняя в дисперсии слагаемые порядка ε^4 получаем:

$$D_t = \left\langle \varepsilon^2 4D_1^{\,2} + \varepsilon^4 (D_2^{\,2} + D_1 D_3)^2 \right\rangle$$

С учетом усреднений произведений сумм, получающихся в результате возведения в степень:

$$4\left\langle D_1^2 \right\rangle = \frac{4}{N}\left(\sum_{i=1}^{N} i^2 \tilde{s}_i^{\,2} - T_0^2 \right) = \frac{4}{N}\sum_{i=1}^{N} (i - T_0)^2 \tilde{s}_i^{\,2} = \frac{4}{N} T_{eff}$$

$$\left\langle (D_2^{\,2} + D_1 D_3)^2 \right\rangle = \frac{2}{N}\left(T_0^2 - 2T_0 L_0 - 4T_{eff} + \frac{1}{N}\sum_{i}^{N} i^2 \right)$$

И дисперсия оценки центра тяжести определяется выражением:

$$D_t = \varepsilon^2 \frac{4}{N} T_{eff} + \varepsilon^4 \frac{2}{N}\left(T_0^2 - 2T_0 L_0 - 4T_{eff} + \frac{1}{N}\sum_{i}^{N} i^2 \right) =$$

$$= \frac{4\varepsilon^2}{N} T_{eff} \left(1 - 2\varepsilon^2\right) + \varepsilon^4 \frac{2}{N}\left(T_0^2 - 2T_0 L_0 + \frac{1}{N}\sum_{i}^{N} i^2 \right)$$

Где:

$$T_0 = \sum_{i=1}^{N} i \tilde{s}_i^{\,2} \qquad L_0 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} i$$

$$T_{eff} = \sum_{i=1}^{N} (i - T_0)^2 \tilde{s}_i^{\,2}$$

T_{eff} - эффективная ширина импульса.

Найдем положение минимума дисперсии:

$$\frac{\partial D_t}{\partial T_0} = \varepsilon^4 \frac{4}{N}\left(T_0 - L_0\right) = 0$$

$$T_0 = L_0 = \frac{1}{N}\sum_{i}^{N} i$$

Таким образом, минимум дисперсии достигается тогда, когда центр тяжести сигнала совпадает с серединой окна.

Моделирование

Проверку полученных выражений удобно провести в среде Matlab. Для простоты реализации был выбран трапецеидальный импульс шириной 100 отсчетов и длительностью фронтов по 8 отсчетов. Ширина окна обработки составляет 1000 отсчетов. Реализация сигнала представлена на рисунке 1. Отношение сигнал/шум $q_e = 1/\varepsilon^2$, вычисленное в соответствии с (4) равно 28. Также на рисунке указано положение истинного центра тяжести сигнала и вычисленного по реализации с шумом.

На рис. 2 представлены зависимости смещения оценки от положения импульса в окне. Результаты моделирования совпадают с результатом расчета по полученным выражениям. Из графика видно, что оценка является несмещенной когда центр тяжести сигнала совпадает с серединой окна.

На рис. 3 представлены зависимости СКО оценки от положения импульса в окне. Полученные зависимости подтверждают вывод о достижении минимума дисперсии оценки при совпадении истинного центра тяжести импульса с серединой окна.

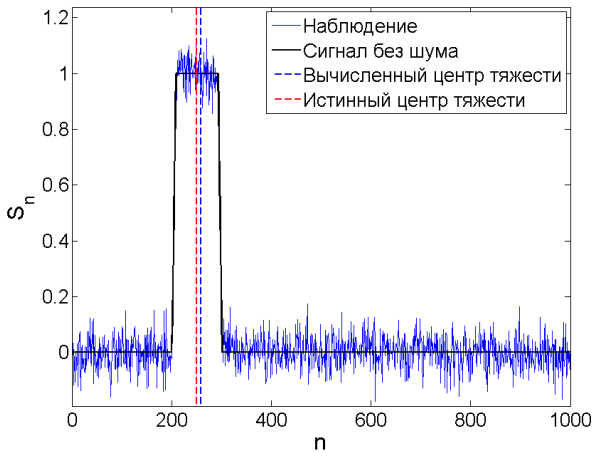


Рис.1 Смесь сигнала с шумом

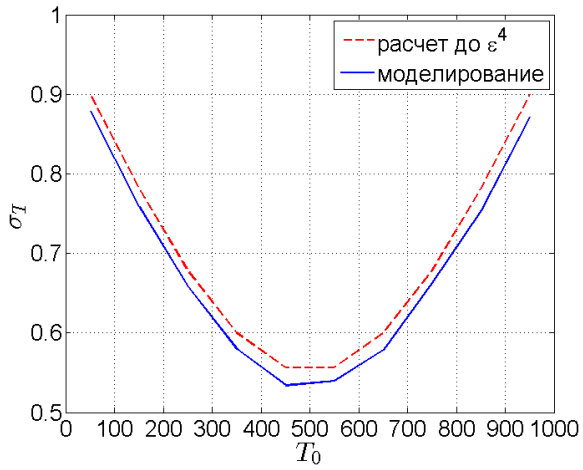


Рис. 2. Смещение оценки

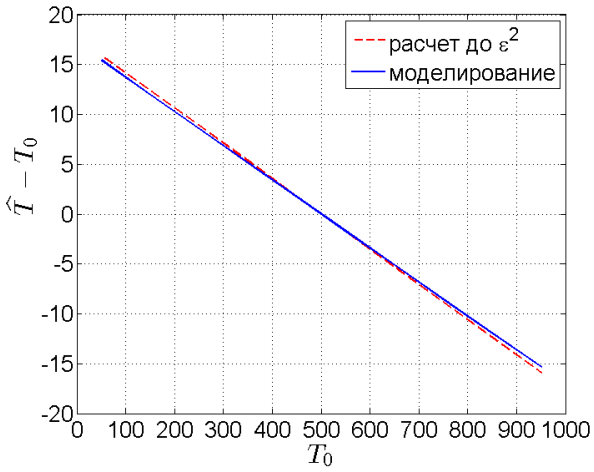


Рис. 3 СКО оценки

Выводы

В работе получены аналитические выражения для математического ожидания оценки времени прихода сигнала по центру тяжести для шума с произвольной корреляционной функцией, а также приведены выражения для математического ожидания и дисперсии оценки в замкнутой форме для случая наблюдений на фоне белого гауссовского шума.

Показано, что для белого шума оценка является несмещенной при совпадении истинного центра тяжести сигнала с серединой окна. Совпадение истинного центра тяжести сигнала с серединой окна также является условием достижения минимума дисперсии оценки времени прихода сигнала.

Литература

1. Пальчик О.В., Горкин В.Н. Обобщение интегральных методов оценки положения импульса методом циклической свёртки // Информационные технологии моделирования и управления. – 2005.– № 3(21).– С. 375-383.

2. Пальчик О.В. Фильтрация одиночного импульса совместно с оценкой положения его экстремума // Вестник РГРТУ. – 2007.– Вып. 22

3. Пальчик О.В., Андреев В.Г. Обработка данных триангуляционного измерителя // Цифровая обработка сигналов и ее применения: Материалы докладов VI международной конференции.– Москва, 2004.– Т. II.– С. 197-200.

Сведения об авторах

Гоголев Иван Васильевич – 1991 г.р. Окончил Ленинградский электротехнический институт в 2014 году.

Аспирант кафедры Радиоэлектронных средств СПбГЭТУ «ЛЭТИ» с 2014г.

В настоящее время инженер 2-й категории АО «НИИ «Вектор».

Область научных интересов: Пассивная радиолокация, статистическая радиотехника.

E mail: ivgogolev@inbox.ru

Яшин Геннадий Юрьевич – 1952 г.р.

Окончил Ленинградский государственный университет в 1975 году.

Кандидат физико-математических наук – 1980 г.

В настоящее время главный специалист 1 категории АО «НИИ «Вектор».

Область научных интересов: Статистическая радиофизика.

Преобразователь комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации

К.А. Куличков, Н.С. Куличкова, А.В. Гребенников

магистрант, инженер-конструктор; магистрант, инженер-конструктор; кандидат технических наук, руководитель базовой кафедры РЭТиС

АО«НПП«Радиосвязь», ИИФиРЭ ФГАОУ ВО СФУ

660021, г. Красноярск, ул. Декабристов,19

kyli4ukov-k@mail.ru

В статье представлен вариант реализации преобразователя сигналов синхронизации в виде из импульсной метки времени и опорной частоты в комбинированный сигнал частотно-временной синхронизации. Представлены структурные схемы преобразователя, а также описание его работы. Показаны спектры основного и вспомогательного каналов синхронизации.

Converter of combined signal time-frequency synchronization

K.A. Kulichkov, N.S. Kulichkova, A.V. Grebennikov

master's degree, a design engineer; master's degree, a design engineer; Ph.D., head of the department of basic «Radio-electronic technique of the information systems»

The Siberian federal university,JSC «Scientific production enterprise «Radiosvyaz'»

660021, Krasnoyarsk, Dekabristov St., 19.

kyli4ukov-k@mail.ru

The article presents the variant of implementation of the converter of the synchronization signals in the form of pulse timestamps and the reference frequency in a combined signal time-frequency synchronization. Shows a block diagram of the converter as well as a description of his work. Shows the spectra of the primary and secondary synchronization channels.

На современном этапе развития глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) и их практических приложений назрела необходимость улучшения качества частотно-временной синхронизации потребителей. Решение данной задачи с использованием существующих сигналов синхронизации, таких как импульсный сигнал метки времени и гармонический сигнал опорной частоты, оказывается затруднительным в силу необходимости расширения полосы пропускания линии передачи сигнала импульсной метки времени, взаимной калибровки задержки линий передач метки времени и опорной частоты, калибровки активных разветвителей сигнала метки времени для множественного доступа [1]. Перспективный комбинированный сигнал частотно-временной синхронизации (КСЧВС), по принципу формирования и приема аналогичный навигационному сигналу ГНСС, позволит обойти ограничения стандартного набора сигналов синхронизации и добиться необходимой погрешности частотно-временной синхронизации [2].

Одним из преимуществ КСЧВС является возможность обеспечения высокоточной синхронизации по линиям синхронизации (кабелям) с неизвестно заранее задержкой. Измерение значения задержки в линии (кабеле) и его учет при проведении синхронизации осуществляется непосредственно в процессе работы схемы синхронизации за счет двунаправленной передачи КСЧВС по линиям синхронизации. Такой подход позволяет снизить требования к линиям передачи сигналов синхронизации, не требует предварительной калибровки задержки в линиях, а также обеспечивает сохранение высокой точности синхронизации при изменении задержки в линии (кабеле).

Однако, существующий парк аппаратуры, используемой для решения задач синхронизации, не приспособлен для использования КСЧВС. В настоящей работе предложен способ использования КСЧВС для повышения точности синхронизации существующих типов оборудования без его доработки.

Предлагаемый подход может быть проиллюстрирован схемой рис. 1.

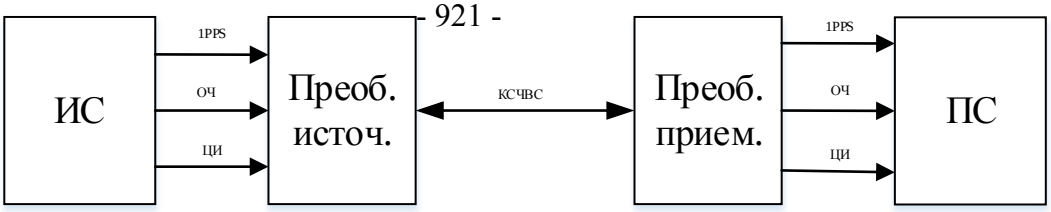


Рисунок 1 – Структурная схема синхронизации двух объектов
ИС – источник синхронизации; ПС – приемник синхронизации

Представленная схема синхронизации предполагает использование для источника и приемника сигналов синхронизации специализированных преобразователей традиционных сигналов синхронизации в КСЧВС и обратно. Преобразователи подключаться к ИС и ПС максимально короткими кабелями с нормированным волновым сопротивлением. Задержка передачи моментов времени (фазы опорной частоты) для каждого преобразователя может быть скалибрована.

Рассмотрим структурные схемы преобразователей ИС и ПС. Задача преобразователя ИС (рис. 2) с высокой точностью измерить пришедшие на вход сигналы 1PPS и ОЧ относительно внутренней шкалы времени (ШВ) преобразователя, сформировать КСЧВС для основного канала синхронизации и передать его преобразователю ПС.

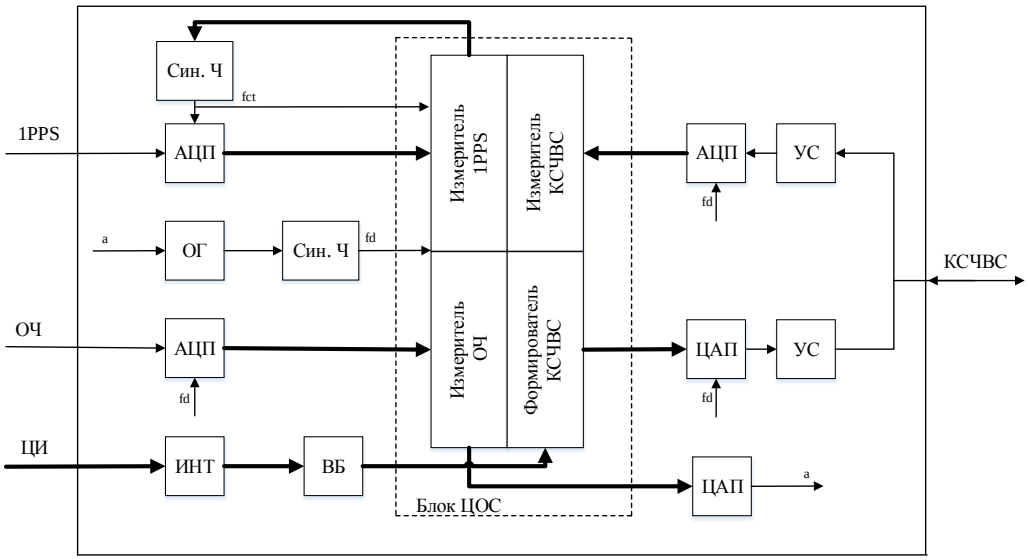


Рисунок 2 – Структурная схема преобразователя источника
Син. Ч – Синтезатор частоты; ОГ – Опорный генератор; ВБ – вычислительный блок;
ИНТ – интерфейс; ЦАП – Цифро-аналоговый преобразователь;
АЦП – Аналогово-цифровой преобразователь; УС – Усилитель сигнала

Как видно из структурной схемы основной частью преобразователя является блок ЦОС, который состоит из измерителя параметров и формирователя КСЧВС [2].

При использовании стандартных схем преобразования «интервалов времени – код» можно выделить два основных источника погрешностей [3]:

- погрешность дискретизации, определяемая периодом частоты дискретизации (тактовая частота преобразователя);
- погрешность, обусловленная конечной длительностью фронта импульсного сигнала метки времени.

Величину погрешности, вызванной этими факторами можно оценить в 5 – 10 нс. Для уменьшения погрешности измерения импульсной метки времени предлагается использовать специальный измеритель временных интервалов (рис.3). Работа измерителя состоит из двух этапов. Сначала с помощью счетчика грубо оценивается число импульсов,

вошедших в интервал между внутренней ШВ и 1PPS. Затем, используя синтезатор частоты, подстраиваем фазу тактовой частоты АЦП для нахождения и отслеживания фронта 1PPS.

После определения указанных параметров применяем формулу (1).

$$\Delta T = N \cdot t_{ct} - \frac{\Delta\varphi}{360} \cdot t_{ct} \quad (1)$$

где, N – количество импульсов между внутренней МВ и 1PPS; $\Delta\varphi$ – значения фазовой подстройки; t_{ct} – период дискретизации счета; ΔT – задержка между внутренней МВ и 1PPS.

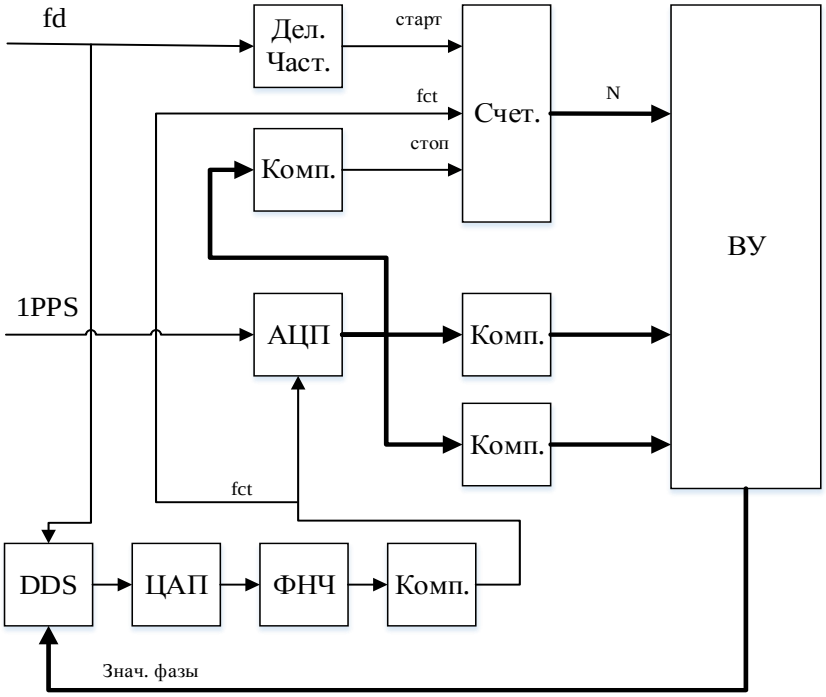


Рисунок 3 – Структурная схема преобразователя источника
Дел. Част. – Делитель частоты; Счет. – Счетчик; ВУ – Вычислительное устройство; Комп. – Компаратор; DDS – Цифровой синтезатор сигнала; ФНЧ – Фильтр низких частот

Высокая точность данного измерителя зависит от разрядности регистра фазы DDS и разрядности ЦАП. Например, при использовании DDS с разрядностью регистра 48 разрядов и разрядностью ЦАП 12 разрядов обеспечивается погрешность 0,1 нс. Помимо измерителя временных интервалов в преобразователе есть измеритель фазы ОЧ (рис. 4.).

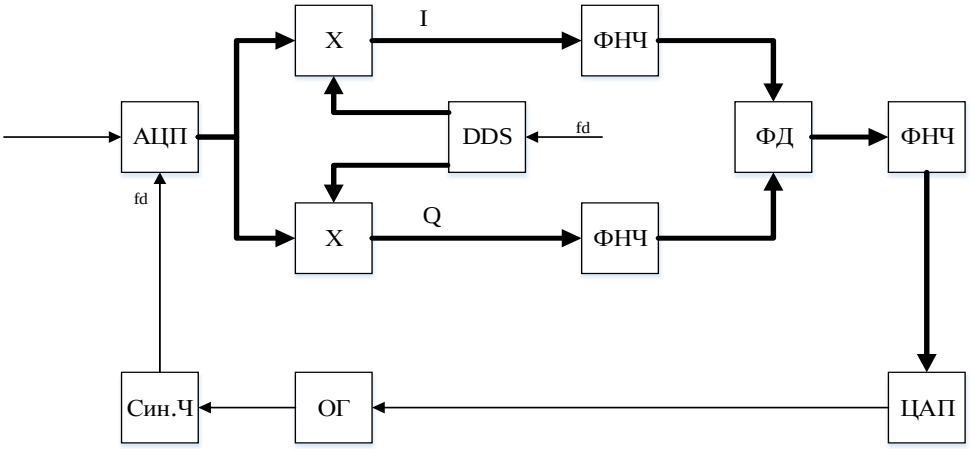


Рисунок 4 – Измеритель фазы ОЧ
ФД – Фазовый дискриминатор; X – умножитель

В измеритель входит квадратурный смеситель; фазовый дискриминатор и петля фазовой автоподстройки частоты.

Задача преобразователя ПС (рис. 5) с высокой точностью синхронизироваться с преобразователем ИС по КСЧВС, из цифровой информации получить параметры 1PPS и ОЧ, и сформировать традиционные сигналы синхронизации для подачи на вход ПС.

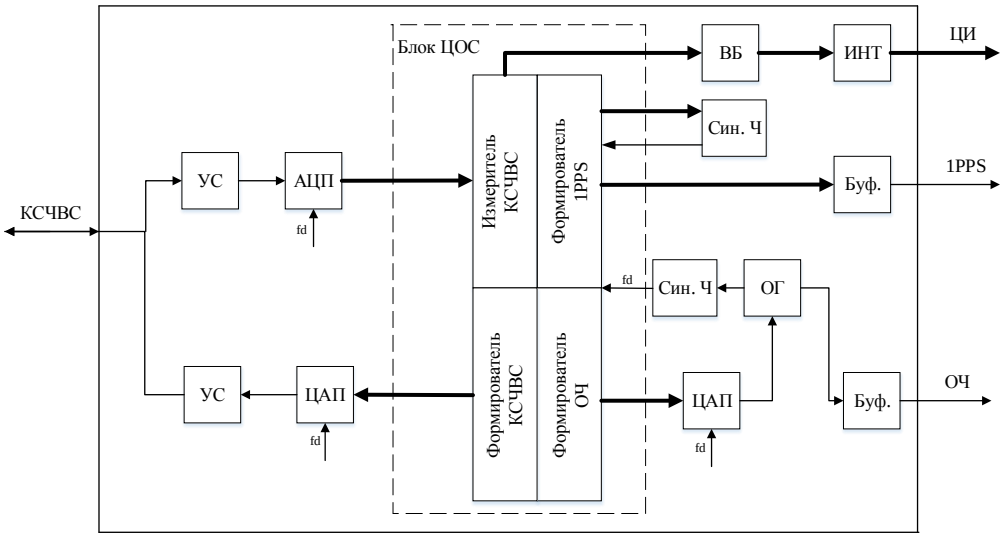


Рисунок 5 – Структурная схема преобразователя приемника
УС – Усилитель сигнала; Буф. – Буфер; Син. Ч – Синтезатор частот
ВБ – Вычислительный блок; ИНТ – интерфейс

При приеме КСЧВС происходит подстройка ОГ преобразователя используя схему, представленную на рисунке 4, и на выход через буфер выводиться ОЧ. Для формирования импульсного сигнала из цифровой информации КСЧВС считываются измеренные преобразователем ИС параметры МВ и подаются на формирователь 1PPS (рис.6).

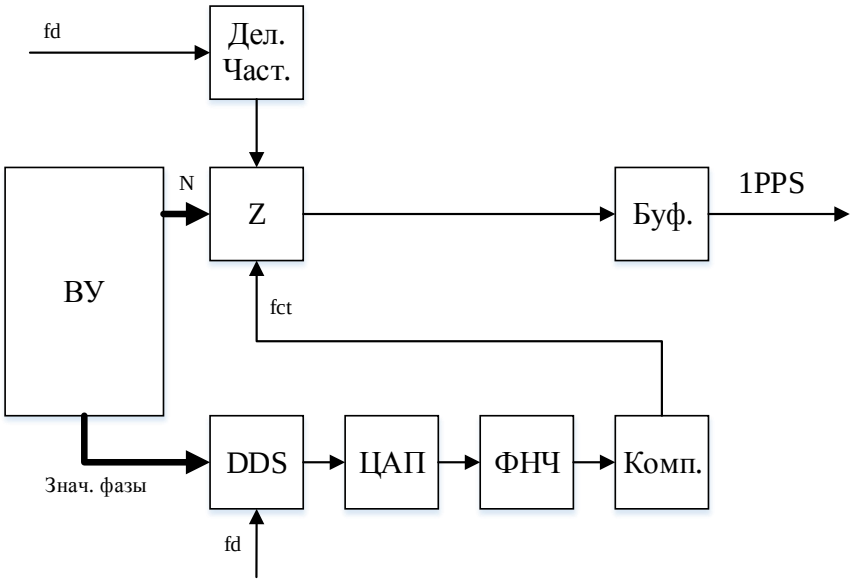
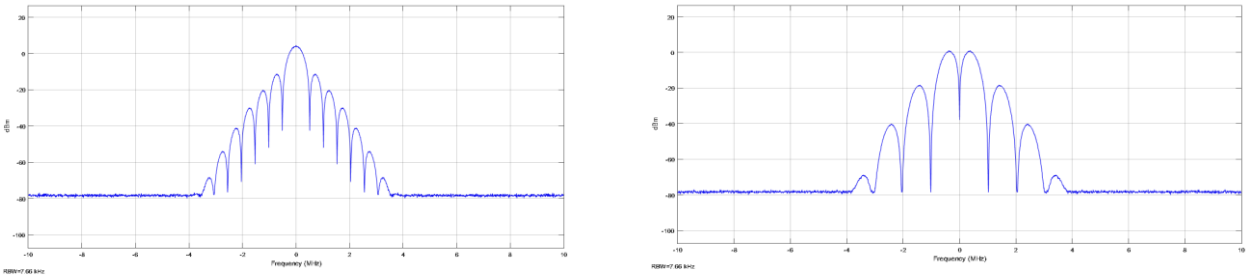


Рисунок 6 – Структурная схема формирователя 1PPS
Комп. – Компаратор; Буф. – Буфер; ВУ – Вычислительное устройство
Z – Задержка; Дел. Част. – Делитель частоты

Синтезатор частоты получив начальное значения фазы начинает генерировать тактовую частоту для формирователя. С помощью аккумулятора фазы формируется адрес для считывания выборок импульсной метки времени из ПЗУ.

Для двунаправленной передачи КСЧВС используется кодовое разделение. КСЧВС ИС, спектр которого показан на рис. 6a, представляет собой сигнал с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK), модулированный последовательностью с ограничением спектра.



a) b)

Рисунок 6 – Спектры КСЧВС

КСЧВС ПС, спектр которого показан на рис. 6b, представляет собой сигнал с фазовой манипуляцией на двоичной поднесущей (SinBOC(1,1)).

Представленный способ использования КСЧВС дает возможность без какой-либо доработки синхронизировать существующие типы оборудования на расстоянии сотни метров. Передача традиционных сигналов синхронизации по каналу синхронизации осуществляется с погрешностью не более 20 пс, это позволяет повысить точность синхронизации ИС и ПС. Использование КСЧВС позволяет снизить требования к линиям передачи сигналов синхронизации (кабелях), не требует предварительной калибровки задержки в линиях, а также дает возможность разработки системы с несколькими пунктами синхронизации.

Список литературы

1. Гребенников А. В., Кондратьев А. С., Сизасов С. В., Хазагаров Ю. Г. Аппаратура для калибровки и метрологической поверки источников навигационных сигналов ГНСС // Тезисы докладов 2-й международной научно-технической конференции «Навигационные спутниковые системы, их роль и значение в жизни современного человека», 10-14 октября 2012 г., Железногорск. – 2012.

2. Кондратьев А. С., Быков А. С., Гребенников А. В., Хазагаров Ю. Г., Сизасов С. В., Кудревич А. П., Ячин А. В. Перспективные сигналы высокоточной синхронизации. // Тезисы докладов VII Международного симпозиума «Метрология времени и пространства», 17-19 сентября 2014 г., г. Суздаль Владимирской области. – Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ». – 2014. – 279 с.

3. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. – М.: Радио и связь, 1993. – 184с.

Сведения об авторах

Гребенников Андрей Владимирович, начальник сектора 4101 ОАО «НПП Радиосвязь», заведующий базовой кафедры «Радиоэлектронная техника информационных систем» Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета, кандидат технических наук.

Домашний адрес: 660077, г. Красноярск, ул. 78-й Добровольческой бригады, д. 2, кв. 108.

Рабочий адрес: 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д.19.

т. моб. 8-902-992-15-14, т. дом. (8-391)-255-15-08

Электронная почта: berg24@mail.ru

Подпись _____ дата _____

Куличков Кирилл Анатольевич, инженер-конструктор сектора 4101 ОАО «НПП Радиосвязь», магистрант базовой кафедры «Радиоэлектронная техника информационных систем» Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета, магистрант.

Домашний адрес: 660032, г. Красноярск, ул. Карамзина, д.18, кв. 202.

Рабочий адрес: 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д.19.

т. моб. 8-923-286-96-43

Электронная почта: kyli4ukov-k@mail.ru

Подпись _____ дата _____

Куличкова Наталья Сергеевна, инженер-конструктор сектора 4101 ОАО «НПП Радиосвязь», магистрант базовой кафедры «Радиоэлектронная техника информационных систем» Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета, магистрант.

Домашний адрес: 660032, г. Красноярск, ул. Карамзина, д.18, кв. 202.

Рабочий адрес: 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д.19.

т. моб. 8-923-276-30-08

Электронная почта: natasha.prohorova@list.ru

Подпись _____ дата _____

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ БАНКОВ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА

Спажакин М.И., Токарев А.Б.

АО ИРКОС, Москва, Россия, *e*-mail: tokarevab@ircoc.vrn.ru

Повышение эффективности работы широкополосных систем радиомониторинга при оценивании характеристик современных узкополосных цифровых стандартов связи неразрывно связано с применением многоканальной узкополосной обработки сигналов. Средством осуществления многоканальной узкополосной обработки могут служить банки цифровых фильтров. Основы технологии построения банков фильтров к настоящему времени уже разработаны, однако влияние выбора окна фильтра-прототипа на качественные показатели получаемых фильтров исследовано недостаточно глубоко. Проведенные исследования позволяют дать инженерные рекомендации по расчету фильтров-прототипов для банков цифровых фильтров широкополосных систем радиомониторинга.

COMPARATIVE ANALYSIS OF WINDOWING USED FOR THE DEVELOPMENT OF DIGITAL FILTERS BANKS FOR MULTI-CHANNEL RADIO MONITORING SYSTEMS

Spazhakin M.I., Tokarev A.B.

Improving the efficiency of broadband radio monitoring systems is linked inseparably with the applying of multi-channel narrowband signal processing, when the evaluation of narrowband signals of modern digital communication standards is required. Using of digital filter banks may be the way of narrowband digital processing. The basics of filter banks construction are development to date, but influence of the prototype filter window function on level of quality isn't explored enough. Conducted researches permit to make recommendations for calculation of filter prototype, which will be used in radio monitoring digital filter banks.

Постановка задачи и общие характеристики сравниваемых банков фильтров

Широкополосные системы радиомониторинга (ШСРМ) активно используют цифровые банки фильтров (ЦБФ) для организации многоканального приёма и обработки сигналов современных цифровых узкополосных стандартов связи. Для ШСРМ характерны полосы приема шириной в десятки мегагерц. В полосе пропускания мониторингового приемника шириной 24 МГц [9] умещается около 1000 каналов стандарта цифровой связи TETRA, для которого шаг частотной сетки каналов составляет 25 кГц. Поканальный прием узкополосных сигналов является в такой ситуации, безусловно, возможным, но крайне неэффективным. А решения, базирующиеся на использовании ЦБФ, позволяют с экономными тратами аппаратных ресурсов контролировать параллельно десятки каналов радиоприёма.

Применение цифровых банков фильтров (ЦБФ) для обработки большого числа (N>128) узкополосных цифровых сигналов базируется на использовании метода взвешенного перекрывающегося сложения [1,2]. При таком методе многоканальной узкополосной фильтрации производят взвешивание входных отсчетов весовой оконной функцией, иными словами, производится математическая операция свертки с импульсной характеристикой фильтра-прототипа и процедура снижения частоты дискретизации в N раз (прореживание), где N – размерность блока данных и БПФ [6]. После поблочного сложения взвешенных оконной функцией данных проводится расчет БПФ, выход которого является откликом многоканального фильтра на входной сигнал. Данный метод многоканальной фильтрации может быть эффективно реализован на

программируемых логических микросхемах (ПЛИС) [10]. При разработке фильтра-прототипа активно применяются оптимизационные методы расчета (оконной функции), такие как алгоритм равновеликих пульсаций Паркса-Макклеллана [7], а для реализации фильтров большой длины (16k и более), для которых данный оптимизационный метод синтеза не гарантирует сходимости, может оказаться полезным метод наименьших квадратов [3].

Целью проведенного исследования являлась оптимизация режима многоканального приёма мониторингового приемника с полосой пропускания 24 МГц**,** обрабатывающего выборки комплексных отсчетов, принимаемых с частотой дискретизации 25,6 МГц. Качество технических решений анализировалось применительно к многоканальному приему сигналов стандарта TETRA. Целью оптимизации было повышение чувствительности и расширение динамического диапазона за счет повышения помехозащищенности по соседнему каналу с помощью перехода от классических весовых функций к специализированным оптимизационным, адаптированным под конкретную решаемую задачу, а также подтвердить, что метод наименьших квадратов не уступает (незначительно уступает) по качеству методу равновеликих пульсаций Паркса-Макклеллана. В качестве классических весовых функций использовались окна Чебышева [4], Кайзера [4] и Тейлора [5], обладающие дополнительным параметром, позволяющим изменять вид частотной характеристики фильтра при неизменной его длине. Специализированные окна, формировались на основе метода наименьших квадратов (least squares) [4,6] и метода Паркса-Макклеллана (equiripple inverse sinc) [4,6], пригодных для синтеза оконных функций с длиной 8192.

Сравнивавшиеся фильтры имели одинаковый порядок L = 8192, обеспечивающий достаточный уровень подавления соседних каналов и допустимую по величине неравномерность в практически совпадающей по ширине эквивалентной шумовой полосе пропускания. Эквивалентная шумовая полоса пропускания фильтров рассчитывалась по правилу

$$П_{Ш} = 2 \cdot \int_0^{f6dB} W^2(f)df, \quad (1)$$

где f_{6dB} – частота, на которой нормированная относительно 0 дБ АЧХ $W(f)$ принимает значение -6 дБ. Результаты расчета представлены в табл. 1, а АЧХ фильтров, нормированные относительно 0 дБ, показаны на рис. 1-2. Характеристики фильтров, синтезированных по алгоритму Паркса-Макклеллана (в дальнейшем изложении фильтр EQ IS) и по методу наименьших квадратов (в дальнейшем МНК) имеют характерный подъем в районе 5 кГц – в области, соответствующей пику спектра сигналов стандарта TETRA. Учитывая, что у фильтров, базирующихся на классических оконных функциях, в той же области наблюдается спад АЧХ (примерно на 1 дБ), можно ожидать лучшей чувствительности специализированных фильтров по сравнению с типовыми решениями. АЧХ фильтров, синтезированных на основе классических окон, отличаются незначительно в зоне полосы пропускания (рис.1).

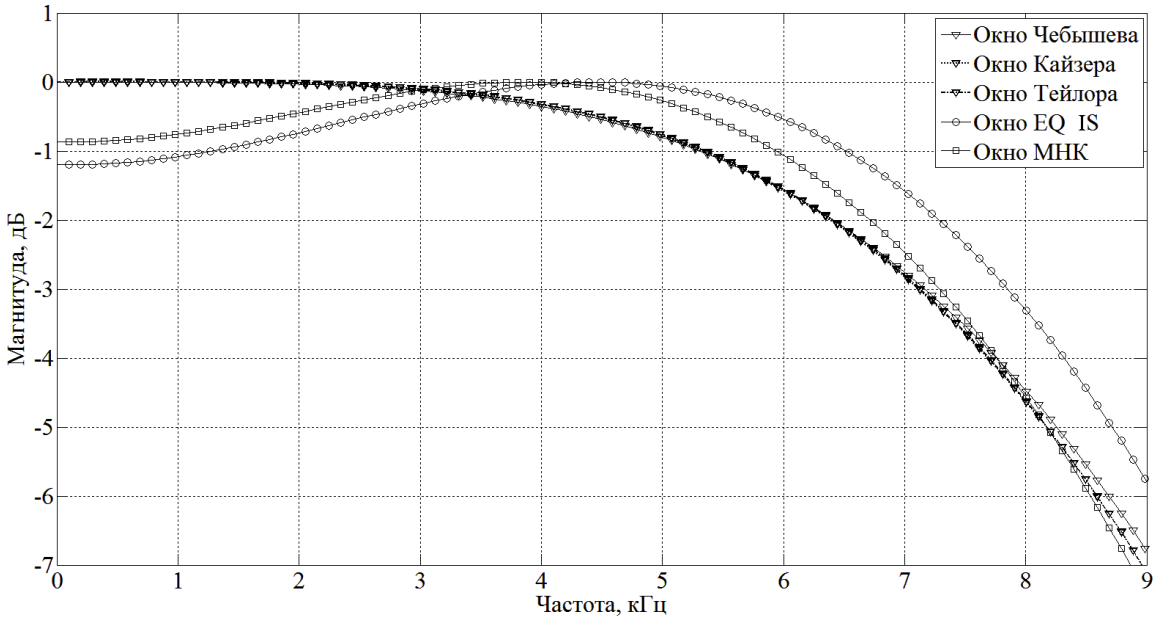


Рис. 1 – АЧХ фильтров в зоне полосы пропускания

Табл. 1. Эквивалентные шумовые полосы пропускания фильтров

Тип фильтра	Кайзера	Тейлора	Чебышева	EQ IS	МНК
Значение эквивалента шумовой полосы, кГц	14.1	14.1	14.1	14.6	14.0

Для сравнения характеристик фильтров в их полосах задержания оценивался показатель интегрального подавления сигналов в соседних каналах приема. Этот показатель рассчитывался по правилу

$$\lambda_{\text{внеш}} = 10 \cdot \lg\left(\sum_{i=1}^{n} \int_{-\Delta f\cdot\left(i-\frac{1}{2}\right)}^{\Delta f\cdot\left(i+\frac{1}{2}\right)} W^2(f + \Delta f \cdot i)/\Delta f df\right), \quad (2)$$

где Δf – смещение сигнала в соседнем канале относительно центральной частоты текущего канала, составляющее для стандарта TETRA 25 кГц, i – порядковый номер частотного канала, n – общее количество соседних каналов, участвующих в расчете. В табл. 2 представлены значения интегрального подавления для представленных типов оконных функций.

Табл. 2. Интегральное подавление сигналов в соседних каналах приема

Подавление каналов, дБ	Тип фильтра				
	Кайзера	Тейлора	Чебышева	EQ IS	МНК
1-й канал (+25 кГц)	69	68	65	69	71
2-й канал (+50 кГц)	100	98	109	104	121
3-й канал (+75 кГц)	113	101	108	104	126
Суммарное 4+ 5+ 6 каналы (+100 кГц)	112	101	103	100	126

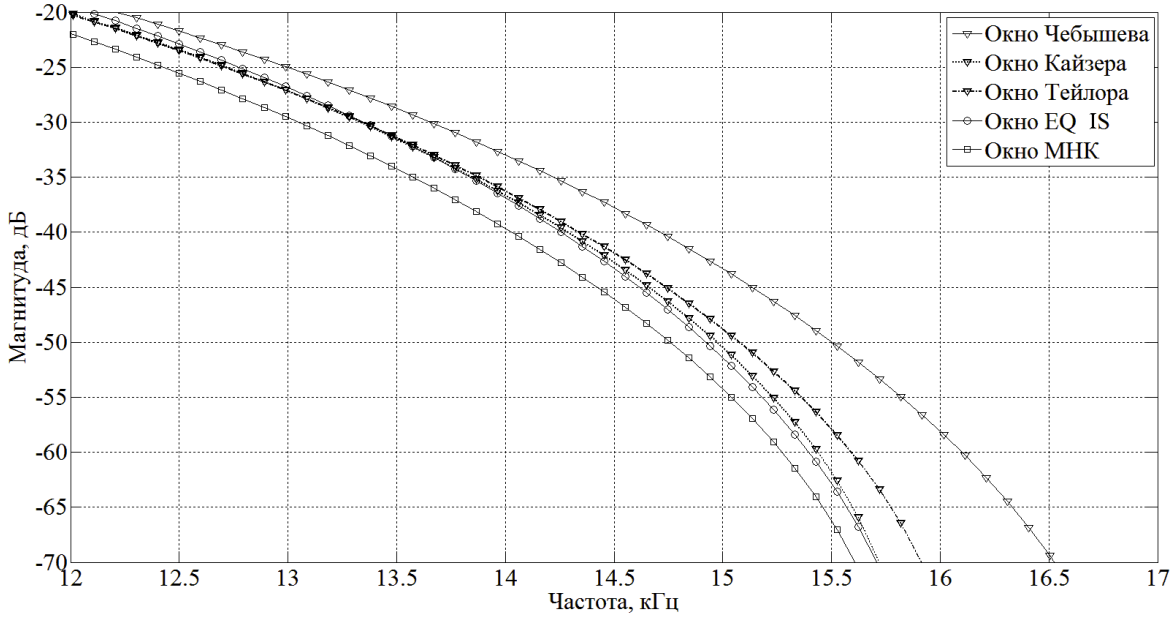


Рис.2 – АЧХ фильтров в переходной зоне

По уровню подавления в 1-м канале можно оценить характеристики фильтров в переходной зоне и зоне подавления, а по подавлению в последующих каналах – крутизну спада АЧХ фильтра.

По данным табл.2 можно сделать следующие выводы: фильтр МНК дает наибольшее подавление в 1-м канале, несколько меньшим подавлением обладают фильтры EQ Is и Кайзера. Также фильтр МНК обладает наибольшим подавлением в остальных каналах из-за высокого значения крутизны спада АЧХ (см.рис.3), следовательно, в насыщенной сильными помехами обстановке данный фильтр будет обеспечивать наибольшую помехоустойчивость приема.

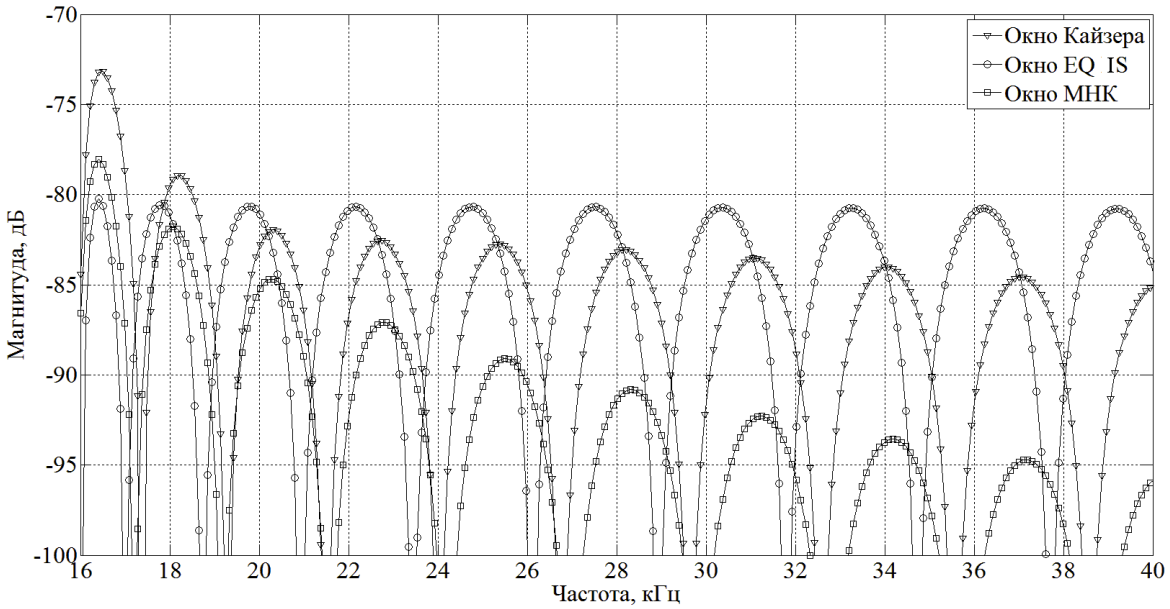


Рис.3 – Характеристика подавления в 1-м частотном канале

Показатели качества, контролируемые в рамках задачи многоканальной фильтрации

Приведенные выше показатели, хотя и содержат объективную информацию о характеристиках фильтров, но не способны однозначно указать вид АЧХ фильтра-прототипа ЦБФ, гарантирующий наилучшее качество работы, поскольку являются в определенной степени формальными и не отражают все нюансы обработки сигналов конкретных систем связи. Оценить объективно опасность тех или иных искажений, возникающих при обработке сигналов, можно по сопровождающему обработку коэффициенту ошибок по битам (Bit error rate = BER). Среди однотипных фильтров наилучшим является тот, при котором достигается наименьший уровень BER. С учетом этого для детального сопоставления свойств ЦБФ была создана математическая (имитационная) модель, моделирующая процесс приема сигналов стандарта TETRA с использованием ЦБФ, построенных на фильтрах-прототипах с разными оконными функциями. Для каждого случая по совокупности экспериментов определялся уровень BER, а сопоставление условий, при которых разные ЦБФ позволяют обеспечивать одинаковые коэффициенты ошибок, позволило определить преимущества и недостатки разных ЦБФ для решения задачи приема сигналов стандарта TETRA. Данный способ тестирования также имеет свои недостатки, но в определенной степени он несет больше объективной информации по сравнению с простым расчетом по АЧХ фильтров.

В частности, при оценке чувствительности учитывался наименьший уровень воздействующих на вход приёмника сигналов, необходимый для обеспечения требуемого уровня BER. В качестве дополнительного дестабилизирующего фактора рассматривалось возможное частотное рассогласование, возникающее из-за нестабильности гетеродинов источника и приёмника сигналов. Для выбранной степени частотного рассогласования (рассматривались случаи 1000 Гц, 500 Гц и отсутствие рассогласования) формировалась совокупность сигналов с известными информационными символами с добавлением к полезному сигналу шумов приемника. Для каждого значения частотного рассогласования и каждого ЦБФ определялся обеспечиваемый уровень BER. Результаты описанных экспериментов показаны на рис. 4. Уровни сигнала находятся в районе предельной чувствительности, которая оговорена в стандарте [8].

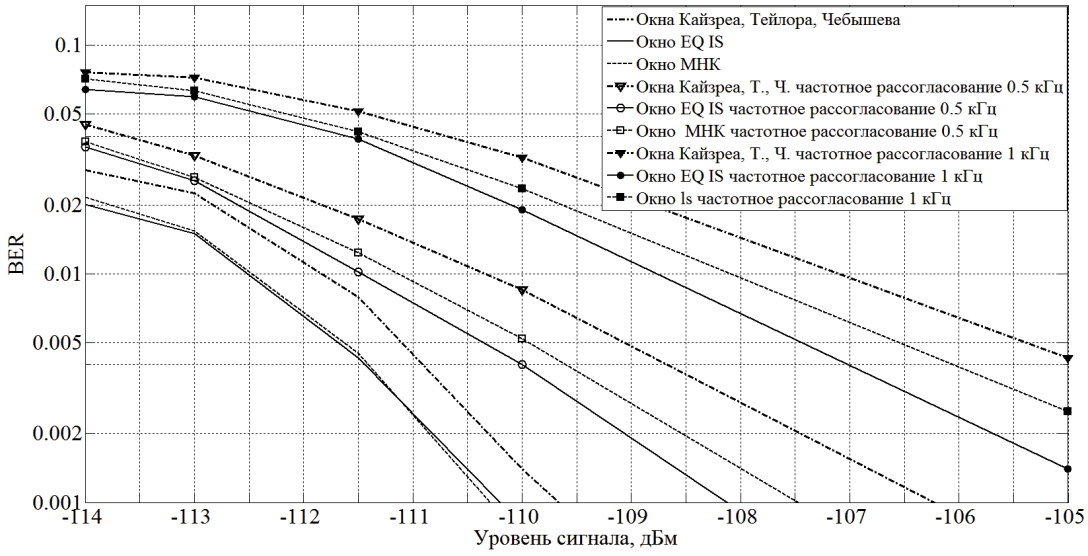


Рис.4 – Чувствительность различных фильтров

Эксперимент показал, что в случае малых частотных рассогласований (менее 0.2 кГц) фильтр EQ IS и МНК обладают одинаковой чувствительностью. Фильтры на основе классических оконных функций проигрывают им от 0.5 до 1 дБ. В случае средних частотных рассогласований (0.5 кГц) фильтр МНК уступает EQ IS не более 0.5 дБ, при этом фильтры Кайзера, Тейлора и Чебышева проигрывают EQ IS 1 дБ. В случае больших частотных рассогласований (1 кГц) фильтр EQ IS обеспечивает выигрыш по чувствительности до 1 дБ по сравнению с фильтром МНК и до 2 дБ по сравнению с классическими окнами. Наблюдаемый эффект можно объяснить подъемом АЧХ в полосе пропускания в районе 5 кГц у специализированных фильтров по сравнению с фильтрами «классическими». Таким образом, в среднем, метод наименьших квадратов и алгоритм равновеликих пульсаций позволяют синтезировать фильтры с характеристиками, чувствительность которых не будет отличаться более чем на 1 дБ. По данным табл.2 и рис.4 было принято решение об оценке динамического диапазона только для трех типов фильтров: МНК, EQ Is и фильтра Кайзера, т.к. данные фильтры обладают наибольшей избирательностью по соседнему каналу (табл.2), приемлемой избирательностью по другим частотным каналам, а также наибольшим уровнем чувствительности.

Другим важным показателем качества обработки связных сигналов является обеспечиваемый приёмником динамический диапазон, ограниченный помехозащищенностью в условиях наличия высокоинтенсивной помехи по соседнему каналу. При оценивании динамического диапазона предполагалось, что уровень сигнала в анализируемом канале составляет -110 дБм (уровень, при котором фильтры обеспечивают BER менее 0.05 при большой частотной расстройке и отсутствии помехи в соседнем канале; при этом можно обеспечить достаточно высокий уровень мешающего сигнала до перегрузки приемника). В соседнем канале, центр которого смещен по частоте на 25 кГц, присутствует мощный сигнал, уровень которого значительно превышет уровень полезного сигнала. В рамках эксперимента этот уровень варьировался в диапазоне от -53 дБм до -38 дБм, что (с учетом уровня полезного сигнала) соответствует значениям динамического диапазона от 37 до 72 дБ. Указанные границы выбраны в соответствии с тем, что динамический диапазон снизу ограничивается требованиями стандарта [8], а сверху – динамическим диапазоном мониторингового приемника. Полученные результаты (для частотного рассогласования 1000 и 500 Гц, а также для случая без рассогласования) приведены на рис.5.

Эксперимент показал, что в случае малых частотных рассогласований по всем представленным значениям динамического диапазона фильтр МНК обеспечивает выигрыш по сравнению с другими фильтрами более 6 дБ. Видимо, это связано с большей интенсивностью подавления мешающего сигнала, особенно в сосердоточенных спектральных пиках. В случае средних частотных рассогласований и при значениях динамического диапазона, превышающих 68 дБ, окно МНК несколько проигрывает фильтру EQ IS (около 1 дБ), по-видимому, из-за более высокой чувствительности фильтра EQ IS. Фильтры, синтезированные с помощью оптимизационных методов, обеспечивают больший на 4-9 дБ динамический диапазон, ограниченный мощными помехами по соседнему канлу, чем фильтры, построенные по классическим оконным методам. В случае значительного частотного рассогласования (1 кГц) окно МНК дает наибольший выигрыш. Вероятно, это связано с особенностями фильтрации в переходной зоне, а также с значительной крутизной спада АЧХ фильтра МНК.

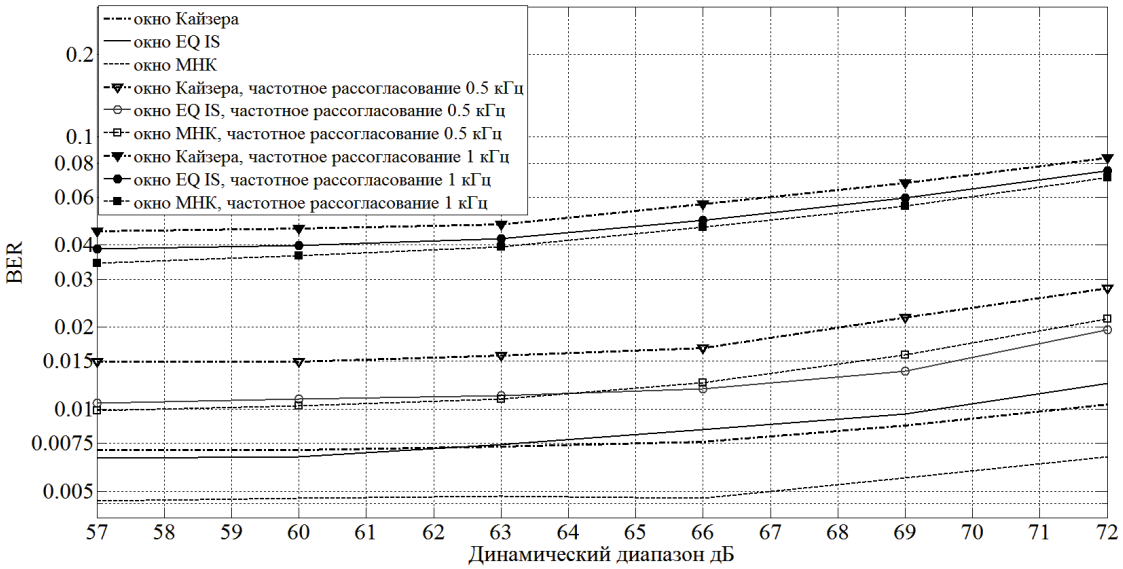


Рис.5 – Динамический диапазон, который обеспечивают различные фильтры

Выводы

Сопоставимые по формальным показателям ЦБФ при их использовании для приёма конкретных узкополосных сигналов современных цифровых стандартов связи могут демонстрировать друг перед другом определенные преимущества и недостатки, порождаемые нюансами обработки. Для оптимизации АЧХ фильтра-прототипа ЦБФ в целях повышения эффективности приема сигналов конкретных систем связи можно рекомендовать оптимизационные методы, построенные на основе алгоритма наименьших квадратов и алгоритма Паркса-Макклеллана. В проведенном исследовании применение предложенных подходов позволило по сравнению со случаем использования классических весовых функций на 1-2 дБ повысить эталонную чувствительность и, в дополнение к этому, обеспечить расширение динамического диапазона принимаемых сигналов при наличии мощной помехи в соседнем канале в среднем на 6-8 дБ. Однако, стоит отметить, что алгоритм равновеликих пульсаций Паркса-Макклеллана имеет ограничения при синтезе на максимальное количество отводов фильтра (не более 16k), при этом метод наименьших квадратов дает возможность синтезировать фильтры с большей длиной окна. На основе проведенных экспериментов можно отметить, что качество синтезированных фильтров по методу наименьших квадратов незначительно уступает по ряду показателей фильтрам, полученным методом равновеликих пульсаций, а по некоторым показателям превосходит их. Таким образом, при синтезе фильтров-прототипов с длиной менее 8 k для цифровых банков фильтров можно рекомендовать метод оптимизации Паркса-Макклеллана, а при синтезе фильтров с большей длиной – метод наименьших квадратов, обеспечивающий сходимость решения и максимальное приближение к оптимуму.

Литература

1 Efficient Channelization for PMR+4G and GSM Re-Farming Base Stations A. Palomo Navarro, et al.
2 Non-uniform channelization methods for next generation SDR PMR base stations Álvaro

Palomo Navarro; Tony Keenan; Rudi Villing; Ronan Farrell 2011 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC) Pages: 620 - 625
3 A high-resolution wideband digital channelizer for software radio systems using high-order perfect reconstruction filterbanks Bo Li; Jian Yan; Xiang Chen; Shunliang Mei 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) Pages: 2908 - 2913
4 Parks, Thomas W., and C. Sidney Burrus. *Digital Filter Design*. New York: John Wiley & Sons, 1987, pp. 54–83
5 Carrara, W.G., R.M. Majewski and R.S. Goodman, *Spotlight Synthetic Aperature Radar: Signal Processing Algorithms*, Artech House Publishers, Boston, 1995, Appendix D.2.
6 F. J. Harris, Multirate Signal Processing for Communication Systems: Prentice Hall PTR, 2004.
7 W. A. Abu-Al-Saud and G. L. Stuber, "Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated PR filterbanks," Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 52, pp. 2807-2820, 2004.
8 ГОСТ Р 53529-2009. ТРАНКИНГОВЫЕ РАДИОСТАНЦИИ И РЕТРАНСЛЯТОРЫ СТАНДАРТА TETRA. Основные параметры. Технические требования
9 Цифровые радиоприемные устройства технических средств радиомониторинга Ашихмин А.В., Литвинов А.И., Першин П.В., Поляков А.В., Сергиенко А.Р., Спажакин М.И., Токарев А.Б. / Спецтехника и связь. 2016. No.4. С.90-97
10 FPGA based FRM GDFT filter banks Fangzhou Wu; Rudi Villing 2016 27th Irish Signals and Systems Conference (ISSC) Pages: 1 - 6

Сведения об авторах

Спажакин Михаил Игоревич, 1992 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 2014 году, аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета г. Воронеж, инженер сектора цифровой обработки сигналов АО ИРКОС, г. Москва. Направление научных исследований: цифровая обработка сигналов.

E-mail: spazhakinmi@rambler.ru

Токарев Антон Борисович, 1971 г.р., окончил Воронежский государственный технический университет в 1992 году, защитил диссертацию доктора технических наук в 2013 году, профессор кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета г. Воронеж, начальник научно-исследовательского сектора АО ИРКОС, г. Москва. Направление научных исследований: радиомониторинг и цифровая обработка сигналов.

E-mail: tokarevab@ircoc.vrn.ru.

УДК 621.396.67

ОБ ИЗМЕРЕНИИ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА УСТРОЙСТВ СОГЛАСОВАНИЯ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА

Петухов Н.А.

Рассмотрены подходы к построению датчиков, предназначенных для определения входного импеданса устройств согласования антенн ДКМВ диапазона. Приведены функциональная схема и принцип работы датчика измерительного типа. Представлены его выходные характеристики.

ON THE VARIATION OF HF ANTENNA MATCHING UNIT INPUT IMPEDANCE

Petukhov N.A.

Design approaches are considered as applied to sensors intended for determining the input impedance of HF antenna matching units. A functional diagram and operation principle for the measurement-type sensor are described. Output characteristics of the sensor are presented.

Неотъемлемой частью любого устройства согласования антенны (УСА) является датчик его входного импеданса. Наиболее применимыми в настоящее время являются два основных типа датчиков.

Первый тип – датчики зонного типа, выдающие информацию о нахождении текущего значения входного импеданса внутри той или иной зоны в плоскости его активной и реактивной составляющих. Такие датчики включают в себя: датчик модуля импеданса Z, датчики проводимости G, G_P, датчик КБВ К и датчик реактивного сопротивления X (рисунок 1).

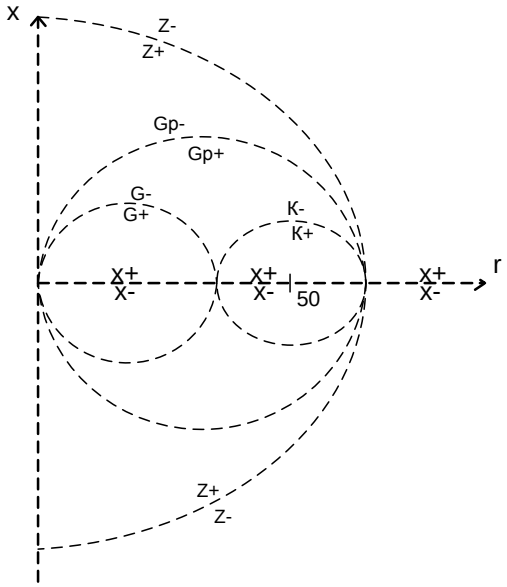


Рисунок 1 – Области датчиков зонного типа на комплексной плоскости

Современные алгоритмы настройки с использованием зонных датчиков основаны на двоичных переключениях дискретных элементов настройки в зависимости от нахождения текущего значения входного импеданса в той или иной зоне.

Построенные таким образом УСА характеризуются большим количеством итераций в процессе согласования, что приводит к длительному процессу перестройки радиостанции с одной частоты на другую (около 10 с) и к существенному снижению ресурса коммутирующих элементов контура.

Рассматриваемый ниже второй тип – измерительные датчики, формирующие количественные значения модуля импеданса Z и фазы φ. Использование таких датчиков позволяет применить алгоритм согласования вычислительного типа [1] и решить задачу значительного сокращения итерационного процесса в работе УСА.

Комплексное сопротивление можно считать полностью определенным, если определены его составляющие [2]: модуль z и аргумент φ (при представлении его в виде вектора в полярной системе координат) или действительная R и мнимая X часть (при представлении его в декартовой системе координат):

$$Z = z \cdot e^{j\varphi} = R + jX \ . \qquad (1)$$

В общем случае процесс измерения можно представить состоящим из двух процессов:

- преобразование измеряемой величины в промежуточную аналоговую;
- преобразование аналоговой величины в цифровой код.

Для определения составляющих импеданса рассмотрим наиболее широко используемые методы определения модуля z и аргумента φ [3, 4].

При измерении модуля импеданса применяются следующие методы: измерительной линии, мостовой, направленного ответвителя, преобразования измеряемого параметра в напряжение через усилительно-ограничительные развязывающие устройства

Метод измерительной линии основан на измерении распределения напряженности поля в линии передач с последующим вычислением измеряемой величины по непосредственно измеряемым параметрам указанного распределения. При условии малых габаритных показателей самой измерительной линии метод применим на частотах свыше 300 МГц.

Мостовой метод состоит в сравнении измеряемой нагрузки с известными нагрузками при помощи мостовых соединений. Погрешность данного метода в основном будет определяться погрешностью эталонной нагрузки. Применение этого метода на рабочих частотах ДКМВ диапазона не эффективно, поскольку соединительные линии мостовой цепи будут оказывать существенное влияние на измеряемую нагрузку с распределенными параметрами.

Метод направленного ответвителя состоит в выделении и измерении амплитуд падающей и отраженной волн с последующим преобразованием в измеряемый параметр. Данный метод идеально подходит для реализации датчика КБВ и является косвенным для определения импеданса. Помимо значения КБВ для расчета модуля импеданса необходимо знать значение активной составляющей измеряемой нагрузки.

Метод преобразования измеряемого параметра в напряжение через усилительно-ограничительные развязывающие устройства основан на измерении аналоговых величин напряжения и тока через согласующие цепи, реализованные, как правило, на основе трансформаторов напряжения и тока соответственно, или ВЧ делителей. Тогда модуль импеданса z измеряемой нагрузки будет определяться отношением действующего значения напряжения $U_д$ на нагрузке к действующему значению тока $I_д$, протекающему через нагрузку, т.е.

$$z = \frac{K_u U_д}{K_i I_д}, \qquad (2)$$

где K_u, K_i– коэффициенты усилительно-ограничительных устройств по напряжению и току соответственно.

Более сложной задачей является определение величины фазы φ полного импеданса, для чего необходимо определить фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ и его знак [3].

Фазовым сдвигом $\Delta\varphi$ называют разность начальных фаз φ_1, φ_2 двух гармонических колебаний одинаковой частоты

$$\begin{aligned} &U_1 = U_{m1}\sin(\Phi_1) = U_{m1}\sin(\omega t + \varphi_1) \\ &u\ U_2 = U_{m2}\sin(\Phi_2) = U_{m2}\sin(\omega t + \varphi_2); \\ &\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2, \end{aligned} \qquad (3)$$

где U_{m1}, U_{m2} – амплитудные значения гармонических колебаний.

Если φ_1 и φ_2 постоянны во времени, то $\Delta\varphi$ от времени не зависит. Разность фаз можно выразить через разность моментов времени $t_2 - t_1$, в которые эти колебания имеют одинаковые фазы.

Приравняем фазы

$$\begin{aligned} &\Phi_1 = \Phi_2;\ \omega t_1 + \varphi_1 = \omega t_2 + \varphi_2,\ \textit{откуда} \\ &\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega(t_2 - t_1) = 2\pi f(t_2 - t_1) = 2\pi(t_2 - t_1)/T, \end{aligned} \qquad (4)$$

где f, T – частота и период гармонических колебаний соответственно.

Для измерения разности фаз применяются следующие основные методы: компенсационный, преобразования во временной интервал, преобразования в постоянное напряжение.

Сущность компенсационного метода состоит в том, что измеряемую разность фаз с помощью специального измерительного средства − фазовращателя, включаемого в цепь одного из сигналов, изменяют так, что результирующий эффект воздействия двух сигналов на устройство сравнения доводят до нуля. Зная изменение разности фаз, вносимое фазовращателем, можно определить разность фаз между сигналами.

Недостаток метода состоит в том, что градуировочная характеристика фазовращателя является функцией частоты и справедлива только на той частоте, на которой она произведена.

Преобразование разности фаз в интервал времени заключается в преобразовании исследуемых синусоидальных напряжений в периодические последовательности коротких импульсов, формируемых в моменты перехода этих напряжений через нуль с производными одинакового знака. Измеряемый фазовый сдвиг прямо пропорционален интервалу времени между ближайшими импульсами, длительность которого определяется количеством заполняющих его счетных импульсов. С точностью до погрешности дискретности измерение фазового сдвига данным методом будет определяться выражением

$$\Delta\varphi = 360\frac{T_{сч}}{T}N = 360\frac{f}{f_{сч}}N, \qquad (5)$$

где T, f – период и частота измеряемых сигналов соответственно;

$T_{сч}$, $f_{сч}$ – период и частота счетных импульсов соответственно;

N – число счетных импульсов.

Следовательно, при условии, что погрешность измерения фазы не должна превышать 1^0 на верхней частоте ДКМВ диапазона 30 МГц, минимальная частота счетных импульсов будет равна

$$f_{сч} = 360 \cdot 30 \cdot 1 = 10800 \text{ МГц}. \quad (6)$$

Реализация данного метода измерения разности фаз требует сложных схемотехнических решений и подбора специализированной элементной базы.

Метод преобразования разности фаз в напряжение заключается в выделении функционально связанной с разностью фаз постоянной составляющей напряжения на выходе преобразователя, на входы которого подаются измеряемые переменные напряжения одной частоты. Преобразователь выполняют на основе балансного фазового детектора, главным недостатком которого является нелинейная зависимость выходного постоянного напряжения от измеряемой разности фаз.

При построении измерительных датчиков для устройства согласования антенн ДКМВ диапазона из рассмотренных выше методов наиболее целесообразным является применение преобразований параметров импеданса в напряжение. Для практической реализации такого метода существуют микросхемы, основанные на принципе работы амплитудно-фазового детектора (микросхема AD8302 ф. Analog Device) [5].

Микросхема AD8302 является интегральной системой измерения амплитудно-фазовой характеристики, включающей в себя согласованную пару демодулирующих логарифмических усилителей ЛУ, каждый из которых имеет диапазон измерения 60 дБ (рисунок 2). В состав микросхемы AD8302 входит фазовый детектор ФД мультипликативного типа с точным фазовым компенсатором, приводимым в действие полностью ограниченными по амплитуде сигналами на выходах двух логарифмических усилителей, поэтому точность измерения фазы не зависит от уровня входных сигналов.

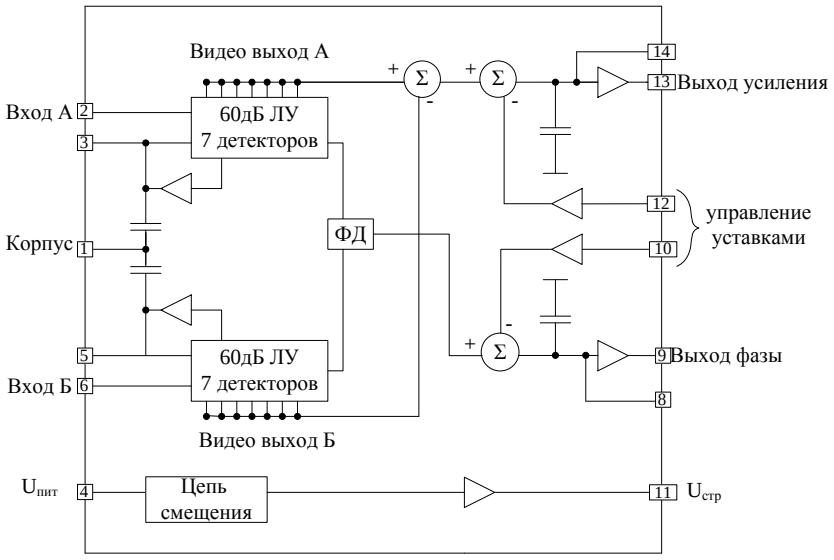


Рисунок 2 – Функциональная схема амплитудно-фазового детектора AD8302

Таким образом, на основе данной микросхемы можно одновременно реализовать как метод преобразования величины модуля импеданса в величину напряжения, так и метод преобразования величины фазового сдвига в величину напряжения. Встроенные в амплитудно-фазовый детектор логарифмические усилители обеспечивают функцию логарифмической компрессии, которая преобразует уровни входных сигналов большого диапазона в компактные выходные сигналы. Нелинейность по выходу усиления составляет не больше 0,5 дБ, а по выходу фазы не больше 1^0.

На рисунке 3 представлена функциональная схема измерительных датчиков, основанных на амплитудно-фазовых детекторах АФД, на входы которых через ограничительные согласующие устройства ОСУ и цепь квадратурного смещения фазы

ЦКСФ подаются сигналы, пропорциональные току, протекающему через согласующий контур и напряжению на входе согласующего контура.

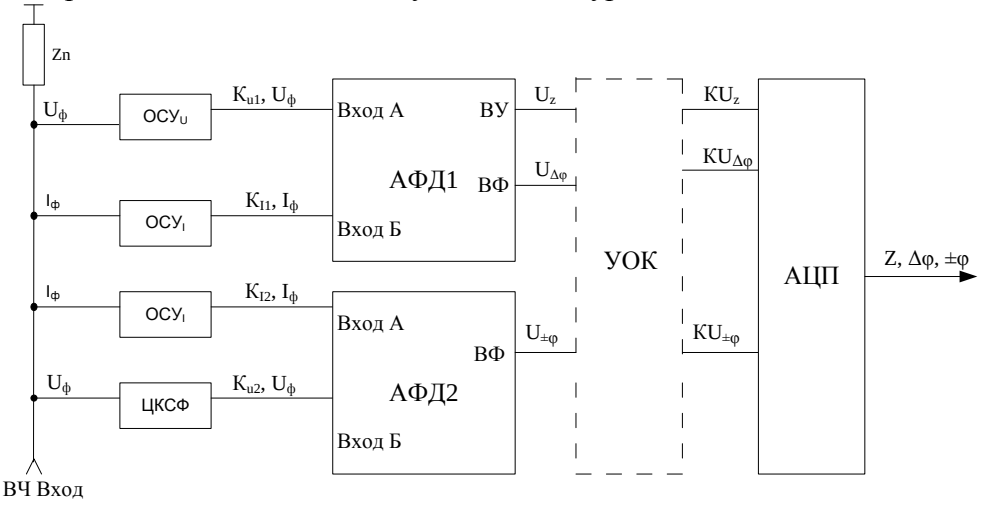


Рисунок 3 – Функциональная схема измерительного типа датчика

Напряжения, пропорциональные значениям фазы и модуля импеданса одновременно присутствуют на выводах ВУ, ВФ в диапазоне от 0 до 1,8 В. Выходные сигналы с амплитудно-фазовых детекторов АФД1, АФД2 через усилительно-ограничительные каскады УОК подаются на вход аналого-цифрового преобразователя АЦП для дальнейшего преобразования аналоговых величин в цифровые коды этих величин.

Расчет фазового сдвига производится по следующей формуле:

$$\Delta\varphi = \frac{U_{\Delta\varphi} / K - V_{CP}}{-\gamma} + 90\,, \tag{7}$$

где $U_{\Delta\varphi}$ – напряжение, пропорциональное фазовому сдвигу, В;

V_{CP} – напряжение средней точки функции фазы, В;

K – коэффициент УОК по фазе;

γ – крутизна функции фазы, В/град.

Расчет модуля импеданса производится по следующей формуле:

$$|Z| = Z_0 \cdot 10^{\left(\frac{U_Z / K - V_{CP}}{\alpha}\right)}, \tag{8}$$

где U_Z – напряжение, пропорциональное модулю импеданса, В;

V_{CP} – напряжение средней точки функции усиления, В;

K – коэффициент УОК по модулю импеданса;

α – крутизна функции усиления, В/декада;

$Z_0 = \frac{K_{I1}}{K_{U1}}$ – сопротивление средней точки, Ом,

где K_{I1} – коэффициент ОСУ$_I$;

K_{U1} – коэффициент ОСУ$_U$.

Знак разности фаз определяется из условий выражения:

$$\Delta\varphi < 0, \;\; при \;\; \frac{U_{\pm f}}{K} < 0{,}9 \;\; B\,, \tag{9}$$

$$\Delta\varphi > 0, \ \ при \ \ \frac{U_{\pm f}}{K} > 0{,}9 \ \ B,$$

где $U_{\pm f}$ – напряжение, соответствующее знаку фазы, В;

K – коэффициент УОК по знаку фазы.

На рисунке 4 приведены выходные характеристики измерительных датчиков. Поскольку конечной целью работы устройства согласования антенны является приведение модуля импеданса на выходе усилителя мощности к значению 50 Ом, то коэффициенты K_{I1}, K_{U1} выбирают таким образом, чтобы значение средней точки выходной характеристики 0,9 В соответствовало значению измеряемого модуля импеданса 50 Ом. Рабочая область характеристики фазового сдвига лежит в пределах значений $U_{\Delta\varphi}$ от 0,9 до 1,8 В, соответствующих значениям сдвига фазы на 90 и 0 градусов. Индуктивный или емкостной характер нагрузки определяется по знаку разности фаз.

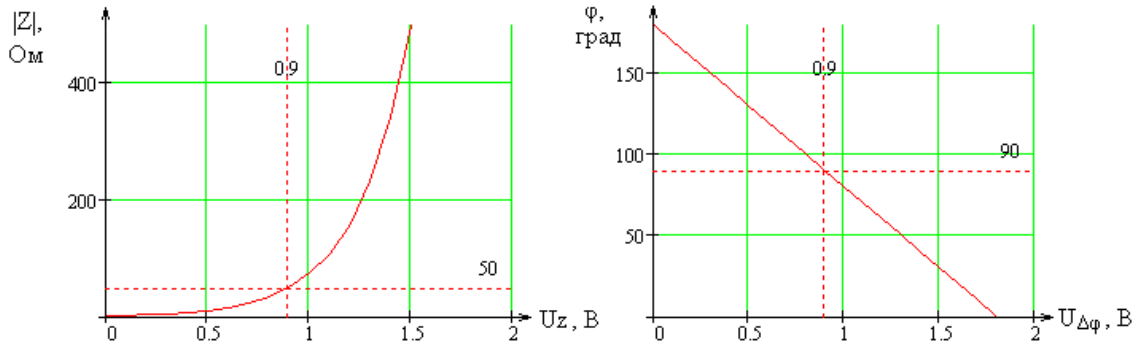


Рисунок 4 – Выходные характеристики измерительного типа датчика

Вышеприведенная функциональная схема (рисунок 3) использована при разработке опытных образцов измерительных датчиков. Практические измерения полного импеданса (рисунок 5) в области значений от 0 до 200 Ом при любых значениях сдвига фазы и любом характере нагрузки соответствуют реальным значениям измеряемых нагрузок на выходе датчика во всем ДКМВ диапазоне частот с погрешностью не более 5 %.

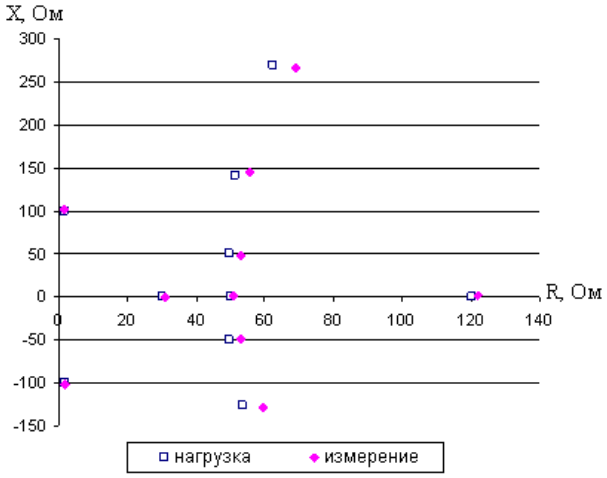


Рисунок 5 – Результаты практических измерений

Внедрение измерительного датчика в устройствах согласования антенн позволяет применить алгоритм вычислительного типа, который, в отличие от современных алгоритмов поразрядного уравновешивания, характеризуется меньшим количеством итераций процесса согласования более чем на порядок. Быстродействие в данном случае будет зависеть от качества электрической модели элементов контура [6] и точности измерительных датчиков. Полученное экспериментальным путем время согласования параметров антенны щелевого типа устройством согласования антенны с измерительными датчиками и вычислительным алгоритмом работы в режиме работы по алгоритму составляет менее 1 с во всем ДКМВ диапазоне частот.

В случаях, когда УСА перестраивается на ранее запомненную частоту и значение КБВ при этом меньше заданного, применение датчиков измерительного типа позволяет осуществить режим подстройки до нужного значения КБВ за одну итерацию. Также измерительные датчики на входе согласующего контура дают возможность создания алгоритма самодиагностики УСА для поиска неисправных элементов этого контура.

Литература

1. Петухов Н.А. «Повышение эффективности работы дискретного устройства согласования антенн ДКМВ диапазона», 20-я Нижегородская сессия молодых учёных, сборник статей, с. 136-138.
2. Кнеллер В.Ю. Автоматическое измерение составляющих комплексного сопротивления, М. – Л., издательство «Энергия», 1967, 368 с. с черт.
3. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.
4. Дворяшин Б.В., Кузнецов Л.И. Радиотехнические измерения. – М.: Сов. Радио, 1978 – 359 с.
5. www.analog.com/static/imported-files/data-sheets/AD8302.pdf
6. Петухов Н.А. «Моделирование элементов согласующего контура устройства согласования антенн ДКМВ диапазона», XIX международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», сборник докладов – т. 2. – с. 792-797.

Сведения об авторах

Петухов Николай Алексеевич, 1984 г.р., в 2007 году окончил Нижегородский Государственный Технический Университет им. Р.Е.Алексеева с присуждением степени магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

Место работы: ОАО «НПП «ПОЛЕТ» с 2007 года.

Должность: заместитель начальника отдела антенных согласующих устройств.

В 2011 г. поступил в аспирантуру ОАО «НПП «Полет» по специальности 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций».

Тема диссертационной работы: «Разработка методов повышения эффективности работы антенно-согласующих устройств».

e-mail: n.petuhov2013@yandex.ru

УДК 612.396.67

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ РАДИОВЫСОТОМЕРНОЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА

Н.Н. Калмыков, С.А. Мельников, Д.П. Седов

В работе представлены основные принципы построения системы радиовысотомерной для измерений параметров движения возвращаемого аппарата. Приведен алгоритм работы прибора и основные выражения для вычисления необходимых параметров. Проработан состав разрабатываемой системы и указаны пути повышения её надежности.

THE CONSTRUCTION PRINCIPLES OF THE RADIO ALTIMETER SYSTEM FOR MEASUREMENT PARAMETERS MOTION OF THE ROUND-TRIP DEVICE

N.N. Kalmykov, S.A. Mel'nikov, D.P. Sedov

The construction principles of the radio altimeter system for measurement parameters motion of the round-trip device are presented in article. The algorithm of the functioning the device and main expressions for calculation necessary parameters are also provided in article. Structure of the development system is studied and way of increasing reliability is specified.

Для выполнения задач безопасной посадки возвращаемого аппарата (ВА) перспективной пилотируемой транспортной системы (ППТС) в состав комплекса измерений параметров движения (КИПД) должна входить система, обеспечивающая измерение следующих параметров:

- текущей высоты спуска ВА от 500 до 0,5 м, измеряемой по нормали к подстилающей поверхности до полюсной точки днища ВА с погрешностью не более (0,50 + 0,01 H) м, где H – текущая высота;
- текущих составляющих вектора скорости центра масс ВА с погрешностью не более 0,7 м/с;
- текущих углов наклона ВА относительно подстилающей поверхности с погрешностью не более 5°.

Анализ требований технического задания (ТЗ) к диапазонам и точностям измерения параметров показывает, что требования по измерению высоты соответствуют типовым данным импульсного радиовысотомера или радиовысотомера с частотной модуляцией (ЧМ), а требования по измерению скорости и радиовертикали – требованиям к многолучевым измерительным радиосистемам типа ДИСС. В [1] описывается решение задачи создания посадочного радиолокатора следующим образом: раздельное использование ЧМ радиовысотомера и доплеровского измерителя скорости, работающих на различных несущих частотах, но объединённых в единый комплекс бортовой ЭВМ. Недостатком такого решения является наличие двух сверхвысокочастотных приёмопередатчиков со своими антенно-фидерными устройствами, что практически вдвое увеличивает габариты устройства. Для решения поставленной задачи предлагается многолучевая импульсно-фазовая система радиовысотомерная (СРВ).

Из теории навигации следует, что для измерения радиовертикали, составляющих вектора скорости и углов отклонения от продольной оси требуется, как минимум, трёхлучевая антенная система (АС) [2]. Однако, как показывает расчёт требуемого

потенциала и оценка точности измерителя, в общем случае такой АС недостаточно. Оптимальное количество лучей для решения данной задачи – шесть.

В ТЗ также оговариваются требования к отказоустойчивости СРВ: «При одном отказе в СРВ должны обеспечиваться заданные точностные характеристики СРВ. При двух отказах в СРВ допускается минимально возможное снижение точностных характеристик СРВ». Таким образом, определяем требования к АС и приемопередающей части СРВ – три независимых приемопередающих модуля (ППМ), работающих на свою, независимую от других, АС (общее количество формируемых СРВ лучей 9).

Алгоритм измерения высоты и углов наклона в этом случае может быть следующим:

ВА расположен в точке 0. С ним связана система отсчета 0XYZ, оси которой направлены так, как показано на рисунке 1. АС обеспечивает излучение и прием по девяти направлениям. Лучи 1 – 3 формируют на подстилающей поверхности три пятна засветки, которые при отсутствии наклона ВА по отношению к поверхности образуют равносторонний треугольник с центром, лежащим на оси 0X. Пятна засветки для лучей 4 – 9 в аналогичной ситуации образуют на поверхности правильный шестиугольник.

Рассмотренный случай симметричного расположения пятен засветки на подстилающей поверхности приведен для получения наглядного представления о взаимной пространственной ориентации лучей. В то же время, следует отметить, что требование отсутствия наклона ВА по отношению к подстилающей поверхности не является необходимым для корректной работы описываемого алгоритма параметров движения.

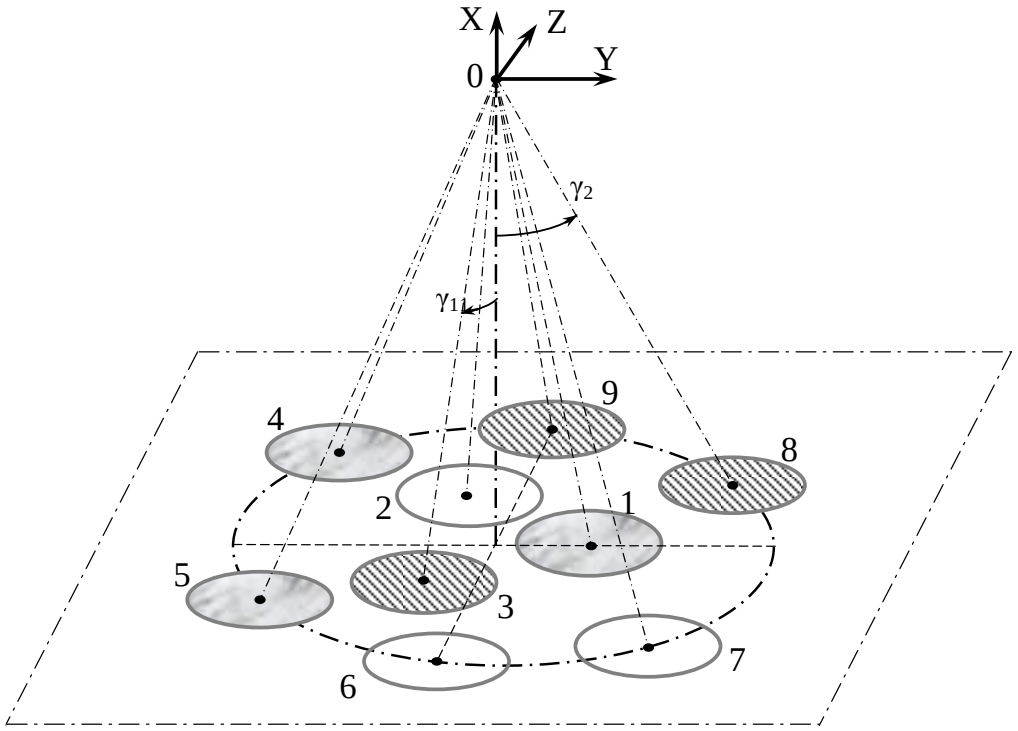


Рисунок 1 – Расположение лучей СРВ

Непосредственно измеряются 9 дальностей h_i – это расстояния от точки 0 до точек 1 – 9 соответственно. Для определения высоты полета и углов наклона подстилающей поверхности необходимо, по крайней мере, 3 таких дальности. На рисунке 2 представлено условное расположение лучей при одном (б) и двух (в) отказах.

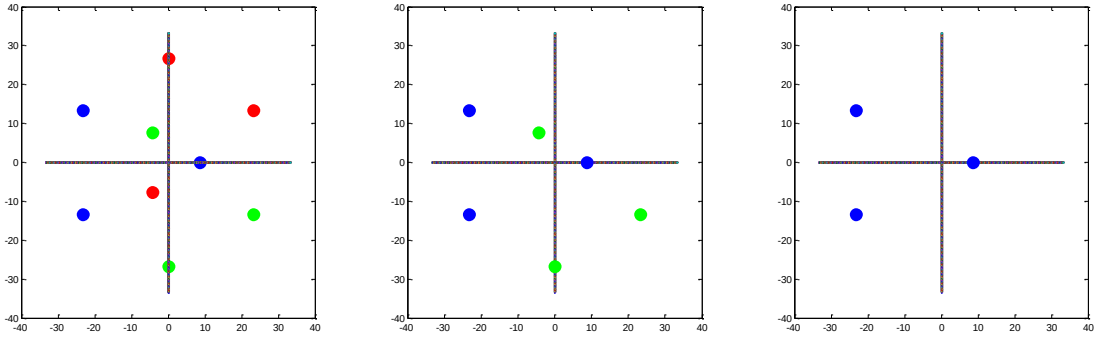


Рисунок 2 – Условное расположение лучей без отказов (а), при одном (б) и двух (в) отказах

Алгоритм определения геометрической высоты и углов отклонения нормали к грунту от плоскостей X0Y и X0Z представляется следующей последовательностью действий:

- измеряем дальности от точки 0 до точек 1 – 9;
- определяем координаты точек 1 – 9 с помощью выражения (1) (для дальнейших вычислений требуется хотя бы 3 из них):

$$x_i = -h_i \cos\gamma_i ,$$
$$y_i = h_i \sin\gamma_i \cos\alpha_i , \qquad (1)$$
$$z_i = h_i \sin\gamma_i \sin\alpha_i , \quad i = 1, \ldots, 9 ,$$

где $\gamma_i = 5°$ при $i = 1, 2, 3$;

$\gamma_i = 15°$ при $i = 4 - 9$;

α_i принимает значения соответственно 0°, 120°, 240°, 150°, 210°, 270°, 330°, 30° и 90°.

- вычисляем коэффициенты уравнения плоскости, аппроксимирующей подстилающую поверхность, пользуясь выражениями (2) и (3):

$$S_X = \sum_{k=1}^{N} x_{i_k} , \; S_Y = \sum_{k=1}^{N} y_{i_k} , \; S_Z = \sum_{i_k=1}^{N} z_{i_k} ,$$
$$S_{XY} = \sum_{k=1}^{N} x_{i_k} \cdot y_{i_k} , \; S_{XZ} = \sum_{k=1}^{N} x_{i_k} \cdot z_{i_k} , \; S_{YZ} = \sum_{k=1}^{N} y_{i_k} \cdot z_{i_k} , \qquad (2)$$
$$S_{X2} = \sum_{k=1}^{N} x_{i_k}{}^2 , \; S_{Y2} = \sum_{k=1}^{N} y_{i_k}{}^2 , \; S_{Z2} = \sum_{k=1}^{N} z_{i_k}{}^2 .$$

$$b = \frac{S_Z{}^2 \cdot S_{XY} + S_{YZ} \cdot \left(N \cdot S_{XZ} - S_X \cdot S_Z\right) - N \cdot S_{Z2} \cdot S_{XY} + S_X \cdot S_Y \cdot S_{Z2} - S_Y \cdot S_Z \cdot S_{XZ}}{S_{Z2} \cdot S_Y{}^2 - 2 \cdot S_Y \cdot S_Z \cdot S_{YZ} + S_{Y2} \cdot S_Z{}^2 + N \cdot S_{YZ}{}^2 - N \cdot S_{Y2} \cdot S_{Z2}} ,$$

$$c = \frac{S_Y{}^2 \cdot S_{XZ} + S_{YZ} \cdot \left(N \cdot S_{XY} - S_X \cdot S_Y\right) - N \cdot S_{Y2} \cdot S_{XZ} + S_X \cdot S_Z \cdot S_{Y2} - S_Y \cdot S_Z \cdot S_{XY}}{S_{Z2} \cdot S_Y{}^2 - 2 \cdot S_Y \cdot S_Z \cdot S_{YZ} + S_{Y2} \cdot S_Z{}^2 + N \cdot S_{YZ}{}^2 - N \cdot S_{Y2} \cdot S_{Z2}} ,$$

$$d = \frac{S_X \cdot S_{YZ}{}^2 + S_Y \cdot \left(S_{Z2} \cdot S_{XY} - S_{XZ} \cdot S_{YZ}\right) - S_X \cdot S_{Y2} \cdot S_{Z2} + S_Z \cdot S_{Y2} \cdot S_{XZ} - S_Z \cdot S_{XY} \cdot S_{YZ}}{S_{Z2} \cdot S_Y{}^2 - 2 \cdot S_Y \cdot S_Z \cdot S_{YZ} + S_{Y2} \cdot S_Z{}^2 + N \cdot S_{YZ}{}^2 - N \cdot S_{Y2} \cdot S_{Z2}} .$$

(3)

- вычисляем геометрическую высоту с помощью выражения (4):

$$H = \sqrt{x_0^{\,2} + y_0^{\,2} + z_0^{\,2}} \text{ или } H = \frac{d}{\sqrt{1 + b^2 + c^2}}. \quad (4)$$

- определяем углы отклонения нормали к поверхности от плоскостей X0Y и X0Z , пользуясь выражениями (5), (6):

$$\sin\psi_1 = \frac{-c}{\sqrt{1 + b^2 + c^2}}, \quad (5)$$

$$\sin\psi_2 = \frac{-b}{\sqrt{1 + b^2 + c^2}}. \quad (6)$$

Алгоритм определения составляющих вектора скорости представляется следующей последовательностью действий:

- измеряем количество пересечений за единицу времени квадратурных составляющих в приемных каналах 1 – 9 с учетом знака (для дальнейших вычислений требуется хотя бы 3 из них);

- определяем проекции вектора скорости на оси связанной системы координат, решая систему уравнений (7):

$$\begin{cases} -Vx \cdot ax_1 + Vy \cdot ay_1 + Vz \cdot az_1 = \dfrac{\lambda}{4} \cdot b_1, \\ -Vx \cdot ax_2 + Vy \cdot ay_2 + Vz \cdot az_2 = \dfrac{\lambda}{4} \cdot b_2, \\ -Vx \cdot ax_3 + Vy \cdot ay_3 + Vz \cdot az_3 = \dfrac{\lambda}{4} \cdot b_3, \end{cases} \quad (7)$$

где введены следующие обозначения:

$$ax_1 = \sum_{k=1}^{N} \cos^2 \gamma_{i_k}, \qquad ay_1 = \sum_{k=1}^{N} \sin\gamma_{i_k} \cdot \cos\gamma_{i_k} \cdot \cos\alpha_{i_k},$$

$$az_1 = \sum_{k=1}^{N} \sin\gamma_{i_k} \cdot \cos\gamma_{i_k} \cdot \sin\alpha_{i_k}, \qquad b_1 = \sum_{k=1}^{N} K_{i_k} \cdot \cos\gamma_{i_k},$$

$$ax_2 = \sum_{k=1}^{N} \sin\gamma_{i_k} \cdot \cos\gamma_{i_k} \cdot \cos\alpha_{i_k}, \qquad ay_2 = \sum_{k=1}^{N} \sin^2\gamma_{i_k} \cdot \cos^2\alpha_{i_k},$$

$$az_2 = \sum_{k=1}^{N} \sin^2\gamma_{i_k} \cdot \sin\alpha_{i_k} \cdot \cos\alpha_{i_k}, \qquad b_2 = \sum_{k=1}^{N} K_{i_k} \cdot \sin\gamma_{i_k} \cdot \cos\alpha_{i_k},$$

$$ax_3 = \sum_{k=1}^{N} \sin\gamma_{i_k} \cdot \cos\gamma_{i_k} \cdot \sin\alpha_{i_k}, \qquad ay_3 = \sum_{k=1}^{N} \sin^2\gamma_{i_k} \cdot \sin\alpha_{i_k} \cdot \cos\alpha_{i_k},$$

$$az_3 = \sum_{k=1}^{N} \sin^2\gamma_{i_k} \cdot \sin^2\alpha_{i_k}, \qquad b_3 = \sum_{k=1}^{N} K_{i_k} \cdot \sin\gamma_{i_k} \cdot \sin\alpha_{i_k}.$$

Исходя из вышеизложенных алгоритмов определения параметров движения ВА, получается, что каждый из трёх каналов должен осуществлять поиск, захват и сопровождение отражённого от поверхности сигнала по своим трём каналам приёма, вычисление текущих дальностей и доплеровских составляющих. Эти функции выполняет измеритель нижнего уровня, осуществляя управление ППМ и обработку принятого сигнала.

Дальнейшее вычисление выходных параметров СРВ должен производить отдельный вычислитель, собирающий результаты обработки по всем девяти (при отсутствии отказов) лучам. На этот вычислитель можно возложить и функции обмена с КИПД. С целью резервирования таких вычислителей должно быть три. Такое построение СРВ обеспечивает оптимальное выполнение требований ТЗ к точности измеряемых параметров, надёжности, массогабаритных характеристик и энергопотреблению.

Функциональная схема СРВ приведена на рисунке 3.

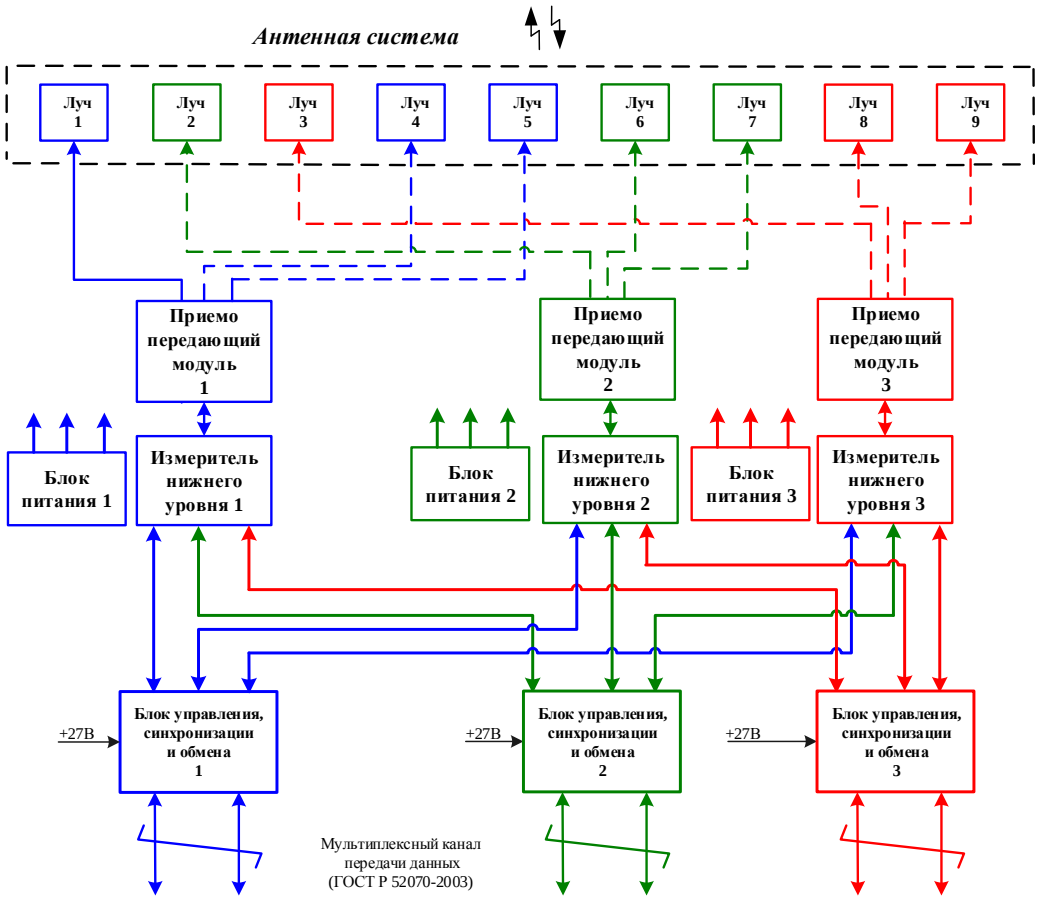


Рисунок 3 – Функциональная схема СРВ

В состав СРВ входят:

- антенная система (1 шт.);
- приемопередающий модуль (модуль ППМ, 3 шт.);
- измеритель нижнего уровня (3 шт);
- блок питания (3 шт);
- блок управления, синхронизации и обмена (БУС, 3 шт).

Каждый из трёх независимых идентичных ППМ подключается к трём излучателям антенной системы, формируя один измерительный канал.

АС СРВ состоит из девяти идентичных независимых излучателей. Каждый ППМ работает с соответствующей комбинацией излучателей АС.

Питание каждого канала обеспечивается отдельным источником.

Отраженные от подстилающей поверхности радиоимпульсы поступают на вход приемного канала, усиливаются, преобразуются в биполярные видеоимпульсы, которые поступают в измеритель нижнего уровня.

Измеритель нижнего уровня управляет работой приёмопередающего канала и на выходе выдает три значения дальности и три значения количеств пересечений, которые для дальнейшей обработки поступают на вход БУС.

БУС производит вычисление высоты, текущих проекций вектора скорости центра масс ВА на связанные оси ВА и углов отклонения продольной оси ВА от нормали к грунту и взаимно перпендикулярными плоскостями ВА. Затем по мультиплексному каналу информационного обмена осуществляется выдача измеренных параметров в блок обработки информации КИПД ВА. Обмен осуществляется с одним из БУС (два остальных находятся в режиме горячего резервирования). В случае отказа дальнейший обмен КИПД производит со следующим исправным БУС.

Таким образом, СРВ объединяет в себе функции нескольких приборов (радиовысотомер, импульсно-фазовый измеритель составляющих вектора путевой скорости и др.), что позволяет выполнить требования ТЗ, при этом уменьшив габариты, исключив испытания на электромагнитную совместимость отдельных приборов и эффективно распределив вычислительные ресурсы объединенного прибора.

Литература

1 Егоров В.В. Доплеровские радары посадки космических аппаратов на Луну и планеты Солнечной системы. Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. Т.9. 2012. 190 с.

2 Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константинов М.И. Автономные допплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / Под ред. Колчинского В.Е. М.: Сов. радио, 1975.

3 Жуковский А.П. Теоретические основы радиовысотометрии / А.П. Жуковский, Е.И. Оноприенко, В.И. Чижов. – М.: Советское радио, 1979. – 320 с.

4 Надежность технических систем. Резервирование, восстановление. [Электронный ресурс] : учеб. пособия / В. Д. Шашурин [и др.]. – Москва : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2009. – 60 с. – Режим доступа: http://e.lanbook.com/book/52156.

Сведения об авторах

Калмыков Николай Николаевич, 1954 г.р., заместитель главного конструктора по направлению АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».
Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

Мельников Сергей Андреевич, 1966 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», ведущий конструктор АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».
Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

Седов Дмитрий Петрович, 1986 г.р., соискатель ученой степени кандидата наук по специальности «Радиолокация и радионавигация» в ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», ведущий инженер АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».
Область научных интересов – автономные средства радионавигации и радиолокации, радиовысотомеры, многофункциональные радиовысотомерные системы.

УДК 621.391

ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ПОЯВЛЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИ ОЦЕНКЕ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

П.А. Трифонов

Исследованы пороговые характеристики – вероятность надёжной оценки (вероятность аномальной ошибки) квазиправдоподобной оценки времени прихода сверхширокополосного сигнала неизвестной формы, принимаемого на фоне узкополосной помехи и гауссовского белого шума.

INFLUENCE OF NARROW-BAND HINDRANCES ON PROBABILITY OF OCCURRENCE OF ABNORMAL ERRORS AT THE ESTIMATION OF TIME OF ARRIVAL OF THE SUPERBROADBAND SIGNAL OF THE UNKNOWN FORM

P.A. Trifonov

Threshold characteristics – a reliable estimate of the probability (probability of an abnormal error) quasilikelihood estimate time of arrival ultra–wideband signal with unknown form, accepted against narrow–band interference and gaussian white noise are investigated.

Введение. В последние годы новым направлением в теории и технике радиотехнических систем является применение сверхширокополосных сигналов (СШПС) [1–4]. Спектр СШПС исключительно широк, поэтому его воздействие вызывает возбуждение практически всех возможных типов собственных колебаний исследуемой цели, что делает высокоинформативной наблюдаемую реакцию. Важной особенностью СШПС является отсутствие у них собственно несущей частоты и, как следствие, невозможность классического описания радиосигналов с помощью комплексной огибающей.

В [5] найдены характеристики надёжной квазиправдоподобной оценки времени прихода сверхширокополосного сигнала неизвестной формы при воздействии гауссовского белого шума (ГБШ) и гауссовской узкополосной помехи (ГУП) с неизвестными параметрами. Однако, полученные в [5] выражения для характеристик квазиправдоподобной оценки времени прихода могут быть использованы только в условиях высокой апостериорной точности, когда отсутствуют аномальные ошибки и влияние пороговых эффектов пренебрежимо мало [4].

Цель работы – *определение таких пороговых характеристик как вероятность надёжной оценки или вероятность аномальной ошибки при не слишком больших отношениях сигнал–шум и больших величинах априорного интервала возможных значений времени прихода.*

Пусть на интервале времени $t \in [0;T]$ наблюдается реализация вида

$$x(t) = s_0(t-\lambda_0) + n(t) + \xi(t). \quad (1)$$

Здесь $s_0(t)$ – полезный сигнал, форма которого неизвестна, известно лишь, что он сверхширокополосный, λ_0 – неизвестное время прихода сигнала, $n(t)$ – реализация ГБШ с односторонней спектральной плотностью N_0, $\xi(t)$ – узкополосная помеха. В качестве модели узкополосной помехи используем, как наиболее универсальную [3, 5], узкополосный стационарный гауссовский процесс $\xi(t)$ с нулевым математическим ожиданием $\langle \xi(t) \rangle = 0$ и корреляционной функцией $\langle \xi(t)\xi(t+\Delta) \rangle = B_\xi(\Delta)$. Спектральную плотность ГУП запишем как

$$G_\xi(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_\xi(\Delta)\exp(-j\omega\Delta)\,d\Delta = \frac{\gamma_\xi}{2}\left[g_\xi\left(\frac{\omega_{0\xi}-\omega}{\Omega_\xi}\right) + g_\xi\left(\frac{\omega_{0\xi}+\omega}{\Omega_\xi}\right)\right], \quad (2)$$

где $\Omega_\xi = \int_0^{\infty} G_\xi^2(\omega)/\max G_\xi^2(\omega)$ – эквивалентная полоса частот помехи, а $\omega_{0\xi}$ – центральная частота. Так как помеха узкополосная, то выполняется условие $\Omega_\xi << \omega_{0\xi}$. Функция $g_\xi(x)$ описывает форму спектральной плотности помехи и удовлетворяет условиям: $g_\xi(x) \ge 0$, $g_\xi(x) = g_\xi(-x)$, $\max g_\xi(x) = \int_{-\infty}^{\infty} g_\xi^2(x)\,dx = 1$. Полагаем, что процессы $n(t)$ и $\xi(t)$ статистически независимы.

Если бы форма принимаемого сигнала $s_0(t)$ была априори известна, а ГУП отсутствовала, то для оценки времени прихода сигнала λ_0 можно было бы использовать метод максимального правдоподобия [4]. Для этого необходимо взять в качестве оценки положение наибольшего максимума логарифма функционала отношения правдоподобия [4]

$$L_F(\lambda) = \frac{2}{N_0}\int_0^T x(t)s_0(t-\lambda)\,dt. \quad (3)$$

Если форма сигнала $s_0(t)$ известна неточно, то в (3) в качестве опорного сигнала используем некоторый ожидаемый (предполагаемый) сигнал $s_1(t)$. Таким образом, получаем следующее выражение для выходного сигнала измерителя (решающей статистики)

$$L(\lambda) = \frac{2}{N_0}\int_0^T x(t)s_1(t-\lambda)\,dt. \quad (4)$$

В качестве оценки $\hat{\lambda}$ неизвестного времени прихода λ_0 принимается значение λ, при котором решающая статистика (4) достигает абсолютного (наибольшего) максимума. Получаемую оценку будем называть квазиправдоподобной [6].

Действительно, в случае совпадения принимаемого сигнала $s_0(t)$ и ожидаемого сигнала $s_1(t)$ и в отсутствии ГУП, решающая статистика (4) совпадает с логарифмом функционала отношения правдоподобия (3). Соответственно, квазиправдоподобная оценка переходит в оценку максимального правдоподобия.

Для определения характеристик квазиправдоподобной оценки представим решающую статистику (4) в виде суммы сигнальной и шумовой функций [4]

$$L(\lambda) = S_0(\lambda,\lambda_0) + N(\lambda). \tag{5}$$

Здесь

$$S_0(\lambda,\lambda_0) = \frac{2}{N_0}\int_0^T s_0(t-\lambda_0)\, s_1(t-\lambda)\,\mathrm{d}t \tag{6}$$

– сигнальная функция и

$$N(\lambda) = \frac{2}{N_0}\int_0^T s_1(t-\lambda)\left[n(t)+\xi(t)\right]\mathrm{d}t \tag{7}$$

– шумовая функция. Она представляет собой реализацию гауссовского центрированного случайного процесса и обладает корреляционной функцией

$$B_N(\lambda_1,\lambda_2) = \left\langle N(\lambda_1)\,N(\lambda_2)\right\rangle = S_1(\lambda_1,\lambda_2) + B_1(\lambda_1,\lambda_2). \tag{8}$$

$$S_1(\lambda_1,\lambda_2) = \frac{2}{N_0}\int_0^T s_1(t-\lambda_1)\, s_1(t-\lambda_2)\,\mathrm{d}t,$$

$$B_1(\lambda_1,\lambda_2) = \frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)\, s_1(t-\lambda_1)\, s_1(t-\lambda_2)\,\mathrm{d}t_1\mathrm{d}t_2.$$

Пусть сигнальная функция $S_0(\lambda,\lambda_0)$ (6) при фиксированном λ_0 достигает наибольшего значения в точке $\tilde{\lambda}$ и имеет лишь один ярко выраженный максимум. Тогда отношение сигнал–шум на выходе квазиправдоподобного приемника можно записать как [4]

$$z^2 = S_0^2\left(\tilde{\lambda},\lambda_0\right) / B_N\left(\tilde{\lambda},\tilde{\lambda}\right). \tag{9}$$

Обозначим Λ – априорный интервал возможных значений времени прихода сверхширокополосного сигнала. Тогда, в соответствии с определением, квазиправдоподобную оценку можно записать в виде

$$\hat{\lambda} = \arg\sup L(\lambda),\ \lambda \in \Lambda, \tag{10}$$

где $L(\lambda)$ (4) – решающая статистика. Пусть Δ_S – длительность сигнальной функции (6), так что

$$S(\lambda_0 \pm \Delta_S, \lambda_0) \cong 0. \tag{11}$$

Выделим на интервале Λ сигнальный интервал

$$\Lambda_S = \left[\tilde{\lambda} - \Delta_S; \tilde{\lambda} + \Delta_S\right] \tag{12}$$

в котором сигнальная функция (6) отлична от нуля. Если

$$\hat{\lambda} \in \Lambda_s, \tag{13}$$

то квазиправдоподобная оценка (10) является надёжной [4]. Для случая надёжной квазиправдоподобной оценки (10) в [5] найдена её дисперсия

$$D\left(\hat{\lambda}\middle|\lambda_0\right) = \left\{\frac{N_0}{2}\int_0^T\left[\frac{ds_1(t)}{dt}\right]^2 dt + \int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2 - t_1)\frac{ds_1(t)}{dt}\frac{ds_2(t)}{dt}dt_1 dt_2\right\}\times$$
$$\times\left[\int_0^T \frac{ds_0(t)}{dt}\frac{ds_1(t-\Delta\lambda)}{dt}dt\right]^{-2}, \tag{14}$$

где $\Delta\lambda = \tilde{\lambda} - \lambda_0$.

Если условие (13) не выполняется, возникает аномальная ошибка и оценка уже не является надёжной. Это может привести к резкому (пороговому) ухудшению точности квазиправдоподобной оценки (10). Соответственно, дисперсия квазиправдоподобной оценки становится значительно большей, чем следует из (14). Пороговые свойства квазиправдоподобной оценки можно характеризовать вероятностью надёжной оценки [4]

$$P_{01} = P\left(\hat{\lambda} \in \Lambda_S\right) \tag{15}$$

Пусть Λ_N – дополнение подинтервала Λ_S до априорного интервала Λ возможных значений времени прихода, так, что $\Lambda = \Lambda_S \cup \Lambda_N$.

Обозначим

$$H_S = \sup L(\lambda),\ \ \lambda \in \Lambda_S, \tag{16}$$

$$H_N = \sup L(\lambda),\ \ \lambda \in \Lambda_N. \tag{17}$$

Поскольку квазиправдоподобная оценка (10) определяется по положению абсолютного максимума решающей статистики (4), выражение (15) можно переписать как

$$P_{01} = P(H_N < H_S). \tag{18}$$

Если априорный интервал Λ возможных значений времени прихода не слишком мал, так что

$$\Lambda_S << \Lambda, \tag{19}$$

то случайные величины H_S (16) и H_N (17) приближённо статистически независимы [4]. Это позволяет представить (18) в виде

$$P_{01} = \int F_N(x) dF_S(x), \tag{20}$$

где $F_N(x)$ и $F_S(x)$ – функции распределения случайных величин H_N и H_S соответственно.

Поскольку подинтервал Λ_S (12) приближённо совпадает с интервалом высокой корреляции решающей статистики (4), то при достаточно больших отношениях сигнал–шум (9) согласно (16) можно приближённо считать $H_S = L(\hat{\lambda}) \cong L(\tilde{\lambda})$. Следовательно, при не слишком малых отношениях сигнал–шум (9) случайная величина H_S имеет гауссовское распределение с математическим ожиданием $m_S = S_0(\lambda_0, \tilde{\lambda})$ (6) и дисперсией $\sigma^2 = B_N(\tilde{\lambda}, \tilde{\lambda})$ (8). Соответственно, будем аппроксимировать распределение случайной величины H_S (16) выражением

$$F_S(H) \approx \Phi[(H - m_S)/\sigma], \tag{21}$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^{x} \exp(-t^2/2) dt \Big/ \sqrt{2\pi}$ – интеграл вероятности.

Когда $\lambda \in \Lambda_N$, в (5) $S_0(\lambda, \lambda_0) \approx 0$ и, следовательно, (17) можно приближённо переписать как

$$H_N = \arg\sup N(\lambda), \quad \lambda \in \Lambda. \tag{22}$$

Здесь в силу (19) учтено, что $\Lambda_N \approx \Lambda$. Согласно (8) шумовая функция $N(\lambda)$ (7) представляет собой гауссовский стационарный случайный процесс. Следовательно, $F_N(H)$ является функцией распределения величины наибольшего максимума гауссовского стационарного случайного процесса на априорном интервале Λ. Приближённое выражение для этого распределения приводится в [4, 7] и имеет вид

$$F_N(H) \approx \exp\left[-\frac{\xi}{2\pi} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma^2} \right) \right]. \tag{23}$$

Здесь

$$\xi = \frac{\Lambda}{\sigma} \left[\frac{\partial^2 B_N(\lambda_1, \lambda_2)}{\partial \lambda_1 \partial \lambda_2} \right]^{1/2}_{\lambda_1 = \lambda_2} \tag{24}$$

– приведённая длина априорного интервала Λ возможных значений времени прихода СШПС, которая определяет число некоррелированных значений случайного процесса $N(\lambda)$ (7) на интервале Λ. Подставим (8) в (24) и выполним дифференцирование. Получим для приведённой длины выражение

$$\xi = \Lambda \frac{\left[\frac{N_0}{2} \int_0^T \left[\frac{ds_1(t)}{dt} \right]^2 dt + \int_0^T \int_0^T B_\xi(t_2 - t_1) \frac{ds_1(t_1)}{dt_1} \frac{ds_1(t_2)}{dt_2} dt_1 dt_2 \right]^{1/2}}{\left[\frac{N_0}{\xi} \int_0^T s_1^2(t) dt + \int_0^T \int_0^T B_\xi(t_2 - t_1) s_1(t_1) s_1(t_2) dt_1 dt_2 \right]^{1/2}}. \quad (25)$$

Подставляя далее (21) и (23) в (20) находим приближённое выражение для вероятности надёжной оценки времени прихода СШПС неизвестной формы

$$P_{01} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(x-z)^2}{2} - \frac{\xi}{2\pi} \exp\left(-\frac{x^2}{2} \right) \right] dx. \quad (26)$$

Здесь z определяется выражением (9). Соответственно, для вероятности аномальной ошибки можем записать [4]

$$P_{a1} = 1 - P_{01} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{\xi}{2\pi} \exp\left(-\frac{x^2}{2} \right) \right] \right\} \exp\left[-\frac{(x-z)^2}{2} \right] dx. \quad (27)$$

Точность приближённых формул (26) и (27) улучшается с ростом ξ и z [4, 7]. Формула (26) – для вероятности надёжной оценки и формула (27) – для вероятности аномальной ошибки довольно громоздки и расчёт по ним возможен только численными методами. Поэтому найдём простую верхнюю границу для вероятности аномальной ошибки (27). Воспользовавшись неравенством $1 - \exp(-x) \le x$ при $x > 0$, из (27) имеем аналогично [4, 7]

$$P_{a1} \le P_{a1}^* = \frac{\xi}{2\pi\sqrt{2}} \exp\left(-\frac{z^2}{4} \right). \quad (28)$$

В частном случае, когда формы принимаемого и ожидаемого сигналов совпадают $(s_0(t) \equiv s_1(t))$ и ГУП отсутствует $(B_\xi(\Delta) \equiv 0)$ выражения (26)…(28) переходят в аналогичные выражения для вероятностей надёжной оценки и аномальной ошибки оценки максимального правдоподобия СШПС известной формы на фоне ГБШ [4, 7]. В частности, верхняя граница для вероятности аномальной ошибки оценки максимального правдоподобия запишется как

$$P_a^* = \frac{\xi_0}{2\pi\sqrt{2}} \exp\left(-\frac{z_0^2}{4} \right). \quad (29)$$

Здесь $z_0^2 = 2\int_0^T s_0^2(t) dt \Big/ N_0$ – отношение сигнал–шум, а

$$\xi_0 = \Lambda \left[\int_0^T \left[\frac{ds_0(t)}{dt} \right]^2 dt \Big/ \int_0^T s_0^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (30)$$

– приведённая длина априорного интервала возможных значений времени прихода СШПС известной формы при наличии только ГБШ.

Сравним вероятности аномальной ошибки квазиправдоподобной оценки и оценки максимального правдоподобия. Сопоставляя (28) и (29), получаем

$$\alpha = \frac{P_{a1}^*}{P_a^*} = \kappa \exp\left[\frac{z_0^2(1-\chi)}{4}\right]. \tag{31}$$

Здесь

$$\chi = \frac{z^2}{z_0^2} = \frac{\left[\int_0^T s_0(t)s_1(t-\Delta\lambda)dt\right]^2}{\int_0^T s_0^2(t)dt\left[\int_0^T s_1^2(t)dt + \frac{2}{N_0}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2\right]} \le 1 \tag{32}$$

– величина, которая характеризует уменьшение отношения сигнал–шум, а

$$\kappa = \sqrt{\frac{\int_0^T s_0^2(t)dt\left[\int_0^T\left[\frac{ds_1(t)}{dt}\right]^2 dt + \frac{2}{N_0}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)\frac{ds_1(t_1)}{dt_1}\frac{ds_1(t_2)}{dt_2}dt_1dt_2\right]}{\int_0^T\left[\frac{ds_0(t)}{dt}\right]^2 dt\left[\int_0^T s_1^2(t)dt + \frac{2}{N_0}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2\right]}} \tag{33}$$

– величина, которая характеризует изменение приведённой длины априорного интервала Λ.

Величина (31) показывает, во сколько раз возрастает вероятность аномальной ошибки вследствие априорного незнания формы СШПС и воздействия ГУП. Согласно (31) относительный проигрыш в надёжности оценки возрастает с увеличением отношения сигнал–шум.

Выражения (32), (33) заметно упрощаются, если отсутствует ГУП, то есть $B_\xi(\Delta) = 0$. Тогда имеем из (32) $\chi = R_s^2(\Delta\lambda)$, а

$$R_s(\Delta\lambda) = \int_0^T s_0(t)s_1(t-\Delta\lambda)dt \Big/ \sqrt{\int_0^T s_0^2(t)dt\int_0^T s_1^2(t)dt}$$

– коэффициент взаимной корреляции между принимаемым СШПС и ожидаемым сигналом, задержанным на величину систематической ошибки $\Delta\lambda$ квазиправдоподобной оценки. Соответственно (33) принимает вид

$$\kappa = \left\{\frac{\int_0^T s_0^2(t)dt\int_0^T\left[\frac{ds_1(t)}{dt}\right]^2 dt}{\int_0^T s_1^2(t)dt\int_0^T\left[\frac{ds_0(t)}{dt}\right]^2 dt}\right\}^{1/2}.$$

Найденные пороговые характеристики квазиправдоподобной оценки позволяют делать обоснованный выбор формы и параметров ожидаемого сигнала в зависимости от имеющейся априорной информации и допустимого проигрыша в надёжности оценки времени прихода СШПС.

Литература

1. Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев – М.: Радио и связь, 1989 – 192 с.
2. James D. Taylor Introduction to Ultra – wideband Radar Systems. CRC press Boca Raton, Ann Arbor, London, Tokyo, New–York, 1995 – 486 p.
3. Радзиевский В.Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех / В.Г. Радзиевский, П.А. Трифонов – М.: Радиотехника, 2009. – 288 с.
4. Куликов Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
5. Трифонов А.П. Квазиправдоподобная оценка времени прихода сверхширокполосного сигнала неизвестной формы при воздействии узкополосной помехи / А.П. Трифонов, М.Б. Беспалова, П.А. Трифонов, И.В. Гущин // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2014 – т. 57, № 10, с. 34 – 41.
6. Мудров В.И. Методы обработки измерений. Квазиправдоподобные оценки / В.И. Мудров, В.Л. Кушко – М.: Радио и связь, 1983 – 304 с.
7. Трифонов А.П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков, – М: Радио и связь, 1986 – 264 с.

Сведения об авторе

Трифонов Павел Андреевич – (1975 г.р.), окончил Воронежский государственный университет (1998), доктор технических наук (2008), доцент кафедры радиоэлектронной борьбы (и технического обеспечения частей РЭБ) ВУНЦ ВВС «ВВА». Направление научных исследований: статистические алгоритмы обработки сверхширокополосных сигналов и помех.

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ

С. М. Гудков

Рассмотрены алгоритмы повышения пространственного разрешения изображений объектов в пассивном радиотеплолокаторе миллиметрового диапазона длин волн. Разрешение повышается за счет совместной обработки двух матриц радиотеплового изображения, полученных в разных частотных диапазонах, а также совместной обработки радиотеплового и оптического изображений. При этом осуществляется сегментация изображений объектов в матрице с наилучшим разрешением и присвоение сегментам средней амплитуды соответствующих элементов матрицы с худшим разрешением.

ESTIMATION OF SPATIAL COORDINATES OBJECTS IN ON-BOARD DOPPLER RADAR

S. M. Gudkov

The algorithms for increasing the spatial resolution of object's pictures in a radiometer of the millimeter wavelength range were reviewed. The resolution is increased by the joint processing of two radiobrightness picture's matrices, obtained in different frequency ranges as well as the joint processing of radiobrightness and optical pictures. In this case the object's pictures in the matrix with optimal spatial resolution are segmented and the average amplitude of matrix's elements with worse resolution is assigned to appropriate segments.

Введение

Пассивная радиолокация на базе радиометра миллиметрового диапазона длин волн применяется для дистанционного измерения температуры объектов, излучающих электромагнитные волны в разных частотных диапазонах. Радиометр также является удобным всепогодным средством наблюдения за наземными объектами в режиме сканирования антенны [1, 2]. В результате сканирования формируется матрица радиотеплового изображения (РИ) участка местности. Амплитуды элементов матрицы несут информацию о радиояркостной температуре излучающих элементов поверхности в данном частотном диапазоне и в совокупности дают изображение объектов на местности.

Объектом изучения является сканирующий радиометр с двумя совмещенными антеннами, принимающими сигналы в двух разных частотных диапазонах. Одна антенна, имеет широкую диаграмму направленности (ДНА), вторая антенна – более узкую ДНА. Наличие двух антенн определяется необходимостью исследования излучающих свойств объектов в разных частотных диапазонах. Дополнительно радиометр оснащен фото или видео камерой, дающей оптическое изображение (ОИ) того же участка местности.

При одновременном сканировании антенн по азимуту съем данных осуществляется с определенным шагом дискретизации, определяющим количество элементов в строке формируемых матриц наблюдения. Переход к другой строке производится, как правило, изменением угла места на величину большую, чем шаг дискретизации по азимуту. Этим достигается увеличение скорости формирования матриц изображения в двух каналах первичной обработки принимаемых сигналов. Две матрицы получаются с пропусками строк (прореженные вдоль строк), и имеют одинаковые размеры, но отличаются пространственным разрешением (в дальнейшем − просто разрешением), зави-

сящим от ширины ДНА. Пропущенные строки учитываются при синтезе алгоритмов восстановления изображений или заполняются методом интерполяции [3]. Матрицы РИ и матрица ОИ приводятся в соответствии друг другу по количеству элементов матриц, а также направлений визирования путем масштабирования и геометрических преобразований.

Разрешение матрицы наблюдения с широкой ДНА в несколько раз хуже, чем разрешение матрицы с узкой ДНА. Поэтому возникает необходимость повысить разрешение матрицы с широкой ДНА до разрешения матрицы с узкой ДНА, сохранив температурные характеристики объектов наблюдения в двух частотных диапазонах. Повысить разрешение можно также за счет оптического изображения контролируемого участка местности, как эталонного изображения [4]. Однако это не всегда возможно из-за плохих погодных условий и темного времени суток. Для радиометра с двумя антеннами эталонное изображение можно получить путем обработки матрицы наблюдения, сформированной для узкой ДНА.

Модели радиотеплового и оптического изображений и постановка задачи

Модель РИ в радиометре с двумя антеннами на выходе двух каналов первичной обработки имеет вид двумерной свертки:

$$y_q(i,j)=\sum_{i_1=-m_q}^{m_q}\sum_{j_1=-n_q}^{n_q}\alpha_q(i_1,j_1)\,x_q(i-i_1,j-j_1)+p_q(i,j),$$

(1)

$$q=\overline{1,Q},\quad i=\overline{m_q+1,h,M-m_q},\quad j=\overline{n_q+1,N-n_q},$$

где i и j – номера строки и столбца матрицы РИ $Y_q=\{y_q(i,j)\}$, полученной в q-м канале в процессе сканирования антенной радиометра по пространству; $y_q(i,j)$ – i-й, j-й элемент матрицы, представляющий амплитуду сигнала, принятого при i-м, j-м положении антенны и прошедшего тракт первичной обработки; $2m_q+1$ и $2n_q+1$ – ширина ДНА по азимуту и углу места q-й антенны (на уровне 0,5 мощности) в количестве строк и столбцов, причем $m_2<m_1$ и $n_2<n_1$, то есть первая антенна имеет широкую ДНА, а вторая – боле узкую; $\alpha_q(i,j)$, $i=\overline{-m_q,m_q}$, $j=\overline{-n_q,n_q}$ – нормированная аппаратная функция q-го канала (АФ), описывающая действие антенны и тракта первичной обработки на искомое изображение; $X_q=\{x_q(i,j)\}$, $i=\overline{1,M}$, $j=\overline{1,N}$ – матрица искомого изображения в M строк и N столбцов в q-м канале, элементы которой $x_q(i,j)$ представляют радиояркостную температуру i-го, j-го излучающего элемента поверхности в q-м диапазоне длин волн; h – шаг сканирования в q-х каналах в количестве элементов дискретизации, не превышающий ширину узкой ДНА (при $h>1$ возникают пропуски строк искомой матрицы изображения); $p_q(i,j)$ – шум аппаратуры в виде белого шума; Q – количество каналов (Q = 1 или 2) соответственно количеству антенн радиометра.

Формирование матриц Y_q, $q=\overline{1,Q}$, осуществляется одновременно, причем разрешение в матрице Y_2 лучше, чем в матрице Y_1, в m_1/m_2 раз по строкам и n_1/n_2 по столбцам.

Дополнительно повысить разрешение в матрице Y_2 (а также Y_1) можно с помощью алгоритмов восстановления изображений [3], действующих как оператор восстановления R на матрицы Y_q: $Z_q=R[Y_q]=\{z_q(i,j)\}$, $q=\overline{1,Q}$. Результатом являются оценки Z_q искомых изображений X_q с повышенным в несколько раз разрешением.

Если модель (1) представить в матричной форме, то восстановление осуществляется матричным методом, оптимальным в смысле метода наименьших квадратов, с учетом пропущенных строк [3]. Вид свертки (1) удобен для перехода в область пространственных частот и восстановления изображения с помощью фильтра Винера с заполнением пропущенных строк методом интерполяции [3]. Ограничимся рассмотрением второго подхода к восстановлению изображений с помощью фильтра Винера.

Оценки $z_q(i, j)$, полученные в результате восстановления, удовлетворяют модели, аналогичной (1):

$$z_q(i, j) = \sum_{i_1=-k_q}^{k_q} \sum_{j_1=-l_q}^{l_q} \beta_q(i_1, j_1)\, x_q(i - i_1, j - j_1) + \varepsilon_q(i, j), \qquad q = \overline{1,Q},$$

(2)

где $i = \overline{1,M}$, $j = \overline{1,N}$; $\beta_q(i, j)$, $i = \overline{-k_q,k_q}$, $j = \overline{-l_q,l_q}$ ($k_q < m_q$, $l_q < n_q$) − нормированная функция рассеяния в *i*-й, *j*-й точке (ФРТ), обусловленная ошибками восстановления; $\varepsilon_q(i, j)$ − остаточный шум. Причем из $m_2 < m_1$, $n_2 < n_1$ в (1) следует $k_2 < k_1$, $l_2 < l_1$ в (2).

В силу ошибок восстановления разрешение изображений в матрицах Z_q не достигает разрешения искомых матриц X_q. Тем не менее, матрицу Z_2 с лучшим разрешением можно взять за эталон по отношению к матрице Z_1.

Оптическое изображение участка местности, полученное с помощью фото или видео камеры с учетом геометрических совмещений, дает $M_1 \text{x}\, N_1$-матрицу $V = \{v(i, j)\}$, элементы $v(i, j)$ которой удовлетворяют модели:

$$v(i, j) = \mu_0\, x_0(i, j) + \xi(i, j), \qquad i = \overline{1,M_1}, \qquad j = \overline{1,N_1},$$

(3)

где μ_0 − коэффициент оптического преобразования; $x_0(i, j)$ − амплитуда (интенсивность) оптического излучения в *i*-м, *j*-м угловом направлении; $\xi(i, j)$ − шум аппаратуры; M_1 и N_1 − размеры матрицы ОИ, в *k* раз превышающие размеры *M* и *N*-матрицы РИ за счет меньшего в *k* раз элемента дискретизации: $M_1 = k \cdot M$, $N_1 = k \cdot N$, k – масштабный множитель.

Матрица *V* приводится в соответствие масштабу матрицы *Y* или *Z* пересчетом значений ее элементов по формуле:

$$u(i, j) = (1/k^2) \sum_{i_1=1}^{k} \sum_{j_1=1}^{k} v(k(i-1) + i_1,\, k(j-1) + j_1), \qquad i = \overline{1,M}, \quad j = \overline{1,N}.$$

(4)

Получается матрица ОИ *U* с масштабом и разрешением искомой матрицы *X*.

Для модели (1) без дополнительных операций обработки матриц наблюдения Y_q задача заключается в нахождении оценок $X_1^* = \{x_1^*(i, j)\}$ и $X_2^* = \{x_2^*(i, j)\}$ искомых матриц X_1 и X_2 с лучшим разрешением матрицы Y_2 и температурными характеристиками двух частотных диапазонов.

Для модели (2) с дополнительными операциями обработки матриц наблюдения Y_q задача заключается в нахождении оценок $X_1^* = \{x_1^*(i, j)\}$ и $X_2^* = \{x_2^*(i, j)\}$ искомых мат-

риц X_1 и X_2 с лучшим разрешением матрицы Z_2 и температурными характеристиками двух частотных диапазонов.

Для модели (3) задача заключается в нахождении оценок X_1^* и X_2^* искомых матриц X_1 и X_2 с разрешением матрицы *U* и температурными характеристиками двух частотных диапазонов.

Алгоритмы повышения разрешающей способности изображений

Алгоритм 1 решения задачи для модели (1) заключается в следующем.

1. В результате сканирования первой антенны радиометра с широкой ДНА по азимуту и углу места зоны обзора формируется матрица изображения $Y_1 = \{y_1(i, j)\}$ с элементами $y_1(i, j)$, отвечающими модели (1).

2. Одновременно вторая антенна радиометра с узкой ДНА сканирует ту же зону обзора, в результате чего формируется вторая матрица изображения $Y_2 = \{y_2(i, j)\}$ модели (1).

3. Пропущенные при сканировании антенн строки матриц Y_1 и Y_2 заполняются методом интерполяции (линейной, биквадратной или бикубической) путем обработки элементов каждой пары соседних наблюдаемых строк.

4. Матрица Y_2 разбивается на *K* непересекающихся однородных по амплитуде подобластей D_1, D_2,…, D_K с помощью оператора сегментации [5]. В результате получается матрица $S = \{S(i, j)\}$, где $S(i, j)$ – номер сегмента, которому принадлежит *i*-й, *j*-й элемент матрицы Y_2, поставленный в соответствие *i*-му, *j*-му элементу матрицы Y_1.

5. Для каждого *s*-го сегмента вычисляется средняя радиометрическая амплитуда $\tilde{y}_1(s)$ на основе *i*-х, *j*-х элементов матрицы Y_1 с меткой *s*:

$$\tilde{y}_1(s) = (1/n_s)\sum_i\sum_j y_1(i, j), \quad i, j : S(i, j) = s,$$

где n_s – количество элементов с меткой *s*.

6. Всем *i*-м, *j*-м элементам матрицы Y_1 с меткой s присваивается амплитуда $\tilde{y}_1(s)$, нормированная коэффициентом μ_1, которая запоминается как $x_1^*(i, j) = \tilde{y}_1(s)$.

7. В результате формируется матрица $X_1^* = \{x_1^*(i, j)\}$ изображения с пространственным разрешением матрицы Y_2 и температурными характеристиками первого частотного диапазона.

Алгоритм 2 решения задачи для модели (2) заключается в следующем.

1-3. Данные пункты совпадают с п.п. 1-3 алгоритма 1 при формировании матриц наблюдения Y_1 и Y_2.

4. Полученные матрицы Y_1 и Y_2 подвергаются двумерному преобразованию Фурье, и получаются спектральные матрицы $Y_{f1} = \{y_{f1}(i, j)\}$ и $Y_{f2} = \{y_{f2}(i, j)\}$.

5. Элементы матриц Y_{f1} и Y_{f2} умножаются на вычисленную передаточную функцию $w_f(i, j)$ восстанавливающего фильтра Винера [3], что приводит к спектральным матрицам оценок $Z_{f1} = \{z_{f1}(i, j)\}$ и $Z_{f2} = \{z_{f2}(i, j)\}$:

$$z_{f1}(i, j) = y_{f1}(i, j) \cdot w_f(i, j), \qquad z_{f2}(i, j) = y_{f2}(i, j) \cdot w_f(i, j).$$

6. Матрицы Z_{f1} и Z_{f2} подвергаются обратному преобразованию Фурье: и получаются матрицы $Z_1 = \{z_1(i, j)\}$, $Z_2 = \{z_2(i, j)\}$ восстановленного изображения объектов в пространственной области.

7. Матрица Z_2 разбивается на сегменты аналогично п. 4 алгоритма 1.

8. Для каждого *s*-го сегмента вычисляется средняя радиометрическая амплитуда $\tilde{z}_1(s)$ аналогично п. 5 алгоритма 1.

9. Всем *i*-м, *j*-м элементам матрицы Z_1 с меткой s присваивается амплитуда $\tilde{z}_1(s)$ и запоминается как $x_1^*(i,j) = \tilde{z}_1(s)$. В результате формируется матрица $X_1^* = \{x_1^*(i,j)\}$ изображения с пространственным разрешением матрицы Z_2 и температурными характеристиками первого диапазона.

Алгоритм 3 решения задачи для модели (3) заключается в следующем.

1. В результате сканирования антенной радиометра зоны обзора формируются матрицы РИ Y_q модели (1).

2. Матрицы Y_q могут подвергаться операциям восстановления с помощью оператора восстановления R_1 [4, 5]. В этом случае формируются матрицы восстановленного РИ $Z_q = R[Y_q, A]$ модели (2).

3. С помощью оптической системы получается матрица ОИ *V* модели (3).

4. Матрица *V* приводится в соответствие масштабу матриц Y_q или Z_q пересчетом значений ее элементов по формуле (4). Получается матрица *U*.

5. Матрица *U* разбивается на сегменты аналогично предыдущим алгоритмам.

6. Для каждого *s*-го сегмента матрицы *U* вычисляются средние амплитуды соответствующих элементов матриц Y_q или Z_q, которые присваиваются элементам сегментам.

7. В результате формируются матрицы $X_q^* = \{x_q^*(i,j)\}$, q = 1, 2 изображения с пространственным разрешением матрицы *U* и температурными характеристиками двух частотных диапазонов.

Замечание. Возможна другая реализация п. 4 алгоритма, а именно: матрицы Y_q или Z_q приводятся в соответствие масштабу матрицы *U* включением в их состав дополнительных строк и столбцов. Элементы дополнительных строк и столбцов вычисляются с помощью интерполяции соответствующих элементов соседних строк и столбцов. При дальнейшей обработке формируются матрицы РИ X_q^* с разрешающей способностью оптического изображения *U*.

Результаты эксперимента

Натурные испытания проводились с применением радиометра с двумя антеннами: первая антенна с шириной ДНА в 3^0 принимала сигналы в 8 мм диапазоне длин волн при наблюдении объектов на местности на расстоянии 30 м, вторая антенна – с шириной ДНА в 1^0, совмещенная с первой антенной, одновременно принимала сигналы в 3 мм диапазоне. Шаг сканирования по углу места и пропуск строк соответствовали 1^0. Шаг дискретизации – $1^0/16$. . Пропущенные строки заполнялись методом линейной интерполяции.

На рисунке 1 показано видео изображение наблюдаемого участка местности с тремя объектами в виде щитов. На рисунке 2 слева направо – изображение в матрице Y_1, соответствующее 8 мм диапазону, до и после обработки фильтром Винера. На рисунке 3 – изображение в матрице Y_2, соответствующее 3 мм диапазону, до и после обработки фильтром Винера. На рисунке 4 – тепловое изображение объектов в цвете (по трем уровням) в сегментах матрицы Y_2 и тепловое изображение в сегментах матрицы Y_1, полученные алгоритмом 1 без фильтра Винера. На рисунке 5 – тепловое изображение объектов в сегментах матрицы Z_2 и тепловое изображение объектов в матрице Y_1, полученное алгоритмом 2.

Изображение объектов на рисунках 4 и 5 справа в виде выделенных сегментов, полученные с помощью предлагаемых алгоритмов, соответствуют наилучшему раз-

решению в данном режиме обработки матриц наблюдения в сравнении с изображением объектов на рисунке 2, а амплитуды выделенных сегментов содержат информацию о температуре объектов в двух частотных диапазонах.

Рисунок 1

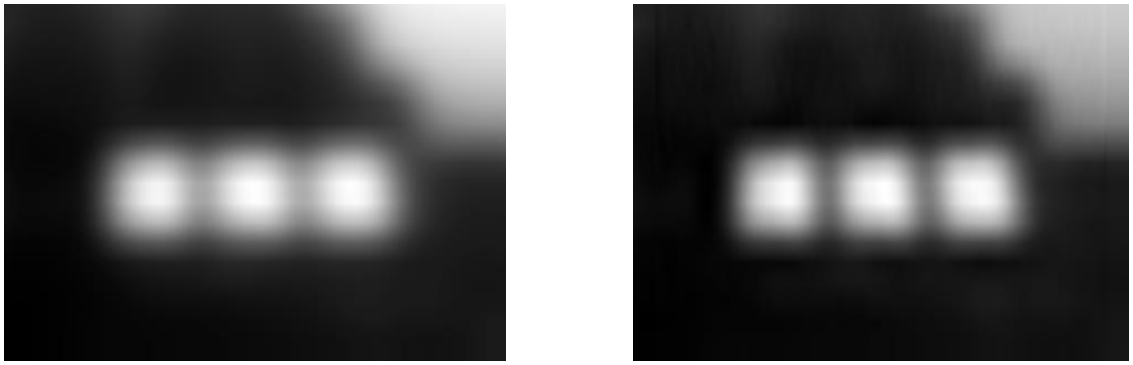


Рисунок 2

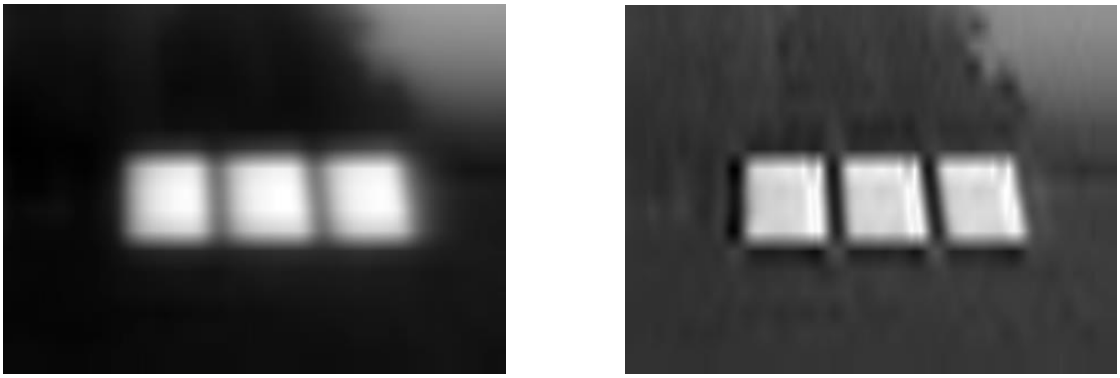


Рисунок 3

Рисунок 4

Рисунок 5

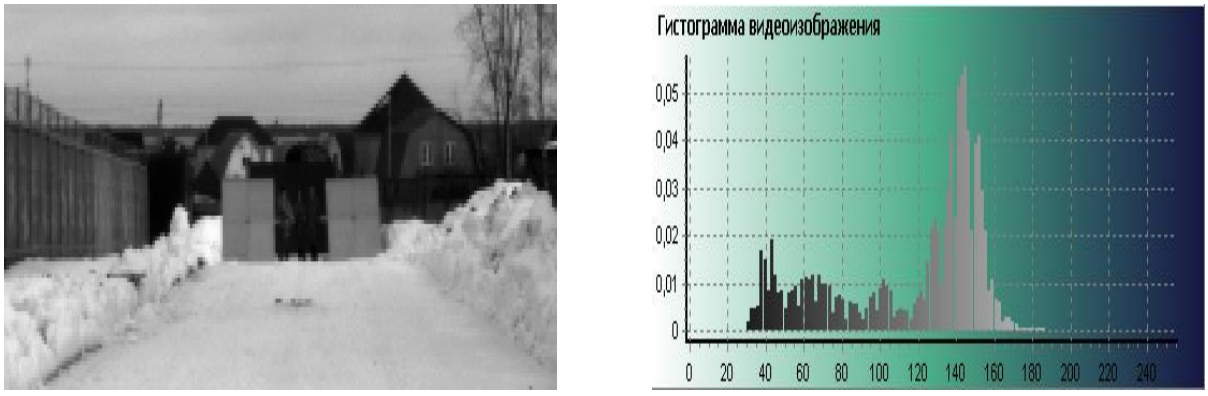


Рисунок 6

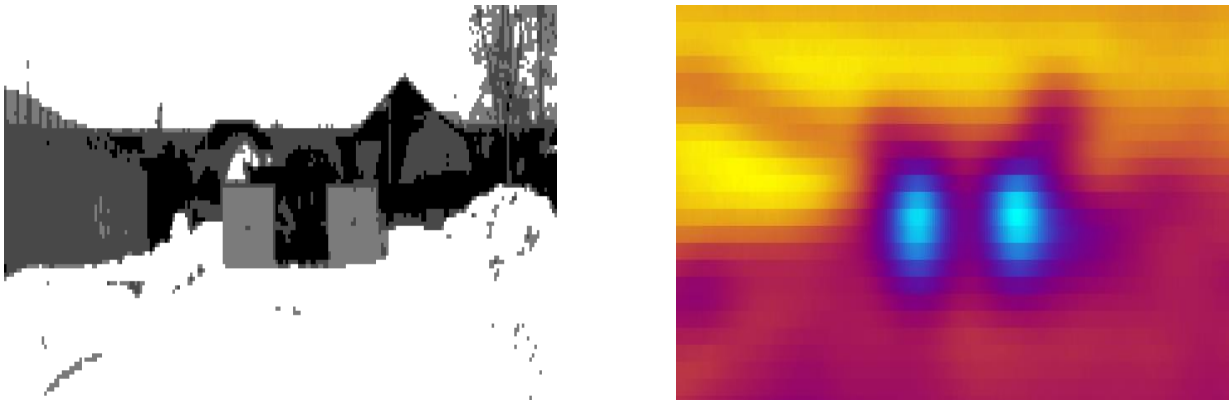


Рисунок 7

Рисунок 8

На рисунке 6 слева направо показаны видео изображение наблюдаемого участка местности, приведенное к масштабу искомого теплового изображения – матрица U и гистограмма амплитудного видео изображения, используемая для определения двух порогов при трехуровневой сегментации. На рисунке 7 – отсегментированное видео изображение и радиотепловое изображение в цвете того же участка местности – матрица Y. На рисунке 8 – радиотепловое изображение, приведенное к отсегментированному видео изображению в соответствии с алгоритмом 3. Видно более четкое тепловое изображение на рисунке 8 по сравнению с тепловым изображением на рисунке 7.

Заключение

Рассмотренные алгоритмы, в отличие от существующих алгоритмов формирования радиотепловых изображений, позволяют наблюдать тепловое изображение объектов на отсегментированных радиотепловых или видео изображениях, отвечающее радиолокационному миллиметровому диапазону длин волн, с повышенным пространственным разрешением. При этом сохраняется информация о радиояркостных температурах объектов в разных частотных диапазонах.

Алгоритмы могут быть использованы в существующих пассивных и активных радиолокационных системах наблюдения за объектами.

. Литература

1. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). М.: Сов. радио, 1964. 335 с.

2. Шарков Е.А. Радиотепловое дистанционное зондирование Земли: физические основы: в 2 т. Т. 1. М.: ИКИ РАН, 2014. 544 с.

3. Клочко В.К., Кузнецов В.П. Методы восстановления изображений и оценивания аппаратной функции по прореженной матрице наблюдений // Автометрия. 2016. Т. 52, № 56. С. 12 – 21.

4. Клочко В.К., Макарова О.Н., Гудков С.М., Кошелев А.А. Алгоритм формирования теплового изображения объектов при радиометрическом наблюдении // Цифровая обработка сигналов. 2016. № 3. С. 34 – 36.

5. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

Сведения об авторе

Гудков Сергей Михайлович, аспирант кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, область интересов – разработка алгоритмов и устройств в системах пассивной и активной радиолокации.

Электронный адрес: s.m.gudkov@yandex.ru

АНАЛИЗ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ ДИАПАЗОНА КОРОТКИХ ВОЛН

Разиньков С.Н., Фёдоров А.В.

С использованием математической модели проволочной структуры, возбуждаемой плоской монохроматической волной, исследованы направленные свойства логопериодической вибраторной антенны диапазона коротких волн с учетом электромагнитного взаимодействия между элементами. Проведен анализ закономерностей влияния электрических размеров вибраторов на диаграммы направленности каждого из них и антенны в целом.

ANALYSIS OF DIRECTIONAL PROPERTIES OF THE LOG-PERIODIC DIPOLE ANTENNA OF RANGE OF SHORT WAVES

S.N. Razin'kov, A.V.Fyodorov

With use of mathematical model of the wire structure excited by a field of simple harmonic wave directional properties of the log-periodic dipole antenna of range of short waves taking into account an electromagnetic interaction between elements are investigated. The analysis of regularities of influence of the electric sizes of vibrators on directional diagrams of each of them and the antenna in general is carried out.

В пеленгаторных постах систем мониторинга диапазона коротких волн находят применение логопериодические вибраторные антенны (ЛПВА), обладающие высокими показателями направленности и качества согласования с фидерным трактом в полосе частот [1]. Для оценки достижимых характеристик и обоснования рациональных конструкций антенн важной является задача разработки их математических моделей, устанавливающих взаимосвязь между комплексными амплитудами токов и пространственно-частотным распределением возбуждающего поля [2, 3].

В [4] с использованием интегральных уравнений Халлена относительно эквивалентных осевых токов [5] прямолинейных проводников построена модель ЛПВА диапазона коротких волн, состоящей из вертикальных штырей, с распределительной линией, расположенной вдоль земной поверхности. Вследствие постановки краевой задачи при граничных условиях для суперпозиции полей элементов [5] учтено электромагнитное взаимодействие между ними [3].

С учетом электропроводящих свойств земной поверхности, в соответствии с методом зеркальных отображений [2, 3] антенна представлялась в виде $N-$элементной линейной решетки симметричных вибраторов монотонно изменяющейся длины L_n, $n=1...N$, подключенных к двухпроводной линии с перекрещивающимися участками.

По результатам численного решения интегральных уравнений Халлена методом Крылова-Боголюбова [2] проведен анализ токов ЛПВА при возбуждении плоской монохроматической волной. Показано, что эффективно возбуждаются элементы резонансной длины и расположенные вблизи них; для других вибраторов наблюдается эффект автоматической отсечки токов, амплитуды которых не превышают (1…2)% от наибольшего значения. Соотношение длин волн, являющихся резонансными для различных элементов, равно периоду ЛПВА [4].

Цель предлагаемой работы – анализ влияния электрических размеров вибраторов на их диаграммы направленности (ДН) и направленные свойства антенны в целом.

По аналогии с [4] будем полагать, что ЛПВА расположена в плоскости YOZ де-

картовой системы координат; ее продольная ось ориентирована вдоль оси OY. Вибраторы подключаются к распределительной линии в точках $y_n = \frac{L_n - L_1}{2} ctg(\alpha)$, где α – угол раскрыва антенны [6].

Согласно [2], ДН антенны определяется выражением

$$D(\theta,\varphi) = \frac{\left|\tilde{D}(\theta,\varphi)\right|}{\max\limits_{\theta,\varphi}\left|\tilde{D}(\theta,\varphi)\right|}, \quad (1)$$

где

$$\tilde{D}(\theta,\varphi) = \lim_{r\to\infty} r\,\dot{E}^s(r,\theta,\varphi) \quad (2)$$

– угловое распределение ее поля $\dot{E}^s(r,\theta,\varphi)$ в дальней зоне [2], r,θ,φ – координаты сферической системы, центр которой совпадает с началом декартовой системы координат, заданной для расчета токов; угол θ отсчитывается от оси OZ, угол φ – от оси OX против часовой стрелки.

Используя определение поля системы параллельных вибраторов [2, 6], эквивалентные осевые токи которых при применении метода Крылова-Боголюбова представляются в виде последовательности кусочно-постоянных функций [2], получим

$$E^s(\theta,\varphi) = i30k\sin(\theta)\frac{e^{-ikr}}{r}\left(\sum_{n=1}^{N}\sum_{p=1}^{P_n}\int\limits_{z_{np}-\frac{\Delta z_n}{2}}^{z_{np}+\frac{\Delta z_n}{2}} I_{np}(z')\exp(ik\rho_{np})dz'\right), \quad (3)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, $\rho_{np} = y'_n\sin\theta\sin\varphi + z'_{np}\cos\theta$ – функция, характеризующая положение n – го элемента ЛПВА, $I_{np}(z')$ – значение тока n – го вибратора в точке z_{np}, $n = 1...N$, $p = 1...P_n$, λ – длина волны.

На рис. 1 представлены ДН 16-го и 9-го элемента 17-элементной ЛПВА при $\lambda/\lambda_{\max} = 1$, $\lambda/\lambda_{\max} = 0{,}1$ и $\lambda/\lambda_{\max} = 0{,}05$, где $\lambda_{\max}$ – максимальная рабочая длина волны.

Из анализа следует, что с уменьшением длины волны ДН электрически длинных вибраторов сужаются, в них появляются боковые лепестки. Форма их ДН изменяется достаточно сильно, но величина наводящихся на них токов невелика, так как они не входят в активную область антенны. При этом ДН коротких вибраторов по форме в диапазоне частот практически не изменяется, незначительно изменяется ширина, лишь с приближением активной области к коротким вибраторам величина наводящихся на них токов возрастает.

На рис. 2 приведены ДН первого элемента ЛПВА, обладающего наименьшей длиной, при $\lambda/\lambda_{\max} = 1$ и $\lambda/\lambda_{\max} = 0{,}05$.

На рис. 3 представлены ДН вибратора длиной L_9 на длине волны $\lambda/\lambda_{\max} = 0{,}15$ в составе ЛПВА и одиночного вибратора в свободном пространстве. Диаграмма направленности вибратора в составе антенны несколько шире, чем у аналогичного одиночного вибратора ввиду отличия распределения тока от синусоидального и за счет переотражения поля между элементами антенны [3].

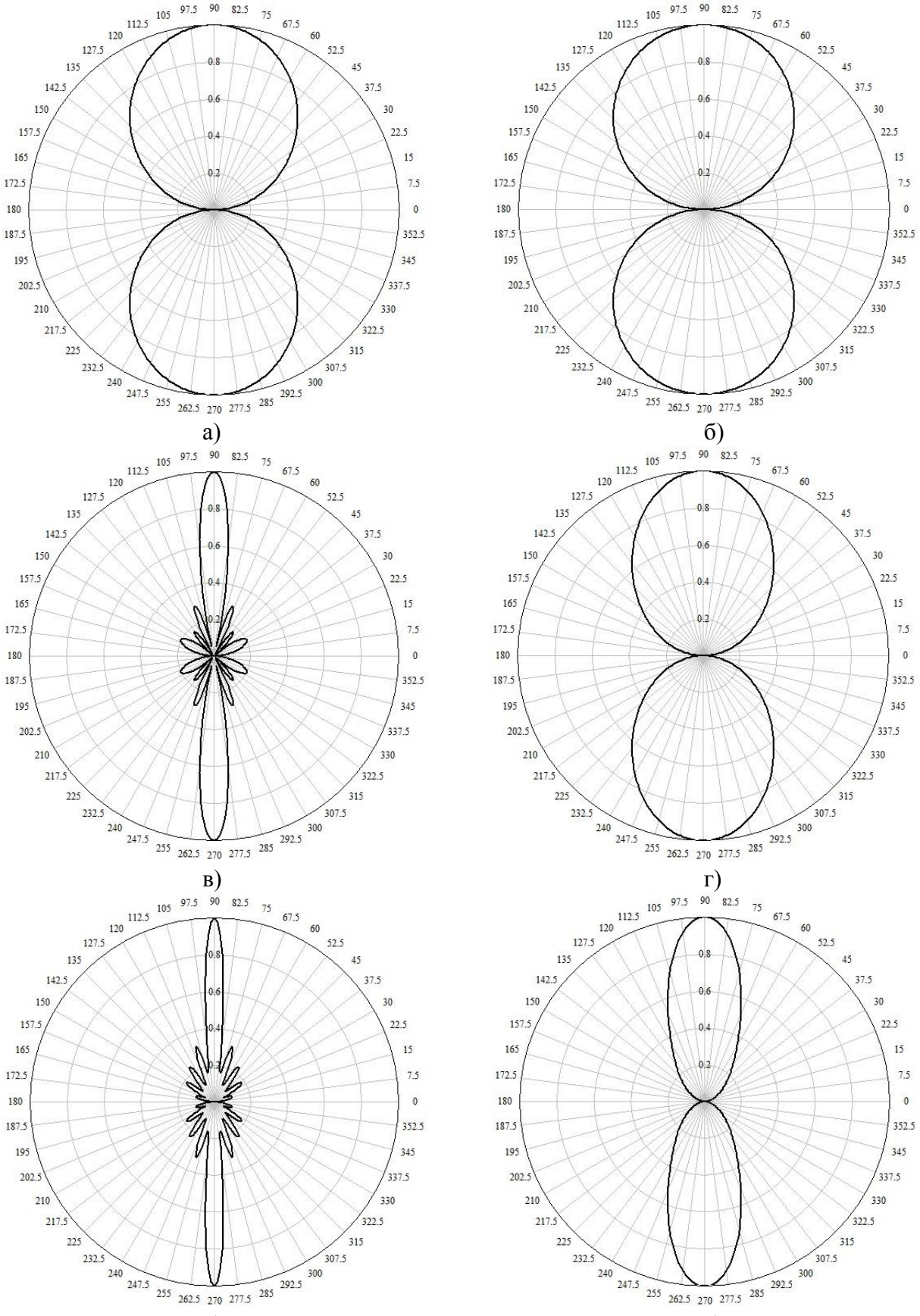
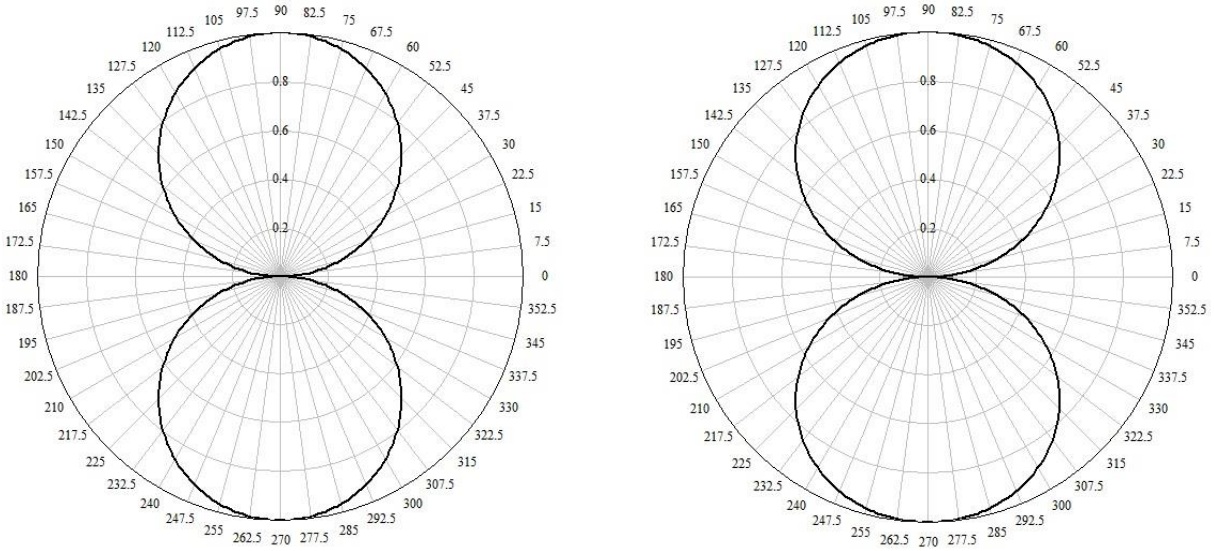
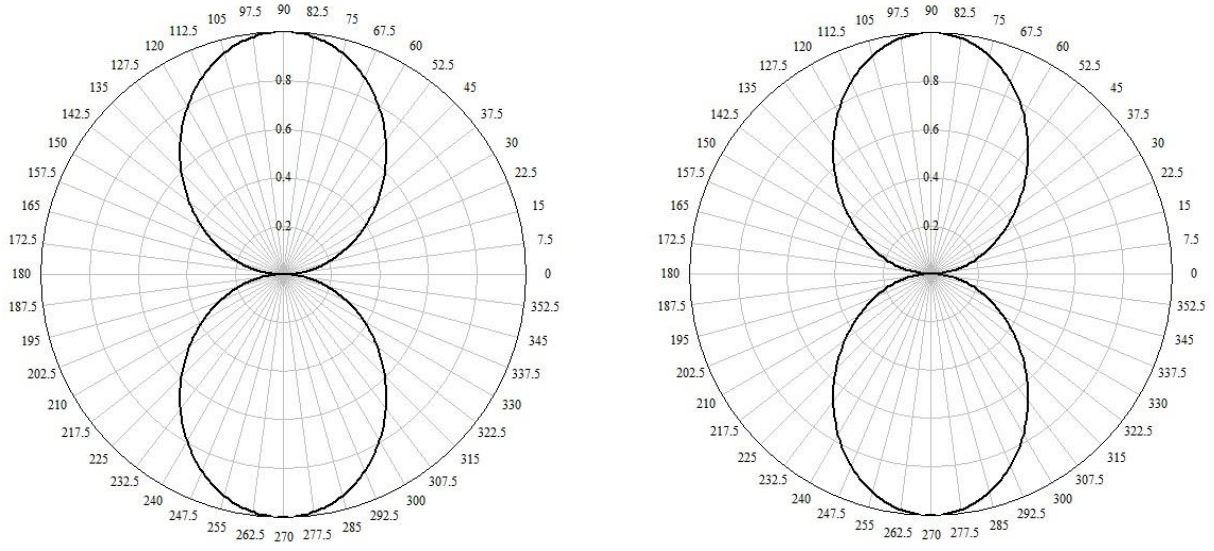


Рис. 1 – ДН вибратора длиной L_{16} (а, в, д) и L_9 (б, г, е)
при $\lambda/\lambda_{max}=1$ (а, б), $\lambda/\lambda_{max}=0{,}1$ (в, г), $\lambda/\lambda_{max}=0{,}05$ (д, е)



а) б)

Рис. 2 – ДН наименьшего элемента ЛПВА при $\lambda/\lambda_{max}=1$ (а) и $\lambda/\lambda_{max}=0{,}05$ (б)



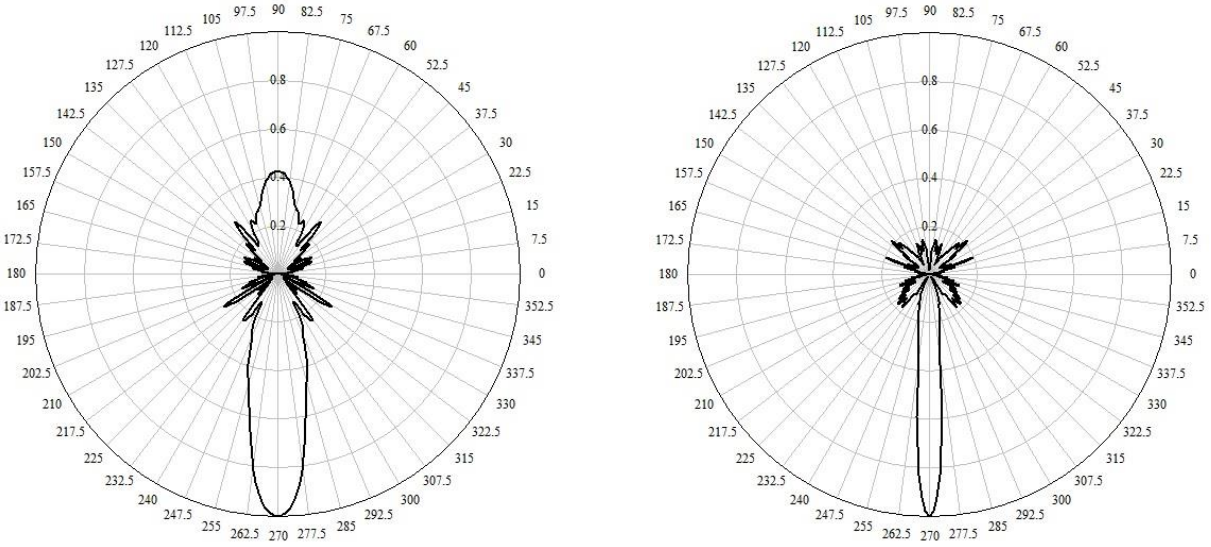
а) б)

Рис. 3 – ДН вибратора длиной L_9 в составе ЛПВА (а)
и одиночного вибратора длиной L_9 (б) при $\lambda/\lambda_{max}=0{,}15$

За счет сложения полей вибраторов формируется ДН антенны с максимумом в направлении ее вершины. При сохранении пропорции между размерами отдельных вибраторов и резонансной длины волны ДН антенны остается неизменной, ее активная зона перемещается вдоль распределительной линии [6].

На рис. 4 показаны ДН 17-элементной ЛПВА с углом раскрыва при вершине $\alpha=10°$, периодом $\tau=0{,}83$ и электрическими размерами первого вибратора на максимальной длине волны диапазона $L_1/\lambda_{max}=0{,}025$ и $a_0/\lambda_{max}=2\cdot10^{-4}$. Угол прихода волны

в горизонтальной плоскости $\varphi_0 = 3\pi/2$, в вертикальной плоскости – $\theta_0 = 3\pi/2$. Результаты получены при интервалах дискретизации вибраторов (0,1-3,4)% от длины.

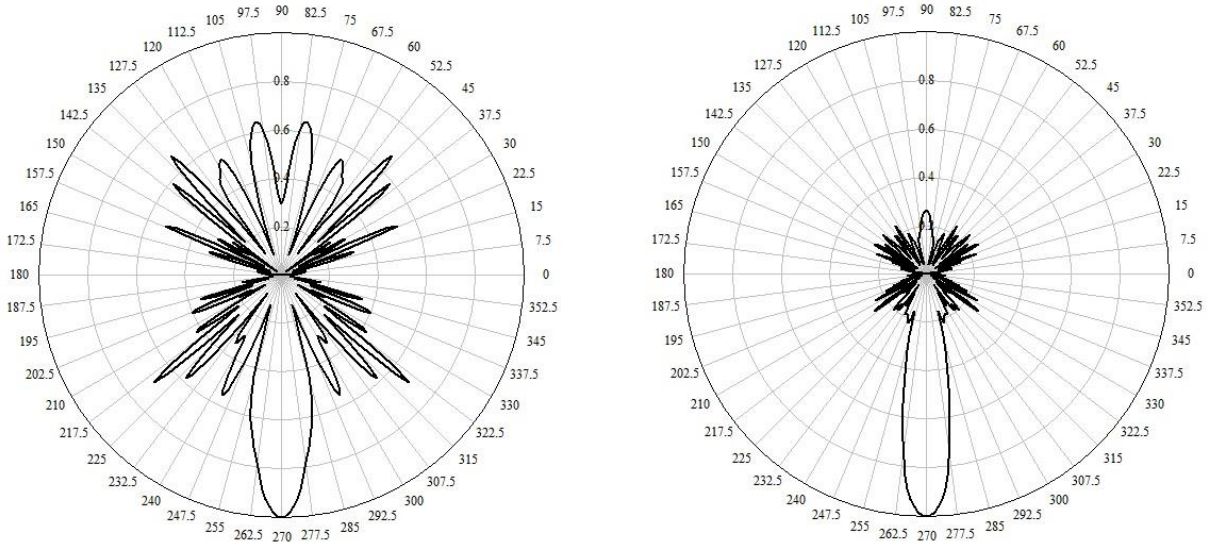


а) б)

Рис. 4 – ДН ЛПВА при $\lambda/\lambda_{max} = 0{,}1$ (а) и $\lambda/\lambda_{max} = 0{,}05$ (б).

С уменьшением периода антенны число вибраторов, входящих в активную область, уменьшается и диаграмма направленности расширяется, растет уровень боковых лепестков. При уменьшении угла раскрыва за счет увеличения межэлементных расстояний расширяются границы активной области, вследствие чего диаграмма направленности сужается.

На рис. 5 представлены ДН ЛПВА при $\lambda/\lambda_{max} = 0{,}1$ для различных значений угла раскрыва и периода.



а) б)

Рис. 5 – ДН ЛПВА при $\lambda/\lambda_{max} = 0{,}1$ для $\tau = 0{,}8$ (а) и $\alpha = 5°$ (б)

Таким образом, на основе математической модели исследованы направленные свойства ЛПВА с учетом электромагнитного взаимодействия между элементами. Проведен анализ закономерностей изменения ДН отдельных элементов и антенны в диапазоне коротких волн.

Литература

1. Вартанесян В.А. Радиоэлектронная разведка. М.: Воениздат, 1975. 255 с.
2. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн / Под ред. В.А. Неганова. М.: Радиотехника. 2009. 720 с.
3. Лавров Г.А. Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. М.: Сов. радио, 1975. 128 с.
4. Разиньков С.Н., Федоров А.В. Электродинамический анализ токов и диаграммы направленности логопериодической вибраторной антенны. – Радиотехника, 2016, №10. – С. 165-171.
5. Бриккер А.М., Зернов Н.В., Мартынова Т.Е. Рассеяние электромагнитных волн приемной антенной из нескольких связанных вибраторов. – Радиотехника, 1999, №3. – С. 18-21.
6. Петров Б.М., Костромитин Г.И., Горемыкин Е.В. Логопериодические вибраторные антенны. М.: Горячая линия – Телеком. 2005. 239 с.

Сведения об авторах

Разиньков Сергей Николаевич
(1971 г.р.)

Ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
доктор физико-математических наук (2006 г.),
старший научный сотрудник (1999 г.)
Окончил Воронежский государственный университет в 1995 г.
E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Область научных интересов: излучение и рассеяние электромагнитных волн, антенные системы вибраторного типа, численное решение краевых задач электродинамики

Фёдоров Андрей Витальевич
(1987 г.р.)

Адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
Окончил Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) в 2009 г.
E-mail: a.fyodoroff@mail.ru

Область научных интересов: математическое моделирование волновых процессов и антенных систем

АНАЛИЗ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ ЭКРАНЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРЯМОЛИНЕЙНЫМИ ГРАНИЦАМИ

Разиньков С.Н., Лукин М.Ю.

С использованием модели возбуждения бесконечно тонкого идеально проводящего экрана, ограниченного двумя параллельными прямыми линиями, суперпозицией полей элементарных магнитных вибраторов проведен анализ линейных решеток продольных и поперечных элементарных прямоугольных щелей, расположенных параллельно и перпендикулярно границам. Исследованы закономерности изменения диаграмм направленности и коэффициентов направленного действия решеток при различных электрических размерах экрана, числе антенных элементов, расстоянии между ними и удалении от границы.

THE ANALYSIS OF SLOT-HOLE ANTENNA ARRAYS ON IDEALLY CARRYING OUT SCREEN WITH PARALLEL RECTILINEAR BORDERS

Razin'kov S.N., Lukin M.Yu.

With use of model of excitement of infinitely thin ideally carrying out screen limited to two parallel straight lines, superposition of fields of elementary magnetic vibrators the analysis of linear arrays of the longitudinal and cross elementary rectangular cracks located parallel to and perpendicular to borders is carried out. Regularities of change of directional patterns and coefficients of the directed action of arrays at various electric sizes of the screen, number of antenna elements, distance between them and removal from border are investigated.

Вследствие малых массогабаритных характеристик и встроенных конструкций щелевые антенные решетки находят широкое применение в бортовых радиоэлектронных комплексах летательных аппаратов [1-3].

Согласно [1, 2], в диапазонах рабочих частот щелевых антенн поверхности широкого класса воздушных носителей, предназначенные для их размещения (фюзеляж, крылья и т.д.), могут быть представлены бесконечно протяженными в одном направлении плоскими экранами.

В предлагаемой работе с использованием модели возбуждения бесконечно тонкого идеально проводящей полосы, ограниченной двумя параллельными линиями суперпозицией полей элементарных магнитных вибраторов проведен анализ линейных решеток продольных и поперечных элементарных прямоугольных щелей, расположенных параллельно и перпендикулярно границам.

Для задания границ полосы и местоположения антенных элементов введем декартову систему координат $XOYZ$, для определения диаграмм направленности (ДН) и коэффициентов направленного действия (КНД) решеток – сферическую систему координат, начало которой совпадает с точкой O; углы в вертикальной и горизонтальной плоскостях обозначим θ и φ соответственно.

Будем полагать, что экран расположен в плоскости $z = 0$, является бесконечно протяженным по оси Oy и ограничен линиями $x = \pm a$ по оси Ox.

Решетки выполнены из N элементарных односторонних прямоугольных щелей, размещенных со стороны верхнего полупространства ($z \geq 0$) равномерно с шагом d вдоль оси Oy на расстоянии $x = x_0$ от центра полосы (варианты № 1 и № 2) или вдоль оси Ox (варианты № 3 и № 4). Для вариантов № 1 и № 3 широкие стенки щелей параллельны, а для вариантов № 2 и № 4 – перпендикулярны краям полосы, как показано на рис. 1.

По аналогии с [4-7] для нахождения характеристик решетки используем прин-

цип эквивалентности [2], согласно которому электрическое поле односторонней продольной щели представляется полем элементарного магнитного вибратора, лежащего на полосе. Токи полосы удовлетворяют системе интегральных уравнений Фредгольма первого рода [4], полученной при граничных условиях для задачи излучения элементарного электрического вибратора на циклической частоте ω_0 в щели, образованной двумя идеально проводящими полуплоскостями, с шириной $2a$.

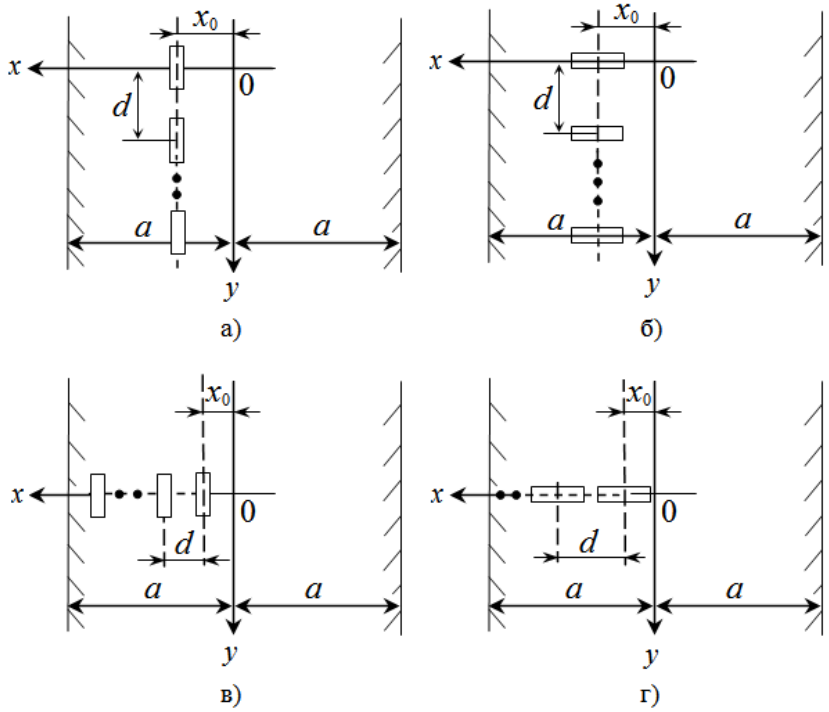


Рисунок 1 – Варианты конструкций щелевых антенных решеток на экране (а – №1, б – №2, в – №3, г – №4)

Комплексная ДН эквидистантной решетки определяется выражением [2]

$$\dot{D}(\theta,\varphi)=\sum_{n=1}^{N}\dot{I}_n^{*}f_n(\theta,\varphi), \tag{1}$$

где $\dot{I}_n$ – амплитудно-фазовое распределение тока,

$$f_n(\theta,\varphi)=\tilde{D}_n(\theta,\varphi)\cdot\exp\left\{-j\frac{\omega_0}{c}\sin\theta\left(x_0\sin\varphi+(n-1)d\cos\varphi\right)\right\}\cdot\begin{cases}\sin\varphi & -\text{№1},\\ \cos\varphi & -\text{№2},\end{cases}$$
$$f_n(\theta,\varphi)=\tilde{D}_n(\theta,\varphi)\cdot\exp\left\{-j\frac{\omega_0}{c}\sin\theta\left((x_0+(n-1)d)\sin\varphi\right)\right\}\cdot\begin{cases}\sin\varphi & -\text{№3},\\ \cos\varphi & -\text{№4},\end{cases} \tag{2}$$

– парциальная ДН $n-$го антенного элемента ($n=1\ldots N$), $\tilde{D}_n(\theta,\varphi)$ – дифракционный множитель [4], характеризующий искажение тока $\dot{I}_n$ при дифракции облучающего поля на несущей поверхности, c – скорость света, * – знак комплексного сопряжения.

Для щелевой решетки на бесконечно протяженной по оси Oy идеально проводящем экране с двумя прямолинейными границами этот множитель имеет вид [6]

$$\tilde{D}_n(\theta,\varphi)=\begin{cases} D_{1n}(\theta,\varphi) & \text{при } z\ge 0, \\ D_{2n}(\theta,\varphi) & \text{при } z<0, \end{cases} \tag{3}$$

где

$$D_{1n}(\theta,\varphi)=2-T_{1n}(\theta,\varphi)-T_{2n}(\theta,\varphi)-\frac{T_{3n}(\theta,\varphi)+T_{4n}(\theta,\varphi)-T_{5n}(\theta,\varphi)-T_{6n}(\theta,\varphi)}{1+\alpha(\theta,\varphi)}, \tag{4}$$

$$D_{2n}(\theta,\varphi)=-T_{1n}(\theta,\varphi)-T_{2n}(\theta,\varphi)-\frac{T_{3n}(\theta,\varphi)+T_{4n}(\theta,\varphi)-T_{5n}(\theta,\varphi)-T_{6n}(\theta,\varphi)}{1+\alpha(\theta,\varphi)}. \tag{5}$$

Входящие в (4) и (5) коэффициенты

$$T_{1[2]n}(\theta,\varphi)=\Phi\left(\sqrt{j\frac{\omega_0}{c}h_{1[2]n}(\theta,\varphi)}\right) \tag{6}$$

характеризуют токи, текущие к краям полосы, коэффициенты

$$T_{3[4]n}(\theta,\varphi)=\exp\left(-j\frac{\omega_0}{c}h_{1[2]n}(\theta,\varphi)\right)\Phi\left(\sqrt{j\frac{\omega_0}{c}g_{2[1]n}(\theta,\varphi)}\right)w_{1[2]n}(\theta,\varphi) \tag{7}$$

– токи, отраженные от ее ребер $(y=\pm a)$, коэффициенты

$$\begin{aligned} T_{5[6]n}(\theta,\varphi)&=\exp\left(-j\frac{\omega_0}{c}\left(g_{2[1]n}(\theta,\varphi)+h_{1[2]n}(\theta,\varphi)\right)\right)\times \\ &\times\Phi\left(\sqrt{j\frac{\omega_0}{c}g_{1[2]n}(\theta,\varphi)}\right)w_{0n}(\theta,\varphi)w_{1[2]n}(\theta,\varphi) \end{aligned} \tag{8}$$

– токи, затекающие через кромки с учетом ослабления, заданного коэффициентами (6);

$$\alpha(\theta,\varphi)=\exp\left(j\frac{4\omega_0}{c}a\sin\beta\right)\Phi\left(\sqrt{j\frac{4\omega_0}{c}a\sin\beta}\right), \tag{9}$$

$$h_{vn}(\theta,\varphi)=\left[a+(-1)^v x_0\right]f_v(\theta,\varphi), \tag{10}$$

$$g_{vn}(\theta,\varphi)=2a\,f_v(\theta,\varphi), \tag{11}$$

– эффективные расстояния, характеризующие фазовые набеги токов, создаваемых n–м ($n=1\ldots N$) элементом и отраженных от края экрана соответственно,

$$w_{qn}(\theta,\varphi)=\exp\left(-j\frac{\omega_0}{c}s_{qn}(\theta,\varphi)\right)\Phi\left(\sqrt{j\frac{\omega_0}{c}s_{qn}(\theta,\varphi)}\right), \quad q=0,\,1,\,2, \tag{12}$$

– нормированное распределение токов, наводимых на экране n–м ($n=1\ldots N$) элементом $(q=0)$ и отраженных от края $(q=1,\,2)$;

$$f_v(\theta,\varphi)=\sin\beta+(-1)^{v-1}\sin\theta\cdot\begin{cases}\sin\ \varphi\\ \cos\ \varphi\end{cases},\ v=1,\ 2,\quad\begin{matrix}-\text{№1, №3}\\ -\text{№2, №4}\end{matrix} \tag{13}$$

$$s_{qn}(\theta,\varphi)=\begin{cases}4a\sin\beta & \text{при}\quad q=0,\\ 2\left[a+(-1)^q(n-1)d\right]\sin\beta & \text{при}\quad q=1,2,\end{cases} \tag{14}$$

– аргументы нормированного распределения токов (12), учитывающие краевые эффекты возбуждения экрана [4], $\Phi(...)$ – интеграл Френеля [8],

$$\sin^2\beta=\cos^2\theta+\sin^2\theta\cdot\begin{cases}\sin^2\ \varphi & -\text{№1, №3,}\\ \cos^2\ \varphi & -\text{№2, №4.}\end{cases} \tag{15}$$

На рис. 2 приведены ДН $D(\varphi)\equiv\left|\dot{D}(\theta=\pi/2,\varphi)\right|$ решеток (вариант № 1) из 6 (пунктирная линия) и 14 щелей (сплошная линия) с нормированным шагом $\omega_0 d/2\pi c=0{,}5$, расположенных по центру экрана ($x_0=0$) с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c=0{,}5$. На рис. 3 представлены зависимости ширины $\Delta\varphi_0$ главного лепестка ДН $D(\varphi)$ от числа антенных элементов и расстояния между ними.

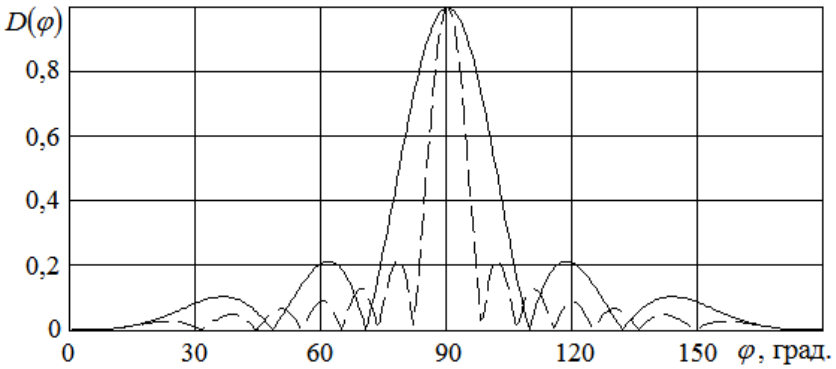


Рисунок 2 –ДН $D(\varphi)$ щелевых решеток из 6 (пунктирная линия) и 14 элементов (сплошная линия) на экране

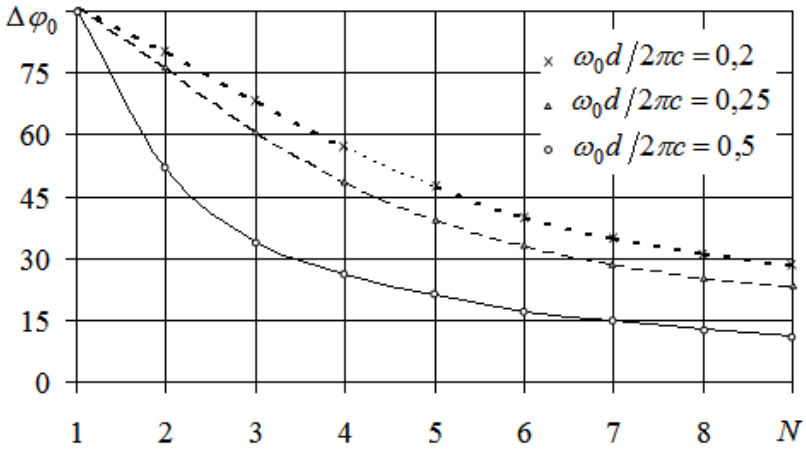


Рисунок 3 – Зависимости ширины ДН $\Delta\varphi_0$ решетки (вариант № 1) от числа элементов при фиксированном расстоянии между ними

Из полученных результатов следует, что при $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}2\ldots0{,}5$ с увеличением числа излучателей ширина ДН снижается тем быстрее, чем больше шаг решетки. Для системы из 3 элементов значение $\Delta\varphi_0$ при $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}2$ превосходит ширину ДН при $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}5$ примерно в 2 раза; при $N = 9$ различие $\Delta\varphi_0$ увеличивается до 2,5 раз.

Из определения [2], с учетом (1) – (15) проведен расчет КНД решеток на экране

$$G(\theta,\varphi) = \frac{\sum_{n=1}^{N}\sum_{p=1}^{N} I_n^* \mathbf{C}_{np}(\theta,\varphi)\, I_p}{\frac{1}{4\pi}\sum_{n=1}^{N}\sum_{p=1}^{N} I_n^* \mathbf{S}_{np}\, I_p}, \tag{16}$$

где

$$\mathbf{C}_{np}(\theta,\varphi) = f_n(\theta,\varphi)\times f_p(\theta,\varphi), \tag{17}$$

– элементы матрицы размером $N\times N$, характеризующие электромагнитное взаимодействие $n-$го и $p-$го ($n, p = 1\ldots N$) антенных элементов,

$$\mathbf{S}_{np} = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} f_n(\theta,\varphi)\, f_p(\theta,\varphi)\sin\theta\, d\theta\, d\varphi \tag{18}$$

– элементы матрицы, характеризующие мощность изотропного излучения гипотетической антенной системы, по уровню которой оценивается мощность, излучаемая исследуемой решеткой [2].

На рис. 4 приведены зависимости КНД решетки $G(\theta_0,\varphi_0)$ в направлении максимума ДН $(\theta_0,\varphi_0) = \arg\max_{\theta,\varphi}\left|D(\theta,\varphi)\right|$ от числа антенных элементов при фиксированном расстоянии между ними. При $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}2\ldots0{,}5$ с увеличением N наблюдается практически монотонное повышение КНД решетки; для системы из 9 элементов за счет возрастания $\omega_0 d/2\pi c$ с 0,2 до 0,5 КНД увеличивается в 2,3 раз.

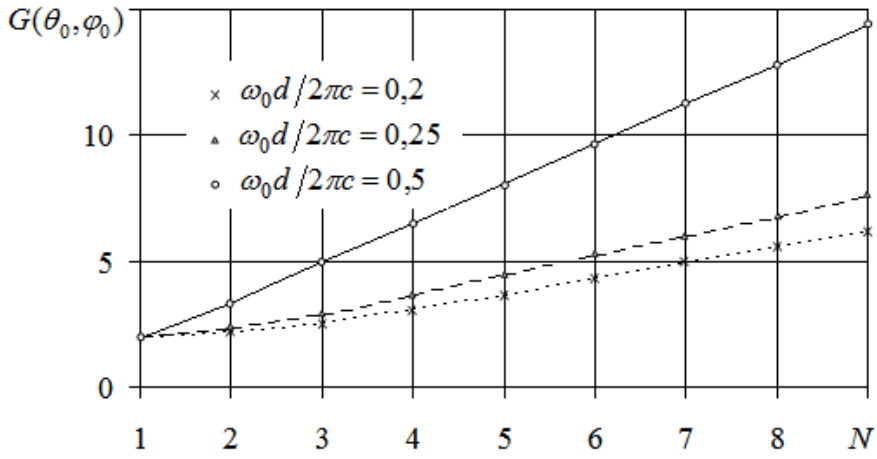


Рисунок 4 – Зависимости КНД $G(\theta_0,\varphi_0)$ решетки (вариант № 1) в направлении максимума ДН от числа элементов при фиксированном расстоянии между ними

На рис. 5 приведены ДН $D(\theta) = \left|\dot{D}(\theta,\varphi=\pi/2)\right|$ решетки из 5 элементов с нормированным шагом $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}5$ на экране с относительной полушириной $\omega_0\, a/2\pi\, c = 0{,}5$

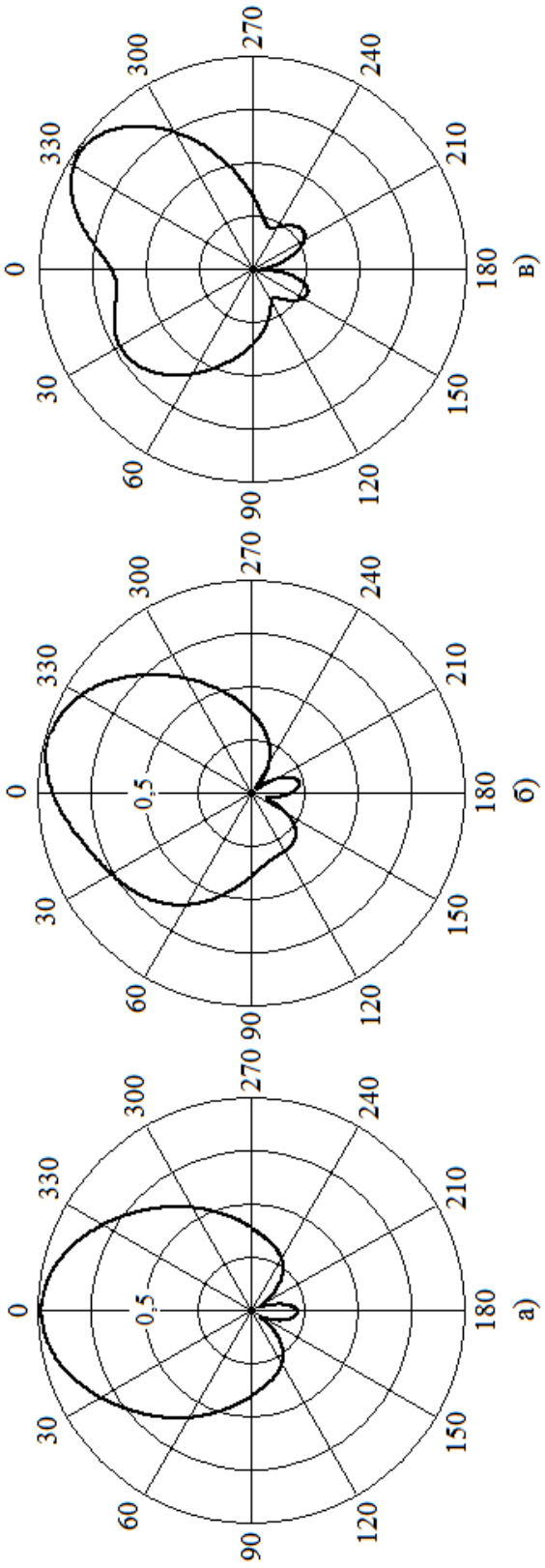


Рисунок 5 – ДН решетки $D(\theta)$ из 5 элементов, расположенной на экране полушириной $\omega_0 a/2\pi c$=0,5 вдоль центральной продольной оси (а) и при смещении на $x_0 a/2\pi c$=0,1 (б) и $x_0 a/2\pi c$=0,3

при $\omega_0 x_0/2\pi c = 0$ (а), $\omega_0 x_0/2\pi c = 0{,}1$ (б) и $\omega_0 x_0/2\pi c = 0{,}3$ (в).

С увеличением смещения относительно продольной оси прослеживается тенденция возрастания асимметрии формы ДН, обусловленное дифракцией поля на полосе. При увеличении x_0 от 0 до $0{,}1\,\omega_0/2\pi c$ направлении максимума ДН смещается на 15° уровень излучения в нижнем полупространстве повышается на 1,3 дБ; дальнейшее смещение решетки к одному из краев полосы способствует дополнительному отклонению максимума ДН на 20° и расщеплению ее заднего лепестка при возрастании уровня боковых лепестков на 2,7 дБ.

Путем сравнения ДН решеток на полосе и бесконечно протяженной плоскости, которые находятся при $\tilde{D}_n(\theta,\varphi) \equiv 1$, установлено, что влияние полосы снижается по мере увеличения угла θ. Для компенсации излучения в нижнем полупространстве при $\omega_0 x_0/2\pi c = 0$ полуширина экрана должна превышать $3\,\omega_0/2\pi c$. При этом его влияние носит немонотонный характер; с увеличением полуширины $\omega_0 a/2\pi c$ с 0,5 до 0,6 задний лепесток ДН $D(\theta)$ возрастает в 1,15 раз, а ширина ДН в сечении угла места – в 1,25 раз.

На рис. 6 приведены зависимости КНД $G(\theta_0,\varphi_0)$ решетки (вариант № 2) на полосе с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c = 0{,}5$ в направлении максимума ДН от числа антенных элементов при фиксированном расстоянии между ними.

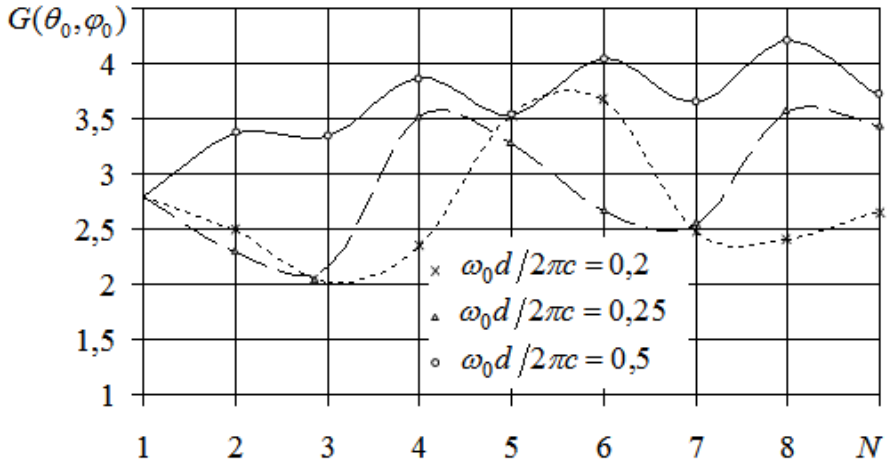


Рисунок 6 – Зависимости КНД $G(\theta_0, \varphi_0)$ решетки (вариант № 1) в направлении максимума ДН от числа элементов при фиксированном расстоянии между ними

Согласно полученным результатам, при $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}2\ldots0{,}5$ зависимость КНД решетки от числа элементов носит немонотонный характер. Он обусловлен изменением угловых положений главных лучей ДН при различных N с поправками, вносимыми дифракционным множителем (3). С увеличением $\omega_0 d/2\pi c$ от 0,2 до 0,5 КНД 6 элементной решетки возрастает в 1,1 раз, а при увеличении до 0,25 снижается в 1,38 раз. Для $N = 5\ldots9$ его величина на 4,2…5,9 дБ меньше КНД щелевой решетки на бесконечно протяженной плоскости ввиду расширения ДН в угломестной плоскости в 1,1…3,6 раз.

На рис. 7 приведены ДН $D(\varphi) \equiv D(\theta = \pi/2, \varphi)$ решеток (вариант № 3) из 3 (сплошная линия), 5 (штриховая линия) и 7 щелей (пунктирная линия) с нормированным шагом $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}5$, расположенных на экране с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c = 5$.

На рис. 8 представлены ДН $D(\theta)=D(\theta,\varphi=\pi/2)$ указанных решеток при полуширине полосы $\omega_0 a/2\pi c=3{,}5$ (а) и $\omega_0 a/2\pi c=10$ (б).

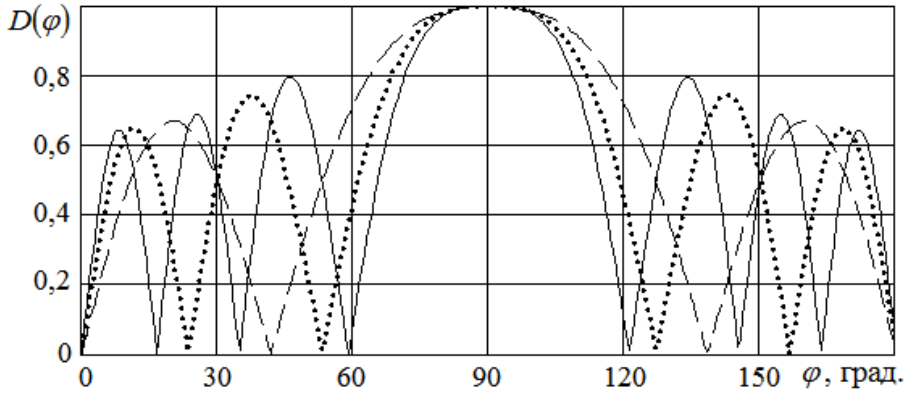
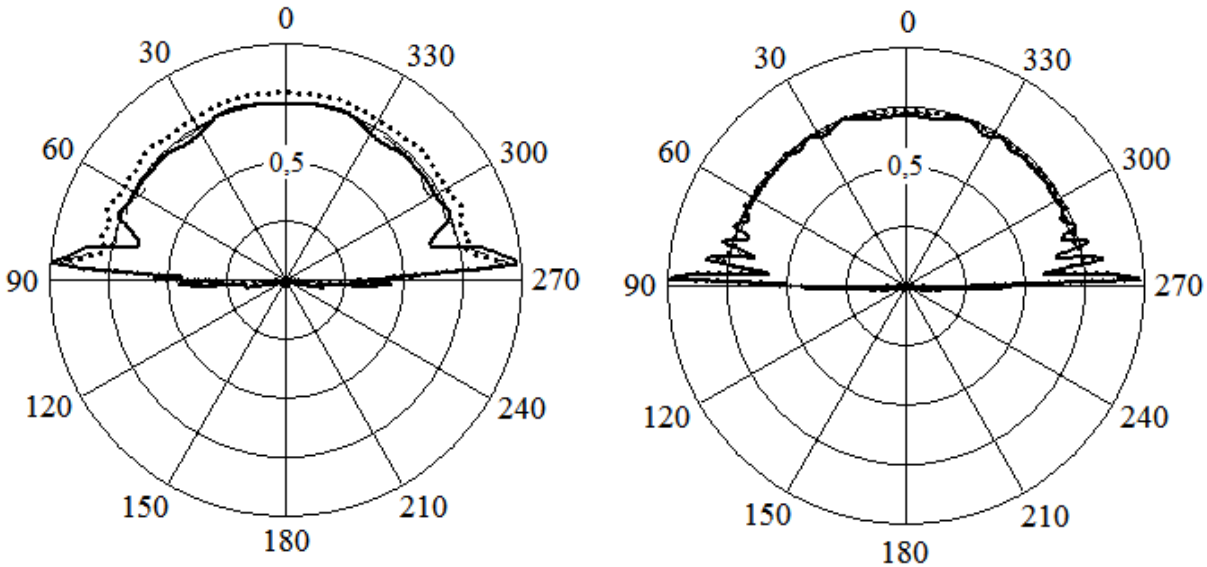


Рисунок 7 –ДН $D(\varphi)$ решеток (вариант №3) из 3 (сплошная линия), 5 (штриховая линия) и 7 (пунктирная линия) элементов на полосе с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c=5$

Из полученных результатов следует, что при отношении $\omega_0 a/2\pi c$, превышающем нормированную длину решетки $\omega_0(N-1)d/2\pi c$ в более чем в 1,2 раз, уровень заднего лепестка ДН не превосходит 0,01. Максимумы излучения распределяются вблизи плоскости $z=0$ за счет обрыва распределения токов, наводимых элементами решетки, от краев и отражений от ребер полосы. При $\omega_0 a/2\pi c=10$ экранирующее влияние полосы практически полностью компенсирует излучение в области $z\le 0$.



а) б)

Рисунок 8 –ДН $D(\theta)$ решеток (вариант №3) из 3 (сплошная линия), 5 (штриховая линия) и 7 (пунктирная линия) элементов на полосе с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c=3{,}5$(а) и $\omega_0 a/2\pi c=10$(б)

На рис. 9 приведены зависимости $G(\theta_0,\varphi_0)$ КНД решетки (вариант № 3) на полосе с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c=5$ в направлении максимума ДН от числа

антенных элементов при фиксированном расстоянии между ними.

Полученные зависимости по аналогии с зависимостями для решетки (вариант № 2) носят немонотонный характер, вследствие изменения пространственной ориентации главных лучей ДН при различном значении N .

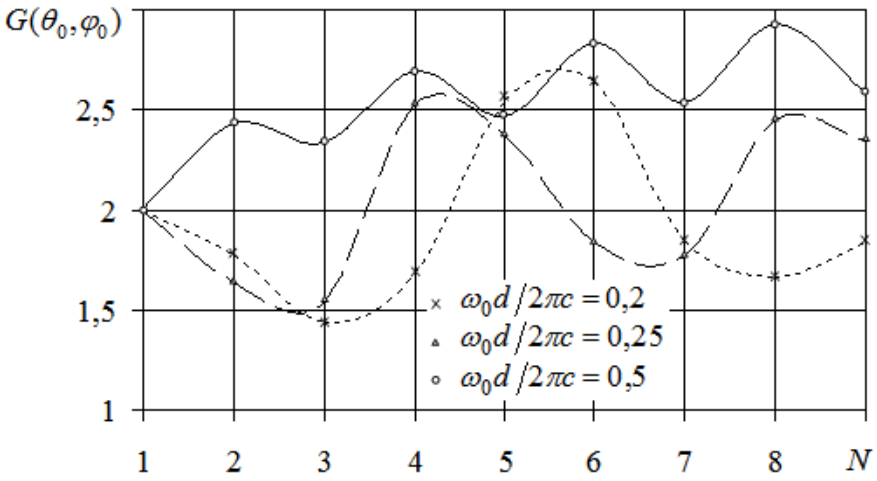


Рисунок 9 – Зависимости КНД решетки (вариант № 3) на полосе с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c = 5$ от числа антенных элементов

На рис. 10 приведены зависимости КНД $G(\theta_0, \varphi_0)$ решетки (вариант № 4) в направлении максимума ДН от числа антенных элементов при фиксированном расстоянии между ними.

При $\omega_0 d/2\pi c = 0{,}2\ldots0{,}5$ с увеличением N наблюдается практически монотонное повышение КНД решетки; для системы из 9 элементов за счет возрастания $\omega_0 d/2\pi c$ с 0,2 до 0,5 КНД увеличивается в 2,34 раз.

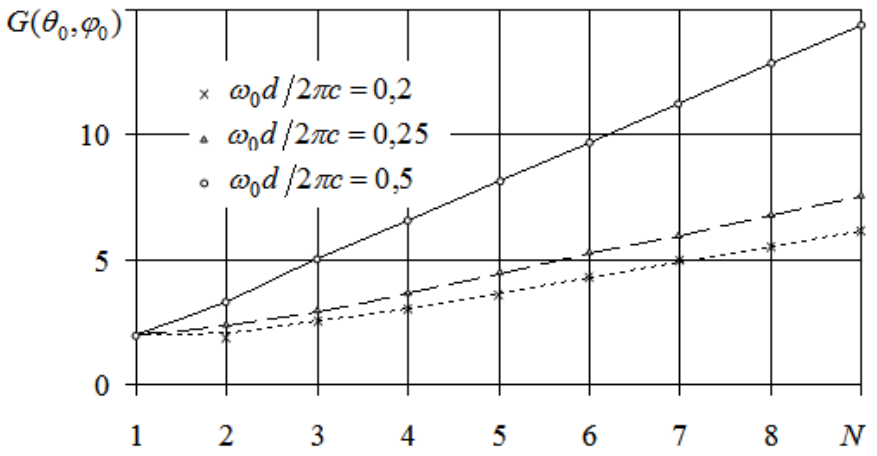


Рисунок 10 – Зависимости КНД решетки (вариант № 4) на полосе с относительной полушириной $\omega_0 a/2\pi c = 5$ от числа антенных элементов

Установлено, что за счет увеличения ширины полосы от $\omega_0 a/2\pi c = 5{,}2$ до $\omega_0 a/2\pi c = 9{,}4$ ее экранирующее влияние на решетку, размещенную вдоль центральной продольной оси, монотонно возрастает; уровень ДН в секторе углов $\varphi = (70...85)^\circ$ по-

вышается в 1,15…1,3 раз, а при $\varphi = 60^\circ$ не превышает 0,45 от максимального значения. При смещении решетки на $\omega_0 x_0 / 2\pi c = 0{,}2\ldots0{,}25$ ее КНД в секторе углов $\varphi = (70...85)^\circ$ снижается на $(25...35)\%$, с увеличением ширины полосы в 1,2…1,3 раз его величина в направлении $\varphi = 60^\circ$ снижается на 1,1…1,2 раз. Для монотонного возрастания направленных свойств от N требуется использовать решетки из продольных щелей; при этом размеры экрана и пространственная ориентация решетки влияют только на распределение показателей направленности в плоскости угла места.

Литература

1. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / Под ред. Л.Т. Тучкова. – М.: Радио и связь, 1985. – 236с.

2. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.

3. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. – М.: Сов. радио, 1967. – 416с.

4. Пименов Ю.В., Простаков Е.И. Излучение элементарного щелевого вибратора, расположенного на идеально проводящей полосе. – Радиотехника и электроника, 1983. – Т. 28. – № 8.– С. 1655-1658.

5. Пименов Ю.В., Простаков Е.И. Излучение элементарного электрического вибратора, расположенного у идеально проводящей полосы параллельно ее ребру. – Радиотехника и электроника, 1986. – Т. 31. – № 12.– С. 2319-2323.

6. Разиньков С.Н. Диаграмма направленности линейной решетки вертикальных вибраторов, расположенной на идеально проводящей полуплоскости. – Физика и технические приложения волновых процессов, 2007. – Т. 10. – № 1. – С. 61-65.

7. Разиньков С.Н. Диаграмма направленности линейной решетки вертикальных вибраторов с дисками на вершинах, расположенной перпендикулярно ребру идеально проводящей полосы. – Радиотехника, 2007. – № 4. – С. 22-26.

8. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. – М.: Наука, 1979. – 831 с.

Сведения об авторах

Разиньков Сергей Николаевич (1971 г. р.) – ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), доктор физико-математических наук (2006 г.), старший научный сотрудник (1999 г.). Окончил Воронежский государственный университет в 1995 г.

Область научных интересов: физика волновых процессов, численные методы решения задач электродинамики, анализ и синтез антенных систем

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Лукин Максим Юрьевич (1991 г. р.) – адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж). Окончил Военный авиационный инженерный университет в 2013 г.

Область научных интересов: математическое моделирование волновых процессов и антенн, алгоритмы обработки сигналов и полей

E-mail: bonvian81@mail.ru

АНАЛИЗ РАССЕЯНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ НА РАЗОМКНУТОМ ТРУБЧАТОМ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ КОЛЬЦЕ

Разиньков С.Н., Разинькова О.Э.

На основе численного решения интегро-дифференциальных уравнений с пространственно-временными операторами для эквивалентного осевого распределения тока и заряда проведен анализ вторичного излучения радиоимпульсов разомкнутым тонким идеально проводящим трубчатым кольцом. Исследованы зависимости энергетической диаграммы рассеяния кольца от его электрических размеров, аналитических свойств огибающих и частотно-временных параметров облучающих сигналов.

THE ANALYSIS OF SCATTER OF RADIO IMPULSES BY OPENED IDEALLY CARRYING OUT RING

Razin'kov S.N., Razin'kova O.E.

On the basis of the numerical solution of integrated-differential equations with existential operators for equivalent axial distribution of current and a charge the analysis of secondary radiation of radio impulses by the opened thin ideally carrying out tubular ring is carried out. Dependences of the power chart of dispersion of a ring on its electric sizes, type and parameters of irradiating signals are investigated.

Идеально проводящие кольца с разрывами поверхностей являются базовыми компонентами для создания искусственных метаматериалов с анизотропными отражательными свойствами [1, 2]. Среда, в которую внедрены периодические структуры указанных элементов, характеризуется отрицательным коэффициентом преломления вследствие одновременно отрицательных значений ее диэлектрической и магнитной проницаемости [3].

В предлагаемой работе на основе численного решения интегро-дифференциальных уравнений (ИДУ) относительно эквивалентного пространственно-временного осевого распределения тока и заряда исследовано вторичное излучение радиоимпульсов с прямоугольной и гауссовской огибающими разомкнутым кольцом из трубки малого электрического радиуса поперечного сечения с бесконечно тонкими идеально проводящими стенками.

Цель работы – анализ зависимостей энергетической диаграммы рассеяния (ДР) объекта [4] от его электрических размеров, аналитических свойств огибающих и частотно-временных параметров облучающих сигналов.

Будем полагать, что кольцо расположено в плоскости $z = 0$ цилиндрической системы координат (ρ, φ, z), ось Oz проходит через его центр, края разрыва поверхности равноудалены от направления $\varphi = 0$. Радиус кольца, измеряемый как расстояние от точки O до центральной продольной оси трубки, обозначим R_0, радиус трубки – a_0, угловую ширину разрыва – 2Δ, подразумевая, что $a_0 << R_0$, $\Delta < 2\pi$. Пространственный фронт облучающего радиоимпульса является плоским; вектор электрического поля лежит в плоскости, проходящей через вектор, характеризующий направление на источник сигнала φ_0, и ось, ортогональную Oz.

При длительности радиоимпульса $\tau >> a_0/c$, где c – скорость света, поверхностному току кольца в каждый момент времени t сопоставим эквивалентный ток $\dot{I}(\varphi, t)$ нитевидного источника, удовлетворяющий граничным условиям $\dot{I}(\pm\Delta, t) = 0$; поверхностный заряд представим распределением его удельной плотности $\dot{q}(\varphi, t)$ на окружности радиуса R_0 в секторе углов $\varphi \in [-\Delta; \Delta]$. Амплитуды реальных и эквивалентных токов и за-

рядов, как показано в [5], отличаются на малую величину порядка $O\left(a_0^2\right)$.

Энергетическая ДР объекта определяется выражением [4]

$$D(\varphi, \varphi_0) = \frac{\chi(\varphi, \varphi_0)}{\max\limits_{\varphi} \chi(\varphi, \varphi_0)}, \tag{1}$$

где

$$\chi(\varphi, \varphi_0) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \chi_t(\varphi, t; \varphi_0) dt \tag{2}$$

– угловая зависимость плотности потока энергии отраженного поля,

$$\chi_t(\varphi, t; \varphi_0) = \frac{4\pi}{W_0} \lim_{r\to\infty} r^2 \left|\dot{E}(r, \varphi, t; \varphi_0)\right|^2 \tag{3}$$

– угло-временное распределение плотности потока рассеиваемой в пространстве энергии, $\dot{E}(r, \varphi, t; \varphi_0)$ – комплексная амплитуда рассеянного поля, W_0 – волновое сопротивление свободного пространства [6], r – расстояние от начала системы координат до точки наблюдения.

Для кольца зависимость $\left|\dot{E}(r, \varphi, t; \varphi_0)\right|^2$ находится как сумма квадратов азимутальной и радиальной составляющих рассеянного поля, выражения для расчета которых по распределению токов объекта приведены в [6].

Касательная составляющая облучающего прямоугольного радиоимпульса на поверхности рассеивателя имеет вид

$$\dot{E}^i_{tg}(\varphi, t; \varphi_0) = \begin{cases} E_0 \cos\left(\omega_0\left(t - \dfrac{R_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}{c}\right) + \psi_0\right) & \text{при } -\dfrac{\tau}{2} \le t \le \dfrac{\tau}{2}; \\ 0 & \text{при } t < -\dfrac{\tau}{2}, t > \dfrac{\tau}{2}, \end{cases} \tag{4}$$

где E_0, ω_0 и ψ_0 – амплитуда, циклическая частота несущей и начальная фаза импульса; текущее значение тангенциальной проекции напряженности поля радиоимпульса с гауссовской огибающей определяется выражением

$$\dot{E}^i_{tg}(\varphi, t; \varphi_0) = E_0 \exp\left(\frac{1}{2\tau^2}\left(t - \frac{R_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}{c}\right)^2\right) \cos\left(\omega_0\left(t - \frac{R_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}{c}\right) + \psi_0\right). \tag{5}$$

Используя определение векторного и скалярного потенциалов, напряженности электрического поля, условие непрерывности его тангенциальной проекции на поверхности кольца с учетом калибровки Лоренца [6], запишем систему ИДУ пространственно-временными операторами для $\dot{I}(\varphi, t)$ и $\dot{q}(\varphi, t)$

$$\begin{cases} \dfrac{\mu_0}{4\pi}\cdot\dfrac{\partial}{\partial t}\int\limits_{-\Delta}^{\Delta}\dfrac{\dot I\left(\varphi', t-\dfrac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R}d\varphi' + \dfrac{1}{4\pi\varepsilon_0}\cdot\dfrac{\partial}{\partial\varphi}\int\limits_{-\Delta}^{\Delta}\dfrac{\dot q\left(\varphi', t-\dfrac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R}d\varphi' = \dot E^i_{tg}(\varphi, t;\varphi_0); \\ \dfrac{1}{R_0}\cdot\dfrac{\partial}{\partial\varphi}\int\limits_{-\Delta}^{\Delta}\dfrac{\dot I\left(\varphi', t-\dfrac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R}d\varphi' + \cdot\dfrac{\partial}{\partial t}\int\limits_{-\Delta}^{\Delta}\dfrac{\dot q\left(\varphi', t-\dfrac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R}d\varphi' = 0, \end{cases} \tag{6}$$

где $\Delta R = R_0\sqrt{4\sin^2\left(\dfrac{\varphi-\varphi'}{2}\right)+\left(\dfrac{a_0}{R_0}\right)^2}$ – расстояние между точкой интегрирования на осевой линии распределения эквивалентных токов и зарядов и точкой наблюдения на поверхности кольца, ε_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемость вакуума.

Для численного решения системы ИДУ (6) применим кусочно-постоянную аппроксимацию зависимостей $\dot I(\varphi, t)$ и $\dot q(\varphi, t)$ произведением последовательностей из N функций в секторах углов $\Delta\varphi$ и N функций на интервалах времени Δt; частные производные указанных функций по φ и t вычисляются с применением разностных схем [5].

В результате представления эквивалентного тока кольца дискретными значениями α_{nm}, $n=1\ldots N$, $m=1\ldots M$, а удельной плотности заряда – множеством отсчетов β_{nm}, $n=1\ldots N$, $m=1\ldots M$, система ИДУ (6) преобразуется в систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с матричным оператором размером $N\times N$ для каждого из M моментов времени

$$\alpha_{nm}F(0)+X_{nm}+Y_{nm}=\gamma_{nm}, \qquad n=1\ldots N, \quad m=1\ldots M, \tag{7}$$

где

$$X_{nm}=\sum_{\substack{k=1,\\ m-|n-k|>0}}^{N}\alpha_{k,m-|n-k|}\cdot\Lambda(|n-k|)-\sum_{\substack{k=1,\\ m-1-|n-k|>0}}^{N}\alpha_{k,m-1-|n-k|}\cdot\Lambda(|n-k|), \tag{8}$$

$$Y_{nm}=\sum_{\substack{k=1,\\ m-1-|n+1-k|>0}}^{N-1}\beta_{k,m-1-|n+1-k|}\cdot\Omega(|n+1-k|)-\sum_{\substack{k=1,\\ m-1-|n-k|>0}}^{N-1}\beta_{k,m-1-|n-k|}\cdot\Omega(|n-k|), \tag{9}$$

$\gamma_{nm}=\dot E^i_{tg}(n\Delta\varphi, m\Delta t;\varphi_0)$ – элементы вектор-столбца N удельных эквивалентных потенциалов при $\varphi_n=(n-1)\Delta\varphi$, $n=1\ldots N$, в момент времени $t_m=(m-1)\Delta t$, $m=1\ldots M$,

$$\Lambda(|n-k|)=\frac{\mu_0\widetilde F(|n-k|)}{4\pi\Delta t}, \qquad n,k=1\ldots N, \tag{10}$$

– элементы матрицы погонных импедансов кольца,

$$\Omega(|n-k|)=\frac{\widetilde F(|n-k|)}{4\pi\varepsilon_0 R_0\Delta\varphi}, \qquad n,k=1\ldots N, \tag{11}$$

– элементы матрицы обращенных емкостей кольца,

$$\widetilde{F}\left(|n-k|\right)=\frac{2}{\sqrt{a_0^2+4R_0^2}}\times\left[F\left(\arcsin\left(\frac{\sqrt{a_0^2+4R_0^2}\sin\varphi^{+}_{|n-k|}}{\sqrt{a_0^2+4R_0^2\sin^2\varphi^{+}_{|n-k|}}},\frac{2R_0}{\sqrt{a_0^2+4R_0^2}}\right)\right)\right. \tag{12}$$

$$\left.-F\left(\arcsin\left(\frac{\sqrt{a_0^2+4R_0^2}\sin\varphi^{-}_{|n-k|}}{\sqrt{a_0^2+4R_0^2\sin^2\varphi^{-}_{|n-k|}}},\frac{2R_0}{\sqrt{a_0^2+4R_0^2}}\right)\right)\right],$$

$\varphi^{\pm}_{|n-k|}=\left(|n-k|\pm 0{,}5\right)\Delta\varphi$, $F(\kappa,p)$ – эллиптический интеграл первого рода [7].

Решение СЛАУ (7) выполнено методом Гаусса с выбором главного элемента по столбцу [7] при последовательном продвижении по времени. Интервал Δt определялся по теореме Котельникова [8] для верхней границы эквивалентной полосы циклических частот возбуждающего сигнала [4], интервал дискретизации поверхности кольца удовлетворял соотношению $\Delta\varphi=c\Delta t/R_0$. Согласно [5], при выбранных значениях Δt и $\Delta\varphi$ обеспечиваются стабилизация разностных схем вычисления производных, устойчивость частичного обращения матричного оператора и монотонная сходимость последовательностей, аппроксимирующих $\dot{I}(\varphi,t)$ и $\dot{q}(\varphi,t)$. С учетом обращения эквивалентного тока в нуль при $\varphi=\pm\Delta$ коэффициенты α_{nm}, $n=1\ldots N$, $m=1\ldots M$,, рассчитывались в центральных точках интервалов $\Delta\varphi$, а значения β_{nm}, $n=1\ldots N$, $m=1\ldots M$, – в точках, смещенных на $\Delta\varphi/2$ по азимутальной координате и на $\Delta t/2$ оси времени.

По найденному распределению эквивалентного тока и удельной плотности заряда рассчитано вторичное поле [6]; путем последовательной подстановки полученных результатов в (3), (2), (1) вычислена энергетическая ДР разомкнутого кольца.

На рис. 1 приведена энергетическая ДР кольца с шириной разрыва $2\Delta=\pi/15$ и относительными размерами $a_0/R_0=0{,}09$, облучаемого с направления $\varphi_0=0$ прямоугольным радиоимпульсом длительности $\tau=6{,}25R_0/c$ с циклической частотой $\omega_0=2\pi/\tau$ и начальной фазой $\psi_0=0$; на рис. 2 представлена энергетическая ДР кольца, возбуждаемого сигналом с гауссовской огибающей и аналогичными частотно-временными параметрами.

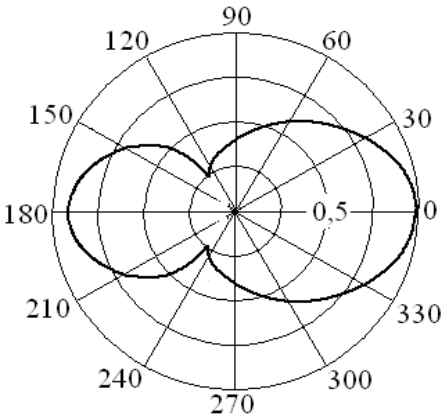


Рисунок 1 – Энергетическая ДР $D(\varphi,0)$ кольца, облучаемого радиоимпульсом с прямоугольной огибающей

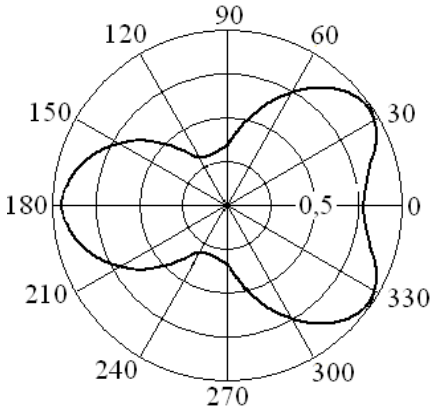


Рисунок 2 – Энергетическая ДР $D(\varphi,0)$ кольца, облучаемого радиоимпульсом с гауссовской огибающей

Из полученных результатов следует, что по аналогии с рассеянием монохроматических процессов [1] импульсные сигналы, переизлученные разомкнутым кольцом, имеют анизотропное угловое распределение. Энергетическая ДР кольца, возбуждаемого прямоугольным радиоимпульсом, содержит максимум в направлении противоположном разрыву. При воздействии сигнала с гауссовской огибающей, эквивалентная длительность [9] которого составляет $1{,}2\ldots1{,}35\,\tau$, в ДР появляется локальный экстремум в направлении $\varphi=\pi$, обусловленный уменьшением электрических размеров объекта по сравнению со случаем возбуждения прямоугольным радиоимпульсом.

Установлено, что при уменьшении длительности сигнала в 1,2…1,4 раз или увеличении ширины разрыва кольца в 2,5….3,2 раз плотность потока энергии поля, рассеянного в направлении на источник радиоизлучения, возрастает на 1,3…1,7 дБ. При увеличении длительности прямоугольного радиоимпульса свыше $\tau=7{,}12\,R_0/c$ в ДР кольца в направлении $\varphi=\pi$ формируется провал, величина которого за счет изменения ширины разрыва от $2\Delta=\pi/15$ до $2\Delta=\pi/5$ возрастает на 1,7 дБ.

С увеличением циклической частоты несущей в 1,5…2,5 раз ширина энергетической ДР кольца уменьшается не менее чем в 1,2…1,35 раз. При возрастании τ в 5…7,5 раз уровень заднего лепестка энергетической ДР, приведенной на рис. 1, убывает на 2,2…2,5 дБ.

На рис. 3 и 4 представлены энергетические ДР кольца, облучаемого прямоугольным радиоимпульсом с направлений $\varphi_0=\pi$ и $\varphi_0=\pi/2$ соответственно. Электрические размеры кольца и частотно-временные параметры облучающих сигналов выбраны такими же, как при расчете зависимости на рис. 1.

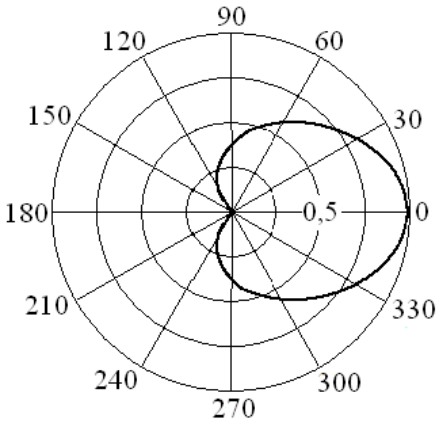


Рисунок 3 – Энергетическая ДР $D(\varphi,\pi)$ кольца, облучаемого радиоимпульсом с прямоугольной огибающей

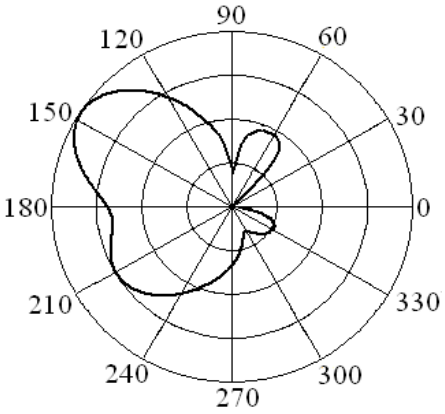


Рисунок 4 – Энергетическая ДР $D(\varphi,\pi/2)$ кольца, облучаемого радиоимпульсом с прямоугольной огибающей

Из рис. 3 следует, что ДР в направлении на источник радиоизлучения содержит нуль. По мере снижения длительности радиоимпульса в 1,3…1,5 раз возникает эффект «заплывания» нуля [4, 9] при снижении плотности потока энергии вторичного излучения в направлении $\varphi=0$ на 2,3…3,6 дБ.

За счет увеличения длительности сигнала в 2,5…3,5 раз средний уровень боковых лепестков ДР кольца возрастает на 1,2…1,4 дБ по сравнению с зависимостью, представленной на рис. 4, с появлением локальных экстремумов глубиной 4,4…4,5 дБ.

Таким образом, на основе численного решения ИДУ с пространственно-временными операторами относительно эквивалентного осевого распределения тока и заряда проведен анализ вторичного излучения радиоимпульсов разомкнутым кольцом из идеаль-

но проводящей трубки с малым электрическим радиусом поперечного сечения и бесконечно тонкими стенками. Исследовано влияние аналитических свойств огибающих и частотно-временных параметров облучающих сигналов, а также электрических размеров кольца на его ДР.

Литература

1. Неганов В.А., Градинарь И.М. Электродинамические свойства тонкопроволочных бианизотропных частиц для метаматериала // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2011. – Т. 14. – № 3. – С. 31-37.

2. Simonovsky C.R., Belov P.A., He S. Backward wave region and negative material parameters of a structure formed by lattices of wires and split-ring resonators // IEEE Transactions on Antennas and Propagations, 2003. – Vol. 31. – No 10. – PP. 2582-2591.

3. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ε и μ // Успехи физических наук, 1967. – Т. 92. – Вып. 3. – С. 517-526.

4. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.

5. Стрижков В.А. Моделирование переходных электромагнитных процессов в вибраторных антенных решетках //Антенны, 2006. – № 11(114). – С. 50-55.

6. Самсонов А.В. Макроскопическая электродинамика. Вопросы теории пространственно-временных преобразований. – М.: Радиотехника, 2006. – 64 с.

7. Фильчаков П.Ф. Справочник по высшей математике. – Киев: Наукова думка, 1972. – 743 с.

8. Догадин Н.Б. Основы радиотехники. СПб.: Лань, 2007. – 272 с.

9. Широкополосные и сверхширокополосные сигналы и системы / Под ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2009. – 168 с.

Сведения об авторах

Разиньков Сергей Николаевич (1971 г.р.) – ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), доктор физико-математических наук (2006), старший научный сотрудник (1999). Окончил Воронежский государственный университет в 1995 г.

Область научных интересов: импульсная электродинамика, излучение и рассеяние негармонических волновых процессов

E-mail: razinkovsergey@rambler.ru

Разинькова Ольга Эдуардовна (1973 г.р.) – старший научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), кандидат технических наук (2010). Окончила Воронежский государственный университет в 1995 г.

Область научных интересов: некорректные задачи математической физики, численные методы решения интегро-дифференциальных уравнений

E-mail: razinkova-olga@rambler.ru

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФОРМЫ ОБЪЕКТА ПО ОТРАЖЕННОМУ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОМУ СИГНАЛУ

Чернышев С.Л., МГТУ им. Н.Э.Баумана

Разработан алгоритм восстановления формы объекта по отраженному СШП сигналу. Этот алгоритм использует дискретную модель объекта и позволяет определить коэффициенты отражения волн локальных неоднородностей, которые полностью определяют форму объекта.

ALGORITHM OF RESTORE SHAPE OF THE OBJECT FROM THE REFLECTED UWB SIGNAL

S. L. Chernyshev, Bauman Moscow State Technical University

Algorithm of reconstructing the shape of the object from the reflected UWB signal based on the mentioned reflections developed. This algorithm uses a discrete model of the object and allows to determine the wave reflection coefficients of local inhomogeneities which completely determine the shape of the object.

Введение. СШП сигналы являются высокоинформативными. Это свойство позволяет обнаруживать малозаметные объекты и их распознавание [1,2]. Как известно, СШП сигналы также используются для высокоскоростной беспроводной передачи данных [3]. Для распознавания объектов нужно иметь априорную базу данных их дальностных портретов на основе которых можно применять согласованную фильтрацию [4]. Эти портреты могут быть получены экспериментально путем создания моделей объектов и облучения их в безэховой камере. Другим способом получения этих портретов является решение электродинамической задачи определения отраженных волн от объекта. Решение этой проблемы имеет большие теоретические и вычислительные трудности. Упрощенный метод основан на применении принципов физической оптики. В этом случае скалярная импульсная характеристика объекта определяется второй производной так называемой профильной функции объекта [5,6]:

$$g(t) = -\frac{1}{4\pi}\frac{d^2 A(t)}{dt^2}, \;\; t = 2x/c,$$

где c - скорость света,

Однако этот метод приводит к приближенной форме импульсного отклика, не учитывающей взаимное отражение электромагнитных волн между локальными неоднородностями объекта. Данная статья посвящена разработке алгоритма восстановления формы объекта по отраженному СШП сигналу с учетом упомянутых отражений. Этот алгоритм использует дискретную модель объекта и позволяет определить коэффициенты отражения волн локальных неоднородностей, которые полностью определяют форму объекта.

Механизм формирования отраженной волны. Произвольная конфигурация продольного сечения металлического объекта, показана на рис. 1. Ступеньки являются неоднородностями объекта, которые создают препятствия для распространения поперечной электромагнитной волны. Каждая ступень создает коэффициент отражения волны S_i, где i - номер ступеньки (i = 1, ..., N).

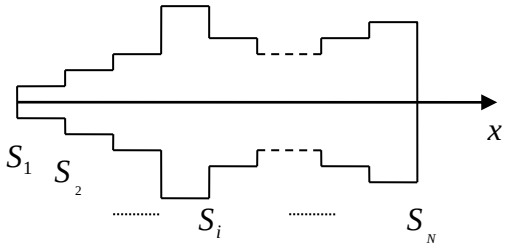


Рис. 1. Неоднородности объекта

Поперечная волна падает на объект вдоль оси *x*. Длина каждого звена Δx равна шагу дискретизации поверхности объекта, который определяется выражением, $\Delta x = c\tau/2$, где τ - длительность зондирующего СШП импульса.

При подаче на вход единичного импульса ($a_1(k)_{k=0} = 1$) отраженный сигнал совпадает с импульсной характеристикой и представляет собой последовательность импульсов, отраженных от локальных неоднородностей, дополненных импульсами, возникающими в результате отражений волн между неоднородностями. Если применить *Z*-преобразование, изображение отраженного сигнала можно записать как

$$b_1(z) = G(z) = G_0 + G_1 z^{-2} + G_2 z^{-4} + G_3 z^{-6} + \ldots, \qquad (1)$$

где оператор *Z*-преобразования $z = \exp(p\tau/2)$, p - оператор Лапласа. Коэффициенты G_i - это дискретные значения импульсной характеристики во временной области.

Анализ показал [7,8], что коэффициенты этого ряда зависят от коэффициентов отражения и определяются выражениями

$$G_0 = S_1, \quad G_1 = (1-S_1^2)S_2, \quad G_2 = (1-S_1^2)(1-S_2^2)S_3 - (1-S_1^2)S_1S_2^2, \quad G_3 = (1-S_1^2)(1-S_2^2)\cdot$$
$$\cdot(1-S_3^2)S_4 - -(1-S_1^2)(1-S_2^2)S_1S_2S_3 - (1-S_1^2)(1-S_2^2)S_2S_3^2 + (1-S_1^2)S_1^2S_2^3, \quad \ldots, \quad G_i = \ldots \qquad (2)$$

Число членов в этих выражениях равно 2^{i-1} для произвольного значения индекса i. Это свойство не позволяет построить соответствующий алгоритм, используя такие выражения для определения коэффициентов G_i, и особенно для решения обратной задачи определения неизвестных коэффициентов S_n по заданным значениям. G_i.

Создание алгоритма. Построение алгоритма возможно, если рассмотреть импульсные ответы отдельных частей объекта, образованные путем последовательного исключения неоднородностей, начиная с первой.

Изображение отраженной волны от полного объекта определяется выражением (1) и из (2) легко заключить, что

$$S_1 = G_0 = b_1(0).$$

Если исключить первую неоднородность, импульсная характеристика $G_{(2)}(z)$ оставшейся части описывается степенным рядом вида (1), в котором коэффициенты рассчитываются следующим образом:

$$G_{20} = S_2, G_{21} = (1-S_2^2)S_3, \quad G_{22} = (1-S_2^2)(1-S_3^2)S_4 - (1-S_2^2)S_2S_3^2, \quad G_{23} = (1-S_2^2)(1-S_3^2)\cdot$$
$$\cdot(1-S_4^2)S_5 - (1-S_2^2)(1-S_3^2)S_2S_3S_4 - (1-S_2^2)(1-S_3^2)S_3S_4^2 + (1-S_2^2)S_{21}^2S_3^3, \quad \ldots, \quad G_{2i} = \ldots \qquad (3)$$

Волна, отраженная от второй неоднородности, дается формулой

$$. \; b_2(z) = G_{(2)}(z)a_2(z)$$

Используя (2), мы можем записать

$$b_2(1) = S_2 a_2(1),$$

И мы находим, что

$$S_2 = b_2(1)/a_2(1).$$

(4)

Можно показать, что аналогичным образом определяются коэффициенты отражения для любой неоднородности:

$$S_n = b_n(n-1)/a_n(n-1). \qquad (5)$$

Это выражение является основой разработанного алгоритма. Он должен дополняться расчетными уравнениями для $b_n(n-1)$ и $a_n(n-1)$ - отраженной и падающей волн от неоднородности номера *n*.

Например, для второй неоднородности

$$b_2(1) = b_1(2)/\sqrt{1-S_1^2}, \qquad a_2(1) = a_1(0)\sqrt{1-S_1^2}$$

Подставляя эти выражения в (4), получим S_2, используя второе уравнение в (2).

Волны, падающие на другие неровности, определяются из следующих полученных рекуррентных уравнений:

$$a_{n+1}(k) = a_n(k-1)\sqrt{1-S_n^2} - b_{n+1}(k-2)S_n,$$
$$b_n(k) = a_n(k) + b_{n+1}(k-1)\sqrt{1-S_n^2}.$$

Таким образом, рассмотрение объекта с использованием дискретной модели позволило определить алгоритм восстановления формы объект сверхширокополосной радиолокации, поскольку коэффициенты отражения непосредственно связаны с дальностным портретом.

Схема алгоритма. Полученные выше выражения позволяют построить схему алгоритма. Упрощенная схема представлена на рис. 2, на котором условно показаны циклы по *n* - номер ступени и *k* - число временных значений волн. Фактически цикл по *k* должен быть встроен в цикл по *n*. Программа, основанная на этом алгоритме, приводит к значениям коэффициентов для определения формы объекта.

Пример. Рассмотрим пример проводящей сферы радиуса R. Можно показать, что профильная функция такой сферы определяется, как $A(x) = 2\pi Rx - \pi x^2$. Используя формулу (1), полученную методом физической оптики, можно найти импульсную характеристику сферы:

$$g(t) = q/2, \quad t = \left[0, \frac{2R}{c}\right].$$

Это выражение описывает прямоугольный видеоимпульс. Если мы рассмотрим дискретную модель сферической поверхности, разбив ее на 10 ступеней и нанеся, например, коэффициенты отражения неоднородностей, получим:

$$S_n = 0{,}1; \quad n = 1,...,10 \quad . \qquad (6)$$

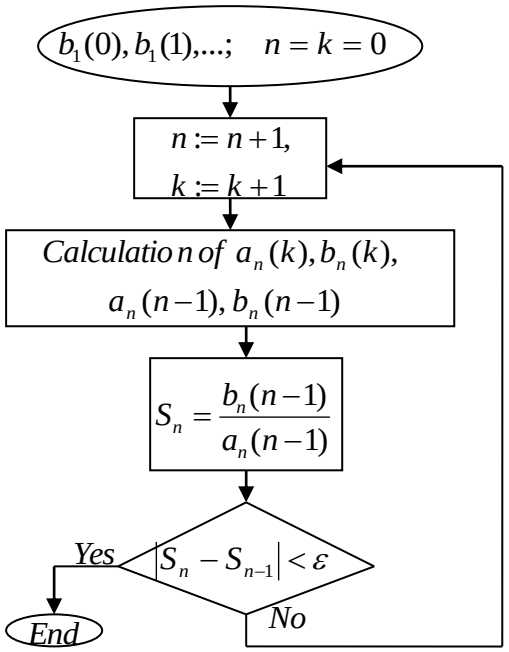


Рис.2. Упрощенная схема алгоритма

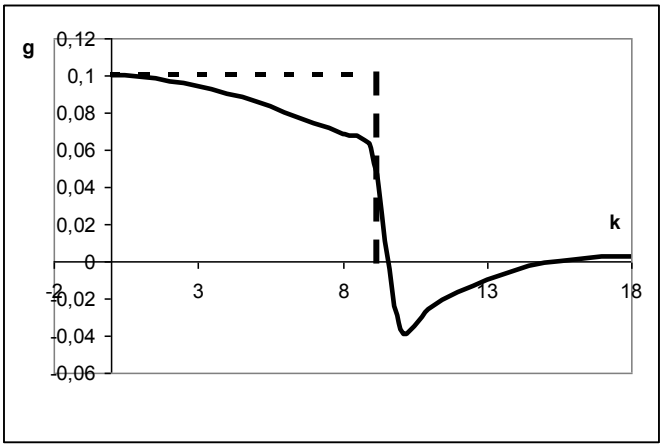


Рис3. Импульсная характеристика сферы (сплошная линия – с учетом внутренних отражений, пунктирная линия – в соответствии с методом физической оптики)

Если мы подставим в разработанный алгоритм данные, соответствующие сплошной линии на рис.3, мы полностью восстановим коэффициенты отражения, указанные выше в (6). Если подстроить в разработанном алгоритме данные, соответствующие пунктирной линии, мы не сможем восстановить эти коэффициенты отражения, а получим искаженную форму объекта.

На рис. 4 показана зависимость, полученная в последнем случае для коэффициентов отражения. Можно видеть, что график существенно отличается от ранее полученных данных и не заканчивается десятью точками, а продолжается намного дальше. Это физически невозможно и не соответствует сфере. Это указывает на то, что форма объекта по характеристике, полученной методом физической оптики, не может быть восстановлена.

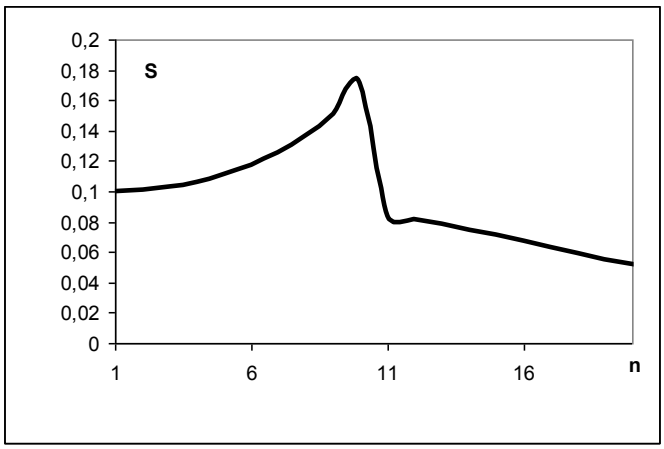


Рис.4. Зависимость восстановленных алгоритмом коэффициентов отражения для пунктирной линии на рис. 3.

Заключение. Разработанный алгоритм позволяет определить форму объекта по отраженному СШП сигналу с учетом внутренних отражений между локальными неоднородностями, что делает анализ более точным, чем метод физической оптики.

Литература

1. Introduction to Ultra-Wideband radar systems. Edited by James D.Taylor, CRC Press, 1995.
2. H.L. Bertoni, L. Carin, and L.B. Felsen (Editors), Ultra-widebandshort pulse electromagnetics, Kluwer Publications, New York, 1992.
3. J. Foerster et al., Ultra-wideband technology for short- or mediumrangewireless communications, Intel Technology J Q2 (2001).
4. Чернышев С.Л. Применение согласованной фильтрации для обработки сверхширокополосных сигналов**.** Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2013. № 10. С. 315-324.
5. E.M.Kennaugh, D.L.Moffatt, “Transient and impuls response approximations” // Proc. IEEE, № 8, 1965, p. 893-901
6. D.L.Moffatt, J.D. Young, A.A. Ksinski, H.C. Lin, C.M. Roads, "Trancient Characteristics in Identification and Imaging", Special Issue on Inverse Methods in Electromagnetics // Antennas and Propagation, v. AP-29, №2, p. 192-205
7. S.L.Chernyshev, “Analysis and Synthesis of UWB Filters and Shapers in Time Domain” // 2013 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics, Proceedings. 6812452. Qingdao, China, 2013. p.127-130
8. Чернышев С.Л. Анализ и синтез нерегулярных линий передачи с Т-волнами во временной области. Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия: Приборостроение. 1994. № 4. С. 50.

Сведения об авторе

Чернышев Сергей Леонидович, доктор технических наук, профессор родился в 1951 году, окончил МГТУ им Н.Э.Баумана в 1974 году, защитил в 1980 году кандидатскую, а в 1989 году – докторскую диссертацию. Заслуженный работник высшей школы РФ, лауреат Премии правительства РФ в области науки и техники. Академик РАЕН. Направление научной деятельности: разработка методов фильтрации и распознавания сверхширокополосных сигналов, математическое моделирование систем автоматического регулирования.
Работает профессором, ученым секретарем МГТУ им Баумана.

УДК 621.396.676:629.735.33

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛИЖНИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ

Т.В. Митрофанова

Методом интегральных уравнений решена задача расчета ближних электрических полей, возбуждаемых выпускной тросовой самолетной антенной. С учетом особенностей конфигурации самолета антенна представлена совокупностью взаимно-пересекающихся электрически коротких вибраторов. Решение задачи основано на использовании аналитического преставления ближнего электрического поля несимметричного вибратора с синусоидально распределенным током.

A SIMULATION OF NEAR ELECTRICAL FIELDS OF THE TRAILLING AIRCRAFT ANTENNA

T.V. Mitrofanova

The problem of calculation of the near electrical fields raised by the trailing aircraft antenna is solved by method of the integral equations. In view of features of a configuration of the plane the antenna is presented by set mutually crossed short electrical vibrators. The decision of a problem is based on use of analytical representation of a near electrical field of the asymmetrical vibrator with sinusoidal current distribution.

Передающие выпускные тросовые самолетные антенны СДВ-ДВ диапазона протяженностью порядка половины длины волны, работающие с бортовыми передатчиками мощностями десятки-сотни киловатт, создают ближние поля, существенно осложняющие электромагнитную обстановку. Сложности, возникающие из-за значительных ближних полей выпускных антенн, не исчерпываются только проблемой обеспечения бортовой ЭМС. На современном этапе развития отечественных передающих самолетных систем СДВ-ДВ связи, характеризуемом увеличением мощностей бортовых передатчиков и соответствующим повышением уровня электромагнитных полей, увеличивается угроза безопасности экипажа и повышается вероятность возникновения коронного разряда у поверхности антенного троса. Коронный разряд создает дополнительные помехи, т.е. ухудшает электромагнитную обстановку на борту, уменьшает эффективность излучения выпускной антенны и весьма опасен в пожарном отношении [1].

Для исключения перечисленных нежелательных эффектов, связанных с высокими уровнями ближних антенных полей, требуется проведение расчетов этих полей и основанное на их исследовании определение предельно допустимых мощностей бортовых СДВ-ДВ передатчиков.

Целью настоящей работы является разработка методики, алгоритма и программы по расчету напряженностей электрических полей, возбуждаемых выпускными самолетными антеннами в непосредственной близости от самолета и троса, а также проведение надежного контроля получаемых результатов.

Методика расчета ближних магнитных полей, возбуждаемых выпускной самолетной антенной, основанная на решении самосогласованной задачи определения

токов методом интегральных уравнений и использовании формулы напряженности поля элементарного диполя, представлена в [2]. Попытка развития этого метода применительно к ближним электрическим полям оказалась неудачной, что оказалось, по-видимому, результатом больших погрешностей, связанных с расчетами составляющих поля, зависящих от расстояния r как r^{-3}, которые отсутствуют в ближнем магнитном поле.

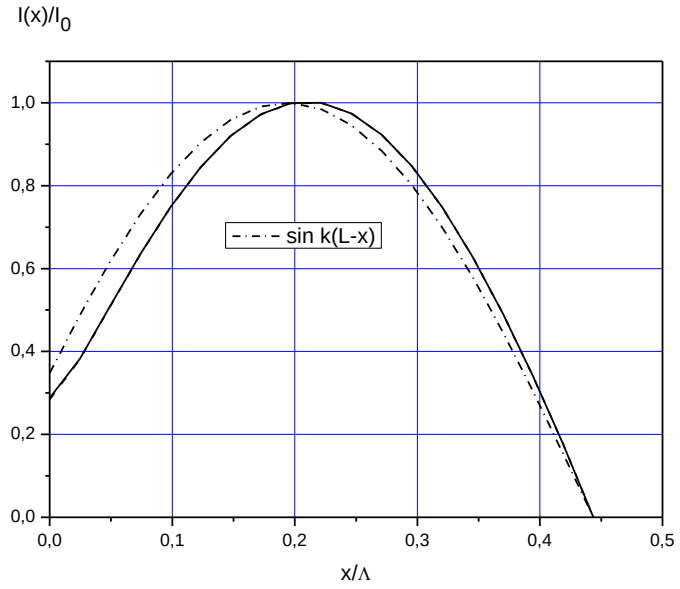
Процедура вычислений может быть упрощена, а точность расчетов повышена, если в основу их положить аналитическое представление ближнего электрического поля для несимметричного вибратора с заданным синусоидально распределенным током [3]. В случае, когда векторы, задающие направления токов в плечах вибратора, лежат на одной прямой, компоненты полей обоих плеч, обратно пропорциональные кубу расстояния, взаимно компенсируются. При таком подходе не требуется дополнительного интегрирования по отдельным вибраторам, а лишь суммирование их полей с учетом различных направлений векторов.

Во всем остальном развиваемый в этой работе метод аналогичен тому, что изложен в работе [2]. Реальный самолет мы заменяем проволочно-сеточной моделью с учетом основных особенностей его конфигурации [4, 5], а антенный трос представляем совокупностью порядка 20 прямолинейных участков. Подобную структуру представляем в виде системы взаимно пересекающихся электрически коротких вибраторов, распределение тока в которой находим из интегрального уравнения Поклингтона, решая его методом Галеркина с использованием кусочно-синусоидального базиса. Формулы для напряженностей электрических полей, нормальных и тангенциальных к обоим плечам каждого несимметричного в общем случае вспомогательного электрически короткого вибратора системы заимствуем из [3].

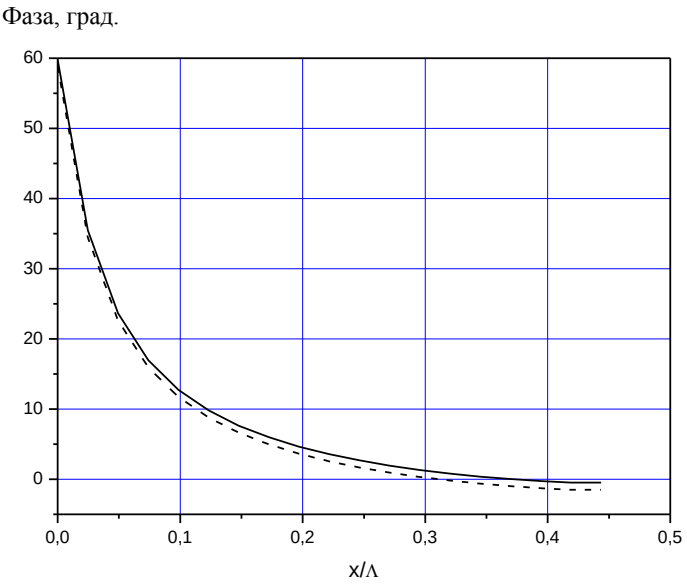
Тестирование разработанной программы и полученных результатов проведем на примере антенны с горизонтальным расположением выпущенного троса. Сравним рассчитанные продольные распределения тока и нормальной компоненты напряженности электрического поля на поверхности троса с аналогичными расчетами для большего плеча несимметричного прямолинейного вибратора. Выберем его длину, равной длине L троса, а длину меньшего плеча такой, что его емкость равна емкости самолета при условии, что радиусы r обоих плеч равны радиусу троса. Таким образом, выбранный несимметричный вибратор – это простейшая модель выпускной антенны с представлением самолета в виде эквивалентного ему по емкости проводом.

Результаты расчетов продольного распределения амплитуды и фазы тока для двух сравниваемых антенн, полученные из решения интегрального уравнения Поклингтона, представлены на рисунках 1 а) и 1 б), соответственно. Сплошными кривыми показаны результаты для выпускной антенны, пунктирными – для несимметричного вибратора. Результаты для модуля тока даны в нормированном на амплитудные значения (одинаковые для обеих антенн) виде для сравнения с синусоидально распределенным током, представленным на рисунке 1 а) штрихпунктирной кривой.

Из рисунка 1 следует, что продольное распределение модуля тока по прямому проводу длиной $L/\lambda=0.44$ в случае двух рассматриваемых антенн практически одинаково, если длина меньшего плеча вибратора обеспечивает эквивалентное равенство их емкостей. Отметим, что небольшая разница (нескольких градусов) в фазах токов становится заметной на расстояниях, больших 0,05 λ от входа антенны.



а)



б)

Рис. 1 – Продольное распределение модуля (а) и фазы (б) тока: сплошная кривая – выпускная антенна; пунктирная кривая – несимметричный вибратор

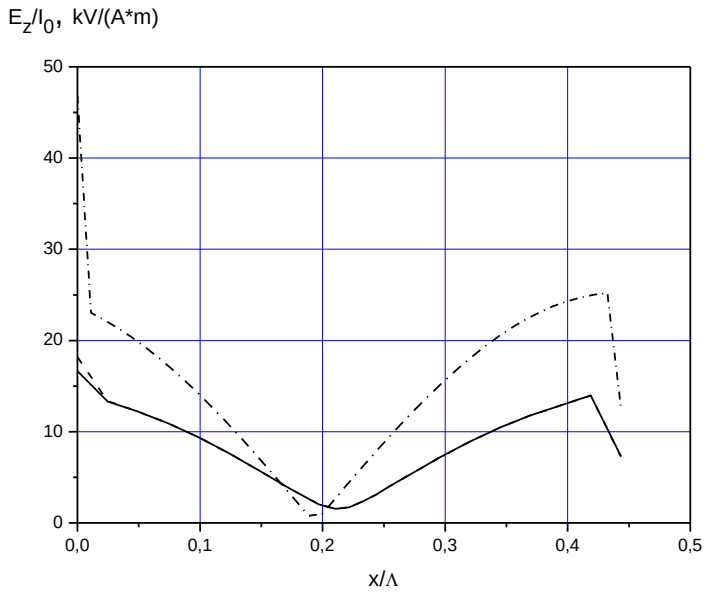


Рис. 2 – Продольное распределение нормальной компоненты поля:
сплошная кривая – выпускная антенна;
пунктир – несимметричный вибратор (численное решение);
штрих-пунктир – несимметричный вибратор (аналитическое решение)

В целом, распределений модулей токов двух рассматриваемых антенн близко к синусоидальному закону, хотя в области от точки подключения источника напряжения до расстояний 0.2 λ от нее различие довольно заметно.

Рассчитанное продольное распределение модуля напряженности нормальной компоненты электрического поля на поверхности троса выпускной антенны представлено сплошной кривой на рисунке 2. Там же пунктирной кривой показан результат аналогичного численного расчета поля на поверхности большего плеча несимметричного прямолинейного вибратора, а штрих-пунктирной кривой – данные расчета по аналитическим формулам [3] для синусоидально распределенного тока.

Как и следовало ожидать из анализа рисунка 1, на расстояниях от точки подключения генератора напряжения, много больших радиуса антенного провода, продольные распределения напряженности нормальной компоненты электрического поля на поверхности троса и большего плеча несимметричного вибратора фактически совпадают. Разница в неодинаковости меньших плеч – самолета и эквивалентного провода – сказывается существенно лишь в малой окрестности точки входа.

Для несимметричного вибратора с длиной большего плеча, сравнимой с длиной волны, напряженность ближнего электрического поля, рассчитанная численно методом решения интегрального уравнения Поклингтона, оказывается существенно меньше, чем рассчитанная по аналитическим формулам в предположении синусоидального распределения тока. Такой результат объясним отличием реального распределения тока от синусоидального, в котором предполагается постоянство фазы на всех участках провода. В результате поля от отдельных участков складываются неоптимальным образом.

В целом зависимость напряженности электрического поля от координаты x/λ носит плавный характер всюду, за исключением конечных точек провода, где она претерпевает резкие изменения и неограниченно возрастает, если устремить радиус к нулю. Минимум напряженности поля, рассчитанной по аналитическим формулам [3], наблюдается на расстоянии 0.25 λ от свободного конца провода, что соответствует максимуму тока, а минимум напряженности, рассчитанный численно, несколько смещен к свободным концам рассматриваемых антенн.

Литература

1. А.С. Лавров, Г.Б. Резников. Антенно-фидерные устройства. – М.: Советское радио, 1974, 368 с.
2. Т.В. Митрофанова. К анализу электромагнитной совместимости передающей и приемной СДВ антенн, размещенных на одном самолете. // Технологии ЭМС. – 2012. – № 4. – С. 3-6.
3. Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко и др. Коротковолновые антенны / Под ред. Г.З. Айзенберга. 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Радио и связь, 1985.
4. Т.В. Митрофанова, В.В. Петров. Моделирование входных параметров мобильной передающей антенны МРМВ диапазона. // Электросвязь. – 2011. – № 3. – С. 34-36.
5. Т.В. Митрофанова. Электродинамическое моделирование системы «тонкий провод – тело сложной формы» с учетом омических потерь. – Антенны, 2011. –№ 9. – С. 43-47.

Сведения об авторах

Митрофанова Т. В. закончила Горьковский Государственный Университет им. Н.И. Лобачевского в 1971 г. Направление научных исследований – электродинамика проволочных антенных систем, выпускные самолетные антенны. Диссертация на соискание степени доктора технических наук защищена в 2014 г. Ученое звание – доцент. Главный научный сотрудник ФНПЦ АО “НПП “Полет“.

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Кирсанов Э.А., Колесников С.А., Сирота А.А.

Рассматривается алгоритм оценивания координат источника радиоизлучения многопозиционной радиосистемой в трехмерном пространстве по измеренным значениям азимута и угла места на основе нейронной сети с прямыми связями. Приводятся результаты сравнительного анализа точности нейросетевого алгоритма с алгоритмом вычисления координат источника радиоизлучения по минимуму суммы квадратов расстояний до линий пеленгов, полученные на основе статистического моделирования.

NEURAL NETWORK ALGORITHM OF CALCULATION OF CO-ORDINATES OF SOURCE OF RADIO EMISSION GONIOMETRIC MULTIITEM RADIO SYSTEM IN THREE-DIMENSIONAL SPACE

E.A. Kirsanov, S.A. Kolesnikov, A.A. Sirota

The algorithm of calculation of co-ordinates of a source of a radio emission by multiitem radio system in three-dimensional space on the measured values of an azimuth and a corner of a place on the basis of a neural network with direct communications is considered. Results of the comparative analysis of accuracy neural network algorithm with algorithm of calculation of co-ordinates of a source of a radio emission on a minimum of the sum of squares of distances to the beams, received on the basis of statistical modelling are resulted.

В работах [1,2] был предложен метод синтеза нейросетевых алгоритмов оценивания координат источника радиоизлучения (ИРИ) многопозиционными радиосистемами (МРС), обеспечивающий восстановление нелинейного оператора, связывающего измеренные значения параметров положения с оценками координат ИРИ, с незначительно отличающейся от потенциально достижимой нижней границы оценивания погрешностью для МРС различных типов, имеющих в своем составе произвольное количество приемных пунктов. Идея указанного метода, состоит в том, что, имея статистические модели состояний и наблюдений объекта, всегда можно построить нейросетевую функциональную реализацию алгоритма определения местоположения в виде преобразования данных «вход-выход». Однако в [1,2] рассматривался лишь случай решения задачи оценивания координат ИРИ на плоскости в системе двух координат, что часто является неоправданным упрощением задачи. Поэтому представляет интерес обобщение нейросетевых алгоритмов оценивания координат ИРИ для трехмерного пространства.

Целью настоящей работы является исследование нейросетевого алгоритма оценивания координат ИРИ в трехмерном пространстве по измеренным угломерной МРС значениям азимута и угла места и проведение сравнительного анализа точности нейросетевого алгоритма с известным алгоритмом вычисления координат ИРИ на основе вычисления минимума суммы квадратов расстояний (МСКР) до линий пеленгов.

Пусть имеется угломерная МРС, состоящая из N приемных пунктов (пеленгаторов) с известными координатами $\mathbf{x}_{pm} = (X_{pm}, Y_{pm}, Z_{pm})^T$, $m = \overline{1, N}$, каждый из которых измеряет значения азимута α_m, $m = \overline{1, N}$ и угла места β_m, $m = \overline{1, N}$ на ИРИ, координаты которого $\mathbf{x}_i = (X_i, Y_i, Z_i)^T$ подлежат оцениванию. При отсутствии ошибок измерения

значения азимута и угла места связаны с координатами ИРИ и пеленгаторов следующими зависимостями

$$\alpha_m = arctg\left\{\frac{X_i - X_{pm}}{Y_i - Y_{pm}}\right\},\ \beta_m = arctg\left\{\frac{Z_i - Z_{pm}}{\sqrt{(X_i - X_{pm})^2 + (Y_i - Y_{pm})^2}}\right\},\ m = \overline{1, N}, \qquad (1)$$

поясняемыми рисунком 1, где показано взаимное расположение ИРИ и m – го приемного пункта, размещенного в начале координат.

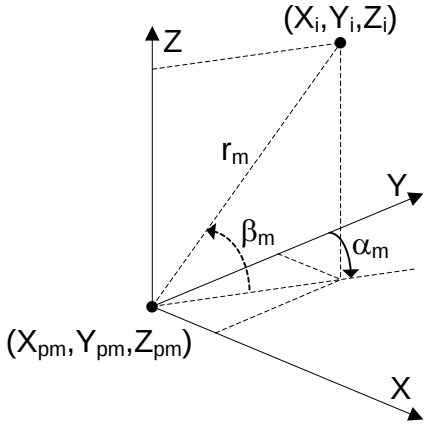


Рис. 1. Геометрия системы местоопределения

Процедура построения нейросетевого алгоритма заключается в выборе архитектуры нейронной сети (НС), формировании обучающего множества и ее обучении. Архитектура НС определяется количеством слоев, их размерностью и типом передаточных функций нейронов. Нейросетевой алгоритм вычисления координат ИРИ будем строить на основе наиболее часто используемой НС с прямыми связями [3,4]. Архитектура НС представлена на рисунке 2, где каждой связи между входами и нейронами, а также нейронами скрытых слоев приписывается определенный вес (на рисунке веса не показаны).

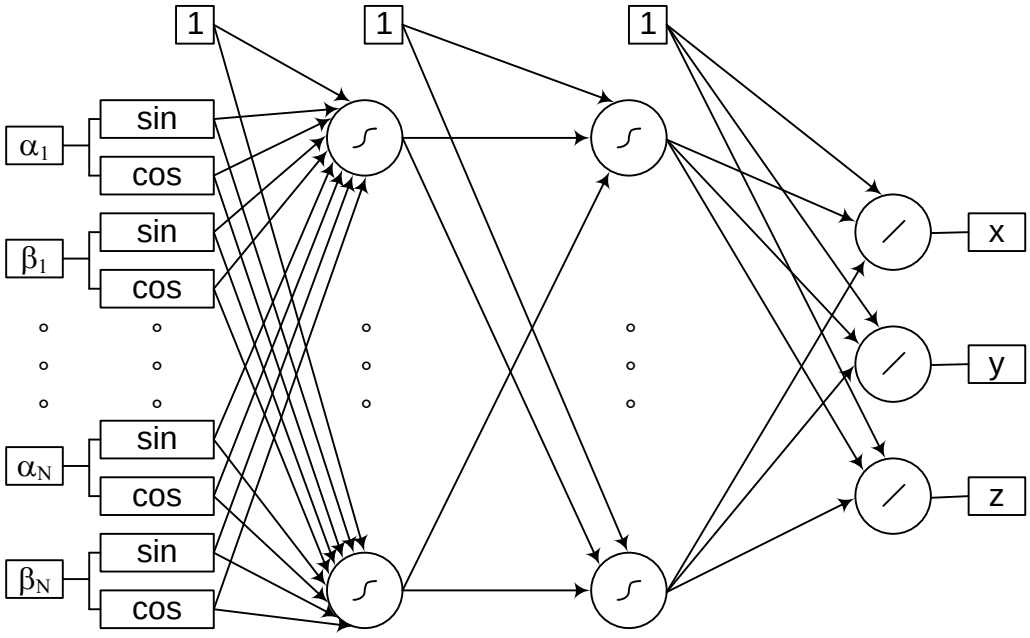


Рис. 2. Архитектура нейронной сети

Размерность входного слоя сети определяется количеством компонент вектора измеряемых параметров. Входные данные должны масштабироваться к области действия НС. В случае угломерной МРС можно избежать масштабирования входов, подавая на вход НС направляющие синусы и косинусы измеренных значений пеленгов (азимутов и углов места). При этом размерность входного слоя будет в четыре раза больше числа позиций МРС. Как известно, для аппроксимации любой непрерывной функции достаточно иметь НС с одним скрытым слоем. Однако для ускорения процедуры обучения будем использовать НС с двумя скрытыми слоями, содержащими по двадцать нейронов с сигмоидальными передаточными функциями. Выходом НС является вектор координат ИРИ в трехмерном пространстве, поэтому размерность выходного слоя равна трем. Активационная функция выходных нейронов НС была выбрана линейной, что позволяет обойтись без масштабирования выходов.

Формирование обучающей выборки сети предлагается проводить искусственным образом путем дискретизации области ответственности МРС с заданными интервалами на подобласти и генерации для каждой из точек дискретизации, соответствующих центрам элементарных областей, определенного количества зашумленных векторов измеряемых параметров.

В качестве альтернативы нейросетевому алгоритму рассмотрим классический алгоритм вычисления координат ИРИ по минимуму суммы квадратов расстояний до линий пеленгов [5-7]. Следуя рисунку 1, можно записать очевидные соотношения

$$X_i - X_{pm} = r_m \cos\beta_m \sin\alpha_m,\ Y_i - Y_{pm} = r_m \cos\beta_m \cos\alpha_m,\ Z_i - Z_{pm} = r_m \sin\beta_m,\ m = \overline{1, N}, \quad (2)$$

где $r_m = \sqrt{(X_i - X_{pm})^2 + (Y_i - Y_{pm})^2 + (Z_i - Z_{pm})^2}$.

Из (2) можно получить систему уравнений

$$\begin{cases} \dfrac{Y_i - Y_{pm}}{Z_i - Z_{pm}} = \dfrac{\cos\beta_m \cos\alpha_m}{\sin\beta_m}, \\ \dfrac{X_i - X_{pm}}{Z_i - Z_{pm}} = \dfrac{\cos\beta_m \sin\alpha_m}{\sin\beta_m},\ m = \overline{1, N}. \\ \dfrac{X_i - X_{pm}}{Y_i - Y_{pm}} = \dfrac{\cos\beta_m \sin\alpha_m}{\cos\beta_m \cos\alpha_m}, \end{cases} \quad (3)$$

Представим эту систему в матричном виде

$$\mathbf{A}_m(\mathbf{T} - \mathbf{T}_{pm}) = 0,\ m = \overline{1, N} \quad (4)$$

где

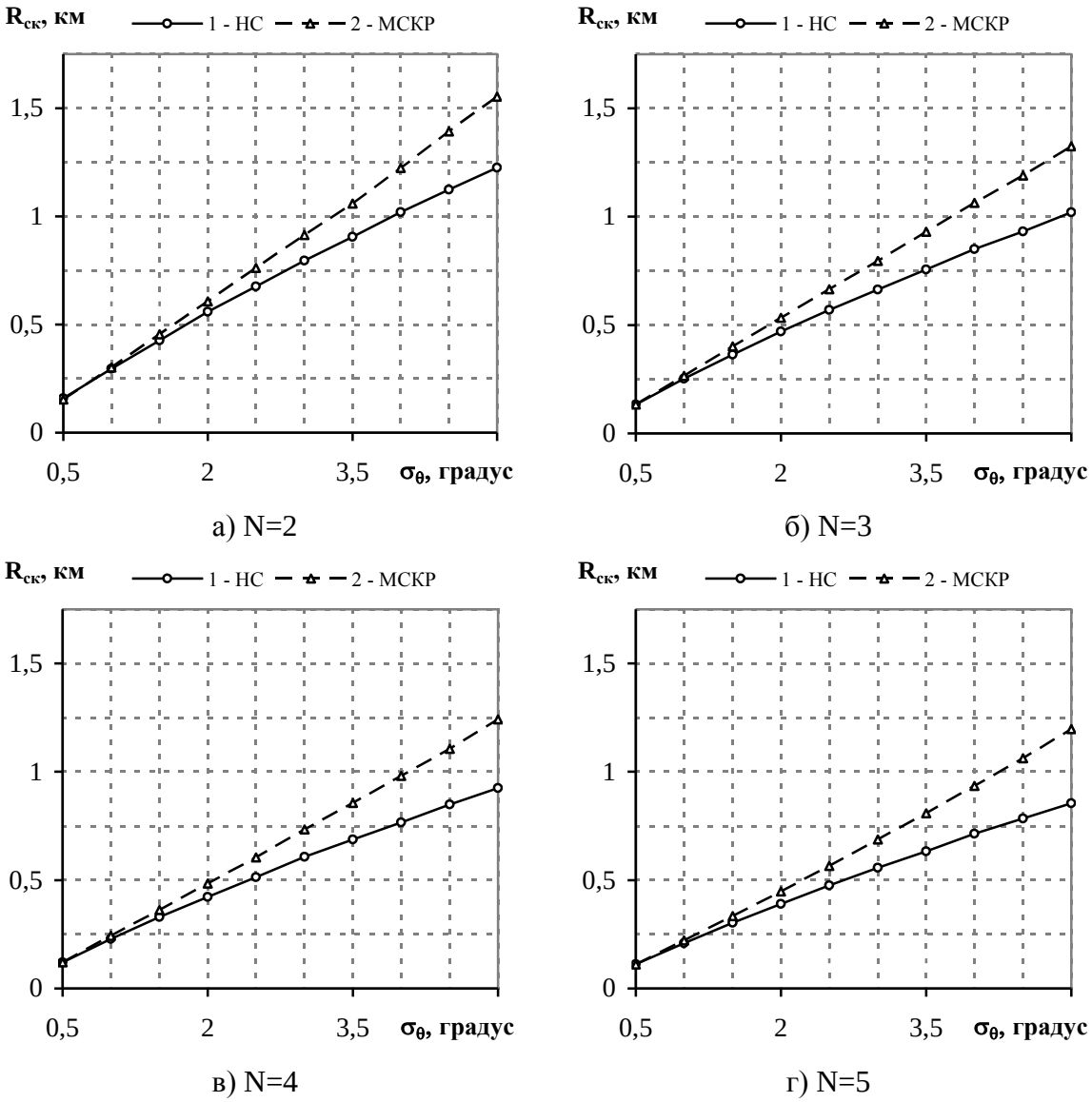
$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 0 & \sin\beta_m & -\cos\beta_m \cos\alpha_m \\ \sin\beta_m & 0 & -\cos\beta_m \sin\alpha_m \\ \cos\beta_m \cos\alpha_m & -\cos\beta_m \sin\alpha_m & 0 \end{bmatrix},\ \mathbf{T} = \begin{bmatrix} X_i \\ Y_i \\ Z_i \end{bmatrix},\ \mathbf{T}_{pm} = \begin{bmatrix} X_{pm} \\ Y_{pm} \\ Z_{pm} \end{bmatrix}.$$

При наличии ошибок измерения значения азимута и угла места левые части соотношений (4) не равны нулю и являются невязкой. Оценка координат ИРИ может быть определена из условия минимума суммы квадратов расстояний до линий пеленгов [5-7]

$$\hat{\mathbf{T}} = \arg\min_{\mathbf{T}} \sum_{m=1}^{N} [\mathbf{A}_m(\mathbf{T} - \mathbf{T}_{pm})]^T [\mathbf{A}_m(\mathbf{T} - \mathbf{T}_{pm})], \quad (5)$$

то есть из условия

$$\left. \frac{\partial \sum_{m=1}^{N} [\mathbf{A}_m(\mathbf{T} - \mathbf{T}_{pm})]^T [\mathbf{A}_m(\mathbf{T} - \mathbf{T}_{pm})]}{\partial \mathbf{T}} \right|_{\mathbf{T}=\hat{\mathbf{T}}} = \sum_{m=1}^{N} 2(\mathbf{A}_m^T \mathbf{A}_m)(\hat{\mathbf{T}} - \mathbf{T}_{pm}) = 0. \quad (6)$$



а) N=2 б) N=3

в) N=4 г) N=5

Рис. 3. Зависимости ошибки местоопределения от СКО измерения пеленга

Последнее уравнение позволяет получить окончательное решение в виде [6, 7]

$$\hat{\mathbf{T}} = (\mathbf{A}_m^T \mathbf{A}_m)^{-1} \sum_{m=1}^{N} \mathbf{A}_m^T \mathbf{A}_m \mathbf{T}_{pm} \,. \qquad (7)$$

Заметим, что оценка (7) не является статистической и не учитывает ошибок измерения пеленгов, однако, в отличие от приводящей к итерационным процедурам оценки максимального правдоподобия, оценка по минимуму суммы квадратов расстояний до линий пеленгов (7) вычисляется аналитически.

При оценивании эффективности рассмотренных алгоритмов проводилось статистическое моделирование результатов работы угломерной МРС с различным числом приемных позиций при их размещении на оси OX. Координаты пеленгаторов задавались как

$$X_{pm} = \frac{(m-1)D_b}{N\text{-}1},\ Y_{pm} = 0,\ Z_{pm} = 0,\ m = \overline{1,N},$$

где $D_b = 10$ км - длина базы МРС. Границы области ответственности МРС задавались как $X_{\min} = 0$ км, $X_{\max} = 10$ км, $Y_{\min} = 0$ км, $Y_{\max} = 10$ км, $Z_{\min} = 0$ км, $Z_{\max} = 10$ км. Обучающая выборка НС формировалась при интервале дискретизации области ответственности МРС 0,5 км со случайной генерацией 10 наблюдений для каждой фиксированной точки плоскости.

Сравнительный анализ алгоритмов обучения нейронной сети, реализованной в системе компьютерной математики Matlab, позволил выбрать предпочтительную по точности и приемлемую по быстродействию обучающую функцию 'trainbfg' с использованием квази–Ньютоновского метода оптимизации Бройдена, Флетчера, Гольдфарба и Шано (BFGS). При обучении НС задавались следующие параметры: максимальное количество эпох (циклов обучения НС) 500, минимальное значение ошибки обучения НС 10^{-3} и минимальное значение градиента НС 10^{-4}.

На рис. 3 а) – г) приведены зависимости среднеквадратичной ошибки местоопределения ($R_{ск}$) от СКО измерения пеленга σ_θ (одинаковой для азимута и угла места) при изменении числа пеленгаторов в составе МРС соответственно от $N = 2$ до $N = 5$. Кривые 1 соответствуют нейросетевому алгоритму, а кривые 2 – алгоритму оценивания координат ИРИ по минимуму суммы квадратов расстояний до линий пеленгов. Указанные зависимости соответствуют объему контрольной выборки 10^5 испытаний, в которых координаты ИРИ генерировались по равномерному закону внутри области ответственности МРС, а измеренные значения азимута и угла места – по нормальному закону с заданной СКО. Анализ полученных зависимостей свидетельствует о преимуществе нейросетевого алгоритма перед алгоритмом МСКР, увеличивающемся с увеличением СКО измерения пеленга.

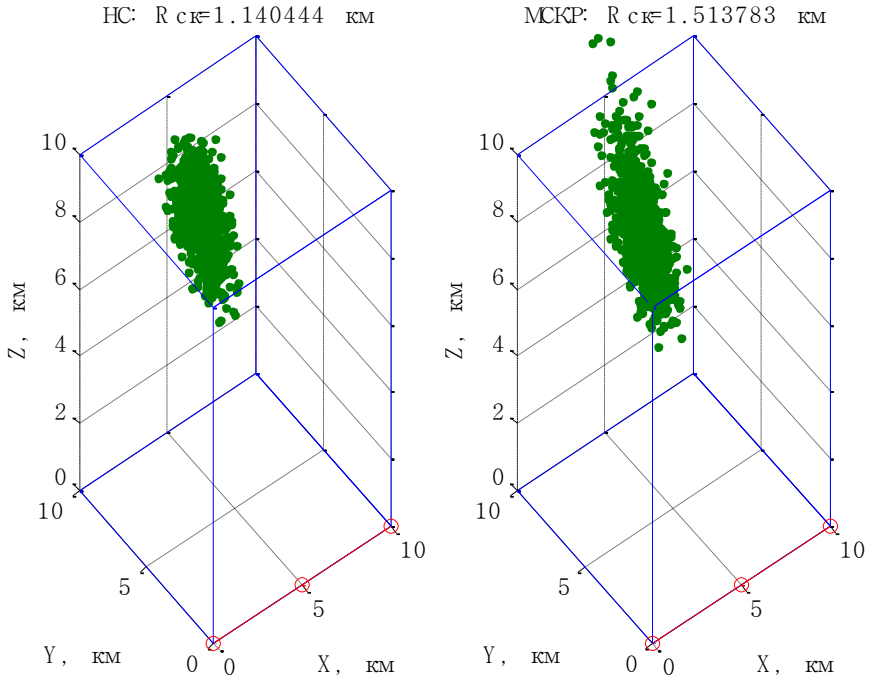


Рис. 4. Пример решения задачи местоопределения

На рис. 4 приведен пример решения задачи местоопределения двумя рассмотренными алгоритмами при количестве пеленгаторов в составе МРС $N = 3$, ошибке изме-

рения пеленга $\sigma_\theta = 5$ градусов и объеме контрольной выборки 10^3 испытаний для случая расположения ИРИ в точке $\mathbf{x}_i = (5, 7{,}5, 7{,}5)^T$ км. Как видно из рисунка, оценки координат ИРИ, соответствующие нейросетевому алгоритму, группируются вокруг истинного местоположения источника более компактно. При этом в рассматриваемой точке нейросетевой алгоритм обеспечивает на 25 % меньшую среднеквадратичную ошибку местоопределения по сравнению с алгоритмом МСКР.

Литература

1. Афанасьев В.И., Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Нейросетевые и статистически оптимальные алгоритмы оценки координат источников радиоизлучения в многопозиционных радиосистемах // Радиотехника, 2003, № 10. – С.87 - 91.

2. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 344 с.

3. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. – М.: Финансы и статистика, 2002. – 344 с.

4. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 496 с.

5. Колесса А.Е. Оценивание координат совокупности объектов, наблюдаемых многопозиционной системой пеленгаторов // Радиотехника и электроника, 1987, № 12. – С. 2534 - 2541.

6. Селетков В.Л. Вариант решения задачи триангуляции // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1994, № 3. – С. 65 - 67.

7. Булычев Ю.Г., Бурлай И.В., Крицкий Я.В. Линейный вариант решения задачи триангуляции в условиях априорной неопределенности // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2001, № 3. – С. 60 - 66.

Сведения об авторах

Кирсанов Эдуард Александрович (1974 г.р.) - окончил ВИКА им. А.Ф. Можайского в 1996 г., направление научных исследований - обработка информации в многопозиционных радиосистемах, доктор технических наук, доцент, начальник кафедры Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», e-mail: ekir74@mail.ru.

Колесников Сергей Анатольевич (1987 г.р.) - окончил ВКА им. А.Ф. Можайского в 2009 г., направление научных исследований – алгоритмы вторичной обработки информации в многопозиционных радиосистемах, адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», e-mail: kolesnikov_2004@mail.ru.

Сирота Александр Анатольевич (1954 г.р.) - окончил ВГУ в 1976 г., направление научных исследований - синтез и анализ систем сбора и обработки информации, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой технологий обработки и защиты информации Воронежского государственного университета», e-mail: sir@cs.vsu.ru.

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ РАССОГЛАСОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ДИСКРИМИНАТОРОВ

Ю.С. Радченко, О.А. Машарова

В работе рассмотрена оценка параметров сигналов с помощью дискриминаторов. Для некоторых типов дискриминаторов, формирующих оценку максимального правдоподобия, исследовано поведение детерминированной дискриминационной характеристики. Теоретическими расчетами и статистическим моделированием показано, что плотность вероятности процесса на выходе дискриминатора существенно негауссовская. Распределение этого процесса имеет «тяжелые хвосты» при конечных отношениях сигнал шум. Установлены границы применимости гауссовской аппроксимации распределения выходной статистики.

PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF CONVERTED DEVIATION OF SOME TYPES OF DISCRIMINATOR

Y.S. Radchenko, O.A. Masharova

This paper considers the estimation of parameters of signals by using discriminators. For some types of discriminators which form the maximum likelihood estimation, we analyzed the behavior of discriminator characteristics. Theoretical calculations and the statistical modeling shows that the probability density of the process at the output of the discriminator doesn’t look like Gaussian probability. The distribution of this process has "heavy tails" at a small signal-to-noise ratio. Finally, established limits of applicability of the Gaussian approximation of the distribution of the output statistic.

Введение. Оценка параметров сигналов в технических системах осуществляется во многих случаях с помощью дискриминаторов. Они используются для быстрой оценки параметров на интервалах, не превосходящих длительность сигнальной функции по данному параметру. Типов дискриминаторов и особенностей конструктивного исполнения существует большое количество [1,2,3,]. Широко применяемым вариантом являются алгоритмы, формирующие оценку максимального правдоподобия (ОМП) или квазиоптимальные алгоритмы, приближенно решающие уравнение максимального правдоподобия [1,2]. Существуют и другие подходы к оценке, основанные, например, на калмановской фильтрации [3]. При анализе дискриминаторов основное внимание уделяется вопросам устойчивости, анализу динамических процессов, особенностям реализации дискриминаторов [4] и др. При этом предполагается нормальный закон распределения для сигнала рассогласования по параметру [1,2,4], а предельная точность оценки характеризуется границей Крамера – Рао.

Однако для дискриминаторов, реализующих алгоритм обработки в виде отношения двух случайных статистик (ньютоновский алгоритм, алгоритмы с АРУ) гауссовская аппроксимация сигнала рассогласования может быть неприменима при конечных отношениях сигнал/шум (ОСШ). Таким образом, возникает задача нахождения точного распределения для процесса на выходе дискриминатора и определения условий сходимости этого распределения к нормальному. Кроме того, необходимо установить применимость классических характеристик оценки- смещения и рассеяния для анализа точности дискриминационного алгоритма.

1. ОМП и ее приближения. Пусть наблюдается смесь полезного сигнала и аддитивного белого гауссовского шума

$$\xi(t)=s(t,l_0)+\eta(t).$$

Здесь l_0 - неэнергетический параметр сигнала (временное положение, доплеровский сдвиг частот, обобщенный угол прихода волнового фронта и др.). Спектральная плотность шума $\eta(t)$ равна $N_0/2$. В таком случае логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП) имеет вид

$$M(l)=(2/N_0)\int_0^T \xi(t)s(t,l)dt.$$

ОМП, согласно определению, находится из соотношения $M(l_m)=\max_l M(l)$. Если ЛФОП $M(l)$ дифферецируем , то уравнение правдоподобия имеет вид $\frac{dM(l)}{dl}=0|_{l=l_m}$.

Рассмотрим некоторые способы решения уравнения правдоподобия, приводящие к структуре дискриминатора.

I. Одношаговый алгоритм Ньютона («оптимальный дискриминатор»)

$$M(l)=M(l_f)+M'(l_f)(l-l_f)+0.5\cdot M''(l_f)(l-l_f)^2.$$

Тогда

$$l_m-l_f=-\frac{M'(l_f)}{M''(l_f)}. \qquad (1)$$

Здесь и далее l_f фиксированный параметр, на который настроен приемник.

II. Конечно-разностный дискриминатор. Производные в (1) можно заменить на конечные разности

$$M'(l_f)\approx\frac{M(l_f+\Delta)-M(l_f-\Delta)}{2\Delta},$$

$$M''(l_f)\approx\frac{M(l_f+\Delta)-2M(l_f)+M(l_f-\Delta)}{\Delta^2}.$$

Тогда

$$l_m-l_f=\frac{\Delta}{2}\frac{M(l_f+\Delta)-M(l_f-\Delta)}{M(l_f+\Delta)-2M(l_f)+M(l_f-\Delta)}. \qquad (2)$$

III. Суммарно-разностный дискриминатор

$$l_m-l_f=k\frac{M(l_f+\Delta)-M(l_f-\Delta)}{M(l_f+\Delta)+M(l_f-\Delta)}. \qquad (3)$$

Алгоритм (1) может рассматриваться как эталонный. Алгоритмы (2), (3) наиболее типичные дискриминационные алгоритмы , приближенно вычисляющие ОМП.

Выделим у ЛФОП $M(l)$ детерминированную и флуктуационную компоненты

$$M(l)=(2/N_0)\left(\int_0^T s(t,l_0)s(t,l)dt+\int_0^T \eta(t)s(t,l)dt\right)=q^2S(l-l_0)+qN(l). \qquad (4)$$

Здесь $S(l-l_0)$ – нормированная сигнальная функция, $|S(l-l_0)|\le 1$, $S(0)=1$. $N(l)$ - нормированная гауссовская случайная функция с параметрами $<N(l)>=0, <N^2(l)>=1$, $<N(l_1)N(l_2)>=S(l_1-l_2)$. $q^2=2E_S/N_0$ - энергетическое отношение сигнал/шум (ОСШ).

Для дальнейшего анализа целесообразно в выражениях (1)-(4) сделать следующие преобразования. Отнормируем (1) на величину q и переобозначим $M(l)/q \to M(l)$. Если обозначить интервал корреляции $M(l)$ как τ_l, то можно записать

$S(l-l_0) \equiv S\left((l-l_0)/\tau_l\right) = S(\theta)$, $S(l_1-l_2) \equiv S\left((l_1-l_2)/\tau_l\right) = S(\theta_1-\theta_2)$, $\left(l_f-l_0\right)/\tau_l = \theta_f$, $\Delta/\tau_l = \delta$, $\lambda_m = (l_m - l_f)/\tau_l$.

Тогда (1)-(3) можно переписать в виде

I. «Оптимальный дискриминатор»

$$\lambda_m = \frac{q\,S'(\theta_f) + N'(\theta_f)}{q\,S''(\theta_f) + N''(\theta_f)}. \qquad (5)$$

II. Конечно-разностный дискриминатор

$$\lambda_m = \frac{\delta}{2}\,\frac{q\left[S(\theta_f+\delta) - S(\theta_f-\delta)\right] + \left[N(\theta_f+\delta) - N(\theta_f-\delta)\right]}{q\left[S(\theta_f+\delta) - 2S(\theta_f) + S(\theta_f-\delta)\right] + \left[N(\theta_f+\delta) - 2N(\theta_f) + N(\theta_f-\delta)\right]}. \qquad (6)$$

III. Суммарно-разностный дискриминатор

$$\lambda_m = k\,\frac{q\left[S(\theta_f+\delta) - S(\theta_f-\delta)\right] + \left[N(\theta_f+\delta) - N(\theta_f-\delta)\right]}{q\left[S(\theta_f+\delta) + S(\theta_f-\delta)\right] + \left[N(\theta_f+\delta) + N(\theta_f-\delta)\right]}. \qquad (7)$$

2. Исследование детерминированной дискриминационной характеристики.

Предположим, что в алгоритмах (5)-(7) ОСШ $q>>1$. Тогда шумовой компонентой можно пренебречь, и можно провести анализ дискриминационной характеристики λ_m в зависимости от вида сигнальной функции $S(\theta)$, расстройки каналов дискриминаторов δ, рассогласования по параметрам сигнала и приемника θ_f. В данной работе рассмотрены две распространенные модели сигнальной функции: $S(\theta) = \exp(-0.5\theta^2)$ и $S(\theta) = \sin(\theta)/\theta$. При работе дискриминатора необходимо подобрать его параметры δ, θ_f таким образом, чтобы обеспечить наибольшие размеры линейного участка дискриминационной характеристики.

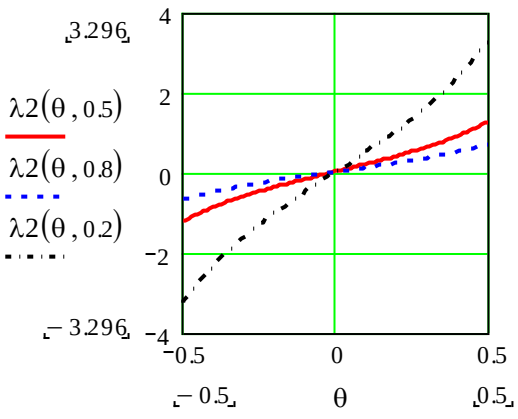


Рис.1

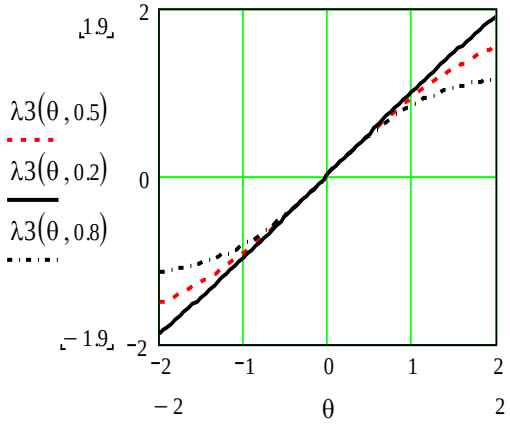


Рис.2

На рис .1 приведена дискриминационная характеристика для алгоритма (6), на рис.2 для алгоритма (7) и модели сигнальной функции $S(\theta) = \exp(-\theta^2/2)$. Параметр δ указан на графиках.

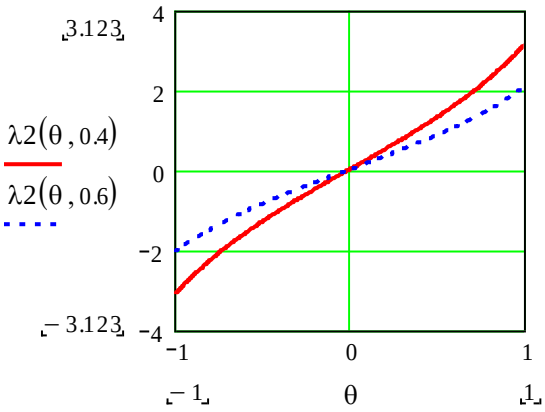


Рис. 3

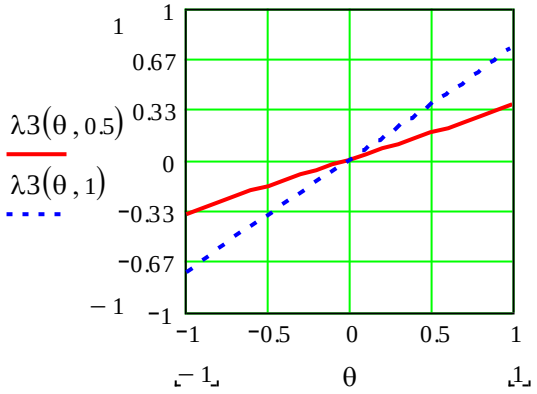


Рис. 4

На рис .3 приведена дискриминационная характеристика для алгоритма (6), на рис.4 для алгоритма (7) и модели сигнальной функции $S(\theta)=\sin(\theta)/\theta$. Параметр δ также указан на графиках. Как следует из рис. 1 - 4 суммарно-разностный дискриминатор (7) обладает лучшей линейностью по сравнению с конечно-разностным дискриминатором (6).

3. Вероятностные характеристики процесса на выходе дискриминатора.

Как следует из формул (5)-(7) дискриминационная статистика λ_m представляется в виде $\lambda_m=\xi_1/\xi_2$, где $\xi_1 \sim N(qM_1, D_1)$, $\xi_2 \sim N(qM_2, D_2)$. Здесь M_1, M_2 – детерминированные компоненты числителя и знаменателя формул (5)-(7), зависящие от значений сигнальной функции или ее первых двух производных. D_1, D_2 – дисперсии случайных компонент числителя и знаменателя формул (5)-(7), зависящие от значений сигнальной функции или ее первых двух производных. Для частного случая $\theta_f=0$ значение $M_1=0$. Также полагалось $\delta=0.5$. Тогда плотность вероятности λ_m может быть записана в виде

$$W_\lambda(z,q)=\frac{\sqrt{\mu}}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|t|\exp\left\{-0.5\left[(t-q\chi)^2+\mu(zt)^2\right]\right\}dt \qquad (8)$$

Здесь $\mu=D_2/D_1$, $\chi=\dfrac{M_2}{\sqrt{D_2}}$. Для выражения (7)

$$D_1=2(1-S(2\delta)),\ D_2=2(1+S(2\delta)),\ \mu=\frac{1-S(2\delta)}{1+S(2\delta)},\ \chi=\frac{M_2}{\sqrt{D_2}}=\frac{2S(\delta)}{\sqrt{2(1+S(2\delta))}}$$

Для выражения (5) необходимо воспользоваться статистическими характеристиками гауссовского процесса и его производных [5]. Тогда $D_1=1, D_2=3, \mu=3$, $\chi=-S''(0)/D_2=1/\sqrt{3}$. Здесь использована такая нормировка аргумента сигнальной функции, чтобы $-S''(0)=1$. В расчетах использовалась нормированная сигнальная функция вида $S(\theta)=\exp(-\theta^2/2)$. Заметим, что ОМП неэнергетического параметра является асимптотически гауссовской с нулевым смещением (нулевым математическим ожиданием) и дисперсией Крамера – Рао $\sigma_{ml}^2=1/q^2(-S''(0))$ (с учетом $-S''(0)=1$ для рассмотренной модели сигнальной функции). То есть плотность вероятности ОМП

$$W_{ml}(z)=1/\sqrt{2\pi\sigma_{ml}^2}\exp(-z^2/2\sigma_{ml}^2). \qquad (9)$$

На рис. 5 приведены : сплошной линией распределение (8) , а штриховой линией гауссовское распределение (9) при q=3. На рис. 6 представлены графики «хвостов» этих распределений

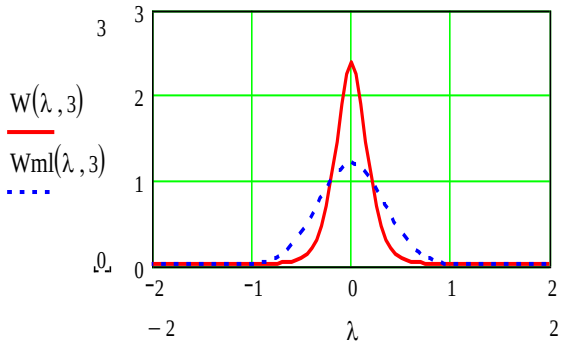


Рис. 5

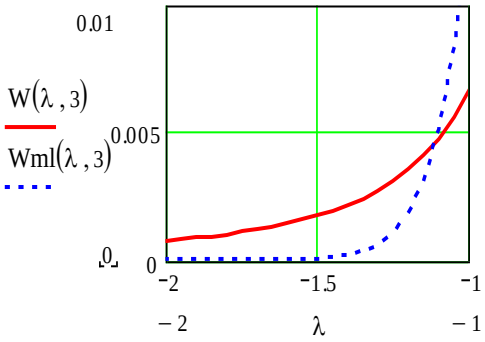


Рис. 6

Как видно из рис. 5 и 6, точное распределение (8) имеет узкий центральный пик и «тяжелые хвосты». На рис. 7 приведены графики точного распределения (8) при разных ОСШ: q=1,3,5.

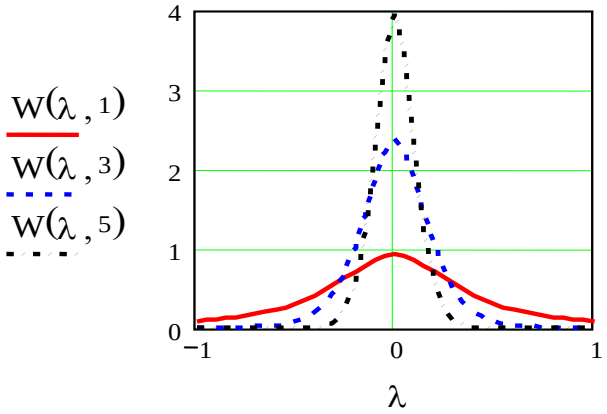


Рис. 7.

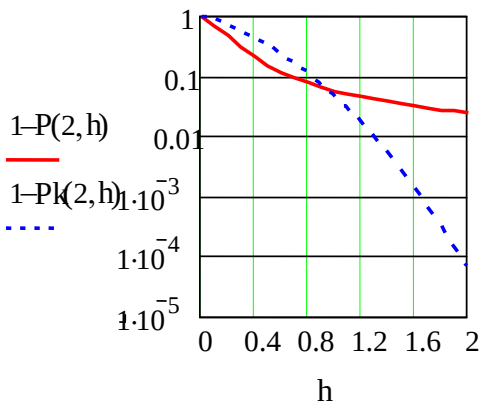


Рис. 8

Сравнить влияние «хвостов» распределения (8) и гауссовского распределения ОМП (9) можно при помощи вероятностей

$$P(h,q)=\int_{-h}^{h} W_{\lambda}(z,q)\,dz, \qquad P_k(h,q)=\int_{-h}^{h} W_{ml}(z,q)\,dz.$$

На рис. 8 приведены вероятности $1-P(h,q)$ сплошной линией и $1-P_k(h,q)$ штриховой линией. Как следует из графиков, вероятность аномально больших выбросов для сигнала рассогласования с распределением (8) на несколько порядков больше, чем для гауссовской случайной величины с распределением (9).

Выражение (8) можно вычислить с помощью асимптотического метода интегрирования Лапласа [6]. После проведения соответствующих преобразований, получаем

$$W_{\lambda}(z,q)=\sqrt{\frac{\mu}{2\pi}}\cdot\frac{q\chi}{(1+\mu z^2)^{3/2}}\cdot\exp\left(-\frac{q^2\chi^2}{2}\cdot\frac{\mu z^2}{1+\mu z^2}\right). \qquad (10)$$

Как следует из (10), выражение имеет два сомножителя: первый характеризует «хвосты» распределения, а второй, содержащий экспоненту, характеризует центральную часть распределения. Если $q>>1$, то второй сомножитель имеет конечные значения при $\mu z^2<<1$. Тогда

$$\exp\left(-\frac{q^2\chi^2}{2}\cdot\frac{\mu z^2}{1+\mu z^2}\right)\approx\exp\left(-\frac{q^2\chi^2\mu z^2}{2}\right),\qquad \frac{q\chi\sqrt{\mu}}{(1+\mu z^2)^{3/2}}\approx q\chi\sqrt{\mu}\to const.$$

То есть распределение является асимптотически гауссовским. При $q\sim O(1)$ и $\mu z^2>1$ выражение $\exp\left(-\frac{q^2\chi^2}{2}\cdot\frac{\mu z^2}{1+\mu z^2}\right)\sim\exp\left(-\frac{q^2\chi^2}{2}\right)\to const$. Первый же сомножитель определяет, таким образом, тяжелые «хвосты». Таким образом, полученное распределение позволяет уточнить нижнюю границу ОСШ применимости гауссовского распределения при статистическом анализе дискриминаторов [3,7].

4. Статистическое моделирование процесса на выходе дискриминатора

Для подтверждения корректности проделанных расчетов было выполнено статистическое моделирование процессов (5)-(7). В соответствии с формулами (5)-(7) формировались гауссовские случайные величины с заданными математическими ожиданиями, дисперсиями и коэффициентами корреляции. Форма сигнальной функции выбиралась $S(\theta)=\exp(-\theta^2/2)$. Объем испытаний $n=2000$. На рис. 9а приведены гистограмма распределения сигнала рассогласования при ОСШ $q=2.5$. Значения параметров $\theta_f=0$, $\delta=0.5$. Здесь же пунктирной изображена нормальная плотность вероятности с дисперсией, определяемой границей Крамера-Рао. На рис.9б приведены гистограммы «хвостов» распределения

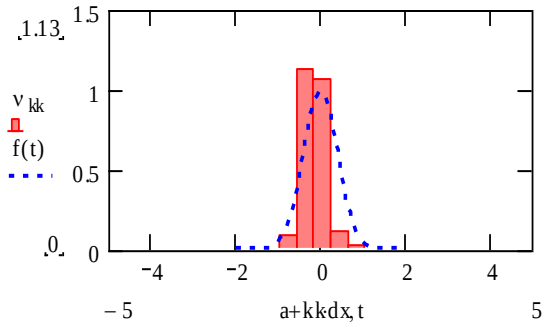


Рис. 9а

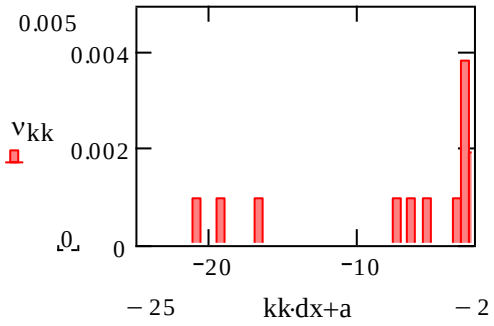


Рис. 9б

Как показало моделирование, процесс λ_m при $q=2.5$ имеет выбросы в диапазоне ± 40. В то же время предположение о гауссовском характере ошибок дает диапазон не боле ± 1.5. Другой вывод из моделирования таков: негауссовское распределение с «тяжелыми хвостами» сигнала рассогласования делает невозможным применение обычных характеристик – смещения и рассеяния для определения точности оценки параметра. Моделирование показало существенную неустойчивость данных характеристик. Вместо выборочного среднего целесообразно использовать медиану выборки и устойчивые оценки рассеяния [8].

Заключение

В данной работе показано, что распределение процесса на выходе некоторых типов дискриминаторов является существенно негауссовским. Оно имеет «тяжелые хвосты», сходные с распределением Коши. Получена теоретическая формула для плотности вероятности сигнала рассогласования. Методами статистического моделирования подтверждены теоретические расчеты. На основе полученных формул, можно оценить границы отношения сигнал/шум, при котором «тяжелые хвосты» пренебрежимо малы, а центр распределения хорошо аппроксимируется нормальным законом. Моделирование показало существенную неустойчивость характеристик

смещения и рассеяния оценки параметров при помощи дискриминаторов, в условиях учета «тяжелых хвостов» распределения дискриминационной статистики.

Литература

1. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. – М: Сов. радио, 1970. -336 с.
2. Радиотехнические системы/ Ю.П. Гришин, В.И. Ипатов и др. Под ред. Ю.М. Казаринова. – М: Высш. Школа, 1990.-496 с.
3. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч.1/ под ред.А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М: Радиотехника, 2004. – 312 с.
4. Радиоавтоматика. Уч. пособие/ В. А. Бессекерский, А.А. Елисеев и др. Под ред. В.А. Бессекерского. – М: Высш. Школа, 1985. – 271 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника.- 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1982.– 624 с.
6. Олвер Ф. Введение в асимптотические методы и специальные функции/ Пер. с англ. Ю.А. Брычкова. Под ред. А.П. Прудникова. – М: Наука. Глав.ред.физ.-мат.лит., 1990. – 528 с.
7. Куликов Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех /Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. – М.: Сов. радио, 1978.-296 с.
8. Шурыгин А.М. Прикладная стохастика: робастность, оценивание, прогноз. – М.:Финансы и статистика, 2000.– 224 с.

Сведения об авторах

Радченко Юрий Степанович 1946 г. рождения, д.ф.м.н., профессор кафедры радиофизики ВГУ, основное направление научных исследований - статистическая теория связи и локации, цифровая обработка сигналов и изображений, математическое моделирование.
E-mail: ysradchenko@yandex.ru

Машарова Ольга Анатольевна 1994 г. рождения, магистрант кафедры радиофизики ВГУ, основное направление научных исследований - статистическая теория обработки сигналов , цифровая обработка изображений.

УДК 621.396.67

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ РЛС

Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Мищенко Е.Н., Шацкий Н.В.

Для подавления коррелированных с сигналом помех предложен новый метод обработки совокупности сигналов при помощи модульной адаптивной антенной решетки (ААР). Каждый модуль обеспечивает формирование «нуля» диаграммы направленности (ДН) в направлении на источник сигнала. Введены дополнительные преобразования, позволяющие устранить искажения ковариационной матрицы помех при исключении составляющей сигнала. Приведены результаты численных исследований и устройство, реализующее предложенный метод.

SPATIAL PROCESSING OF CORRELATED SIGNALS AND INTERFERENCE IN THE ADAPTIVE ANTENNA ARRAY OF RADAR

Litvinov A.V. Mishchenko S.E., Shatsky V.V., Mishchenko E.N., Shatsky N.V.

To suppress signal-correlated noise, a new method for processing a set of signals using a modular adaptive antenna array is proposed. Each module provides the formation of "zero" of the radiation pattern (DD) in the direction of the signal source. Additional transformations have been introduced, which make it possible to eliminate the distortions of the covariance matrix of the noise when the signal component is excluded. The results of numerical studies and the device implementing the proposed method are presented.

Применение адаптивных антенных решеток (ААР) обычно ограничивается помехами, спектр которых существенно отличается от сигнала [1]. Выполнение этого условия необходимо для формирования корреляционной матрицы помех. Это ограничение позволяет применять ААР в радиолокации только для борьбы с заградительными помехами. В то же время в радиолокационных системах существует проблема фильтрации ложных отметок, которые возникают при «засветке» целей по боковым лепесткам. Расширение области применения ААР связано с тем, чтобы использовать при формировании корреляционной матрицы помех пространственное разделение сигналов и помех. Реализация этой идеи нашла отражение в работах [2,3]. Суть метода состояла в том, чтобы разбить исходную решетку на подрешетки, в каждой из которых исключалась составляющая сигнала за счет формирования нуля ДН в направлении на источник сигнала. Это позволяло сформировать корреляционную матрицу помех и решить задачу их адаптивного подавления. Анализ метода показывает два его недостатка. Во-первых, идентичные подрешетки имеют схожие множители системы с идентичной ориентацией «нулей» диаграммы направленности (ДН). Поэтому такая подрешетка не может эффективно бороться с помехами, направления которых совпадают с положением «нулей» множителя системы подрешетки. Во-вторых, на эффективность подавления помех оказывает влияние искажение информации об уровне и фазе помехи, получаемое в результате приема сигнала не отдельным каналом, а подрешеткой.

Цель работы состоит в расширении области применения ААР в радиолокационных системах за счет предварительной пространственной обработки коррелированных сигналов и помех.

Решаемые задачи заключаются в обосновании нового метода обработки коррелированных сигналов и помех в адаптивной антенной решетке, в том числе в обосновании функциональной схемы ААР, а также проверке эффективности предлагаемого способа на численном примере.

Пусть имеется M-элементная ААР, в которой приемные каналы объединены в M_a управляемых модулей по M_c каналов в каждом, а ДН каждого антенного канала описывается комплексной функцией $f_m(\theta)$. На вход ААР с направления θ_0 поступает сигнал, а в направлениях θ_j $(j=1,2,...,J)$ расположены источники помех.

Предположим, что в течение интервала времени $t=[t_0,t_0+T]$ комплексные огибающие сигнала, помех и шума описываются функциями $y(t)$, $x_j(t)$ и $n(t)$ соответственно.

В результате на выходе m-го антенного элемента ААР формируется исходная смесь сигналов, помех и шума, которая описывается выражением вида:

$$Y_m(t)=y(t)\,f_m(\theta_0)+\sum_{j=1}^{J}x_j(t)\,f_m(\theta_j)+n_m(t). \qquad (1)$$

Пусть сигналы с выходов антенных элементов суммируются в ААР с весами, соответствующими комплексным весовым коэффициентам (КВК) вектора-строки $\mathbf{j}=(j_1,j_2,...,j_M)$. Тогда комплексная огибающая сигнала на выходе ААР представляет собой сумму функций (1):

$$H(t)=\sum_{m=1}^{M}j_m Y_m(t)=\mathbf{jY}(t). \qquad (2)$$

Введем прямоугольную матрицу $\mathbf{J}$, число строк которой равно числу M_a управляемых модулей ААР, а в каждой i-ой строке от нуля отличны только M_c коэффициентов, комплексные значения которых соответствуют комплексным весовым коэффициентам i-го модуля. Тогда на выходах модулей формируется вектор сигналов:

$$\mathbf{h}(t)=\mathbf{JY}(t). \qquad (3)$$

С учетом введенных обозначений выходной сигнал ААР определяется суммой выходных сигналов модулей (3), т.е.:

$$H(t)=\mathbf{wh}(t), \qquad (4)$$

где $\mathbf{w}$ - вектор комплексных весовых коэффициентов (КВК) модулей ААР.

Необходимо найти такой вектор КВК $\mathbf{w}^{opt}=(w_m)_1^{M_a}$, который обеспечивает максимальное значение отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе ААР при условии, что комплексная огибающая сигнала коррелирована с комплексной огибающей помех.

Средняя мощность сигнала, принимаемого ААР в течение рассматриваемого интервала времени, определяется выражением:

$$P=\mathbf{w}\overline{\mathbf{h}(t)\mathbf{h}^{*}(t)}\mathbf{w}^{*}. \qquad (5)$$

Здесь и в дальнейшем символ «*» применительно к скалярной величине означает комплексное сопряжение, а к векторной − эрмитово сопряжение; «–» - знак статистического усреднения в течение заданного времени.

Тогда средняя выходная мощность принимаемого сигнала ААР за рассматриваемый временной интервал описывается функцией вида:

$$P = 0,5\mathbf{w}\overline{\mathbf{h}(t)\mathbf{h}^*(t)}\mathbf{w}^* = 0,5\mathbf{w}\mathbf{J}\overline{\mathbf{Y}(t)\mathbf{Y}^*(t)}\mathbf{J}^*\mathbf{w}^* = 0,5\sum_{m=1}^{M_a} w_m \sum_{n=1}^{M_a} w_n^* \sum_{k=1}^{M} J_{m,k} \sum_{l=1}^{M} J_{n,l}^* \times$$

$$\times \overline{\left(y(t) f_k(\theta_0) + \sum_{i=1}^{J} x_i(t) f_k(\theta_i) + n_k(t) \right)\left(y(t) f_l(\theta_0) + \sum_{j=1}^{J} x_j(t) f_l(\theta_j) + n_l(t) \right)^*} =$$

$$= 0,5\sum_{m=1}^{M_a} w_m \sum_{n=1}^{M_a} w_n^* \sum_{k=1}^{M} J_{m,k} \sum_{l=1}^{M} J_{n,l}^* \overline{p_{k,l}}; \tag{6}$$

Остановимся на процедуре статистического усреднения более подробно. Представим величину $0,5\overline{p_{k,l}}$ в виде:

$$0,5\overline{p_{k,l}} = 0,5\Bigg(f_k(\theta_0) f_l^*(\theta_0) \overline{y(t)y^*(t)} + f_k(\theta_0) \sum_{j=1}^{J} \overline{y(t)x_j^*(t)} f_l^*(\theta_j) +$$

$$+ f_k(\theta_0) \overline{y(t)n_k^*(t)} + \sum_{i=1}^{J} f_k(\theta_i) f_l^*(\theta_0) \overline{x_i(t)y^*(t)} +$$

$$+ \sum_{i=1}^{J}\sum_{j=1}^{J} f_k(\theta_i) f_l^*(\theta_j) x_i(t) x_j^*(t) + \sum_{i=1}^{J} f_k(\theta_i) \overline{x_i(t)n^*(t)} + \tag{7}$$

$$+ \overline{n_k(t)y^*(t)} f_l^*(\theta_0) + \sum_{j=1}^{J} \overline{n_k(t)x_j^*(t)} f_l^*(\theta_j) + \overline{n_k(t)n_l^*(t)} \Bigg).$$

В соответствии со статистической теорией антенн [4] шумы отдельных каналов можно полагать статистически независимыми друг от друга и от внешних сигналов. Это позволяет упростить выражение (7) и записать его в виде:

$$0,5\overline{p_{k,l}} = 0,5\Bigg(f_k(\theta_0) f_l^*(\theta_0) \overline{y(t)y^*(t)} + f_k(\theta_0) \sum_{j=1}^{J} \overline{y(t)x_j^*(t)} f_l^*(\theta_j) +$$

$$+ \sum_{i=1}^{J} f_k(\theta_i) f_l^*(\theta_0) \overline{x_i(t)y^*(t)} + \sum_{i=1}^{J}\sum_{j=1}^{J} f_k(\theta_i) f_l^*(\theta_j) \overline{x_i(t)x_j^*(t)} \Bigg) + 0,5\sigma_k^2, \tag{8}$$

где σ_k^2 – дисперсия внутренних шумов в антенном элементе ААР.

При отсутствии помех в выражении (8) можно опустить все слагаемые, которые связаны с комплексными огибающими $x_i(t)$. В результате выражение (6) в этой ситуации примет вид:

$$P = 0,5\sum_{m=1}^{M_a} w_m \sum_{n=1}^{M_a} w_n^* \sum_{k=1}^{M} J_{m,k} \sum_{l=1}^{M} J_{n,l}^* \left(f_k(\theta_0) f_l^*(\theta_0) \overline{y(t)y^*(t)} + \sigma_k^2 \right) =$$

$$= 0,5\left|F(\theta_0)\right|^2 \overline{y(t)y^*(t)} + 0,5\sigma_k^2 \sum_{m=1}^{M_a} w_m \sum_{n=1}^{M_a} w_n^* \sum_{k=1}^{M} J_{m,k} \sum_{l=1}^{M} J_{n,l}^* = \tag{9}$$

$$= 0,5\left|F(\theta_0)\right|^2 \overline{y(t)y^*(t)} + 0,5\sigma_k^2 \mathbf{w}\mathbf{J}\mathbf{E}\mathbf{J}^*\mathbf{w}^*.$$

Здесь матрица $\mathbf{E} = \left(\delta_{k,l}\right)_1^M$ – единичная матрица, а $\delta_{k,l}$ – символы Кронекера.

В теории адаптации обычно полагают, что сигнал и помехи являются статистически независимыми. В этом случае из выражения (8) исключаются слагаемые, содержащие перекрестные произведения сигнала и помех, а выражение (9) записывается в виде:

$$P = 0,5\sum_{m=1}^{M_a} w_m \sum_{n=1}^{M_a} w_n^* \sum_{k=1}^{M} J_{m,k} \sum_{l=1}^{M} J_{n,l}^* \left(f_k(\theta_0)\, f_l^*(\theta_0)\, \overline{y(t)\, y^*(t)} + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{J} \sum_{j=1}^{J} f_k(\theta_i)\, f_l^*(\theta_j)\, \overline{x_i(t)\, x_j^*(t)} \right) + 0,5\sigma_k{}^2 \mathbf{wJEJ}^* \mathbf{w}^* = \qquad (10)$$

$$= 0,5\left(\mathbf{wJAJ}^* \mathbf{w}^* \overline{y(t)\, y^*(t)} + \mathbf{wJBJ}^* \mathbf{w}^* + \sigma_k{}^2 \mathbf{wJEJ}^* \mathbf{w}^* \right),$$

где $\mathbf{B} = \left(B_{k,l} \right)_1^M$ ковариационная матрица помех.

Из выражения (10) следует, что величина ОСПШ может быть представлена в виде отношения эрмитовых форм

$$q^2 = \frac{\mathbf{wJAJ}^* \mathbf{w}^* \overline{y(t)\, y^*(t)}}{\mathbf{wJ}\left(\mathbf{B} + \sigma_k{}^2 \mathbf{E} \right) \mathbf{J}^* \mathbf{w}^*}. \qquad (11)$$

В теории матриц имеются теоремы [5], в соответствии с которыми максимальная величина отношения эрмитовых форм достигается при условии, что

$$\mathbf{w}^{opt} = \mathbf{w}\left(\mathbf{J}\left(\mathbf{B} + \sigma_k{}^2 \mathbf{E} \right) \mathbf{J}^* \right)^{-1}. \qquad (12)$$

Однако, как следует из выражений (6) и (7), наличие в них слагаемых, отражающих ненулевую ковариацию сигнала и помехи, не позволяет в общем случае считать решение вида (12) оптимальным.

В связи с этим для решения сформулированной задачи о подавлении адаптивной ААР помех, коррелированных с сигналом, рассмотрим следующий метод.

Сформируем сначала M наборов КВК по формуле:

$$J_{m,n}^0 = \sum_{l=1}^{M} W_{l,m} \cdot \exp\left(-ikx_l \sin\theta_m \right) \cdot \left(f_n(\theta_0)\, f_l^*(\theta_0) \right)^{-1}. \qquad (13)$$

В выражении (13) матрица амплитуд $\mathbf{W}$ выбирается случайным образом с помощью датчика случайных чисел, распределенных равномерно в интервале от 0 до 1. Значения вектора θ_m задаются случайным образом в области наиболее вероятного появления помех (в области боковых лепестков Ω) таким образом, чтобы θ_m не попадало в область главного луча ААР.

Полученные распределения позволяют сформировать M комплексных весовых функций

$$G_m^0(\theta) = \sum_{n=1}^{M} J_{m,n}^0 f_n(\theta). \qquad (14)$$

Выражение (13) представляет собой формулу для матричного синтеза «нуля» ДН [6], поэтому все функции $G_m^0(\theta)$ имеют «нуль» ДН в направлении θ_0 и максимумы в направлениях θ_m.

Считаем, что ДН модулей ААР описываются выражениями вида:

$$g_i(\theta) = \sum_{n=1}^{M} J_{i,n} f_n(\theta);\ i = 1,2,...,M_a. \qquad (15)$$

Аппроксимируем ДН модулей в области боковых лепестков с помощью весовых функций $G_m^0(\theta)$, решив задачу минимизации среднеквадратического отклонения для каждого модуля:

$$\delta_i = \int_{\Omega} \left| g_i(\theta) - \sum_{m=1}^{M} a_{i,m} G_m^0(\theta) \right|^2 d\theta \to \min. \qquad (16)$$

Известно [7], что решение задачи (16) может быть получено методом наименьших квадратов в виде:

$$\mathbf{a} = \boldsymbol{\eta}\mathbf{S}^{-1}, \tag{17}$$

где

$$\eta_{i,m} = \int_{\Omega} g_i(\theta) G_m^{0*}(\theta)\, d\theta = \sum_{n=1}^{M} J_{i,n} \sum_{l=1}^{M} J_{m,l}^{0*} \int_{\Omega} f_n(\theta)\, f_l^*(\theta)\, d\theta = \mathbf{JCJ}^{0*}; \tag{18}$$

$$S_{n,m} = \int_{\Omega} G_n^0(\theta) G_m^{0*}(\theta)\, d\theta = \sum_{i=1}^{M} J_{n,i}^0 \sum_{l=1}^{M} J_{m,l}^{0*} \int_{\Omega} f_i(\theta)\, f_l^*(\theta)\, d\theta = \mathbf{J}^0\mathbf{CJ}^{0*}. \tag{19}$$

Отсюда следует, что выражение (17) можно представить в векторной форме в виде:

$$\mathbf{a} = \left(\mathbf{JCJ}^{0*}\right)\left(\mathbf{J}^0\mathbf{CJ}^{0*}\right)^{-1}. \tag{20}$$

Интерес представляет случай, когда матрица $\mathbf{C}$ является диагональной. В этом случае с точностью до постоянного множителя выражение (20) можно представить в виде:

$$\mathbf{a} = \left(\mathbf{JJ}^{0*}\right)\left(\mathbf{J}^0\mathbf{J}^{0*}\right)^{-1}. \tag{21}$$

Выражение (21) будет точным, если каналы ААР размещены с шагом $0{,}5\lambda$, а область боковых лепестков Ω приближается ко всей области видимых углов. При этом матрицу $\mathbf{C}$ можно представить в виде:

$$\mathbf{C} = \mathbf{E}\int_{\Omega} \left| f_1(\theta) \right|^2 d\theta. \tag{22}$$

Следует обратить внимание на то, что расширение области боковых лепестков, т.е. сужение главного луча, имеет место в случае увеличения числа антенных элементов. Это означает, что выражение (21) является справедливым для многоэлементных антенных решеток.

Если решение задачи аппроксимации достаточно точно, то для произвольных источников помех ковариационная матрица помех, определяемая с помощью M_a адаптивных каналов (модулей), будет приближаться к ковариационной матрице помех $\mathbf{B}$ исходной решетки. В результате решение задачи подавления помех можно будет искать по формуле (12).

Таким образом, общая идея предлагаемого подхода к подавлению коррелированных помех состоит в том, чтобы еще на этапе проектирования ААР найти наборы КВК $\mathbf{J}^0$ и $\mathbf{a}$. Первые коэффициенты обеспечивают формирование нуля ДН в направлении на источник сигнала, вторые − отвечают за приближение амплитуд и фаз принимаемых помех к таким, которые соответствуют условиям приема в обычной ААР. Это позволяет приблизить формируемую корреляционную матрицу помех к той, которая формируется в обычной ААР с некоррелированными сигналом и помехами. Далее используется стандартный алгоритм адаптации.

Рассмотрим функционирование модульной адаптивной антенной решетки, представленной на рис. 1 и предложенной в [8].

Для каждого положения максимума ДН принятые антенными элементами 1 сигналы, представляющие собой смесь полезного сигнала, помеховых сигналов и собственных шумов каналов ААР, поступают на фазовращатели 2. В соответствии с информацией о направлении главного максимума ДН, поступающей с первого информационного входа устройства управления 12 на управляющие входы фазовращателей 2, фазовращатели 2 перестраиваются, и главный максимум ДН ориентируется в направлении на полезный сигнал. Сигналы на выходах фазовращателей разделяются по мощности на прошедшую и ответвлённую части.

Сигналы, соответствующие прошедшей части мощности, поступают на первые блоки комплексного взвешивания сигналов 3, а сигналы, соответствующие ответвлённой части мощности, − на вторые входы блока формирования комплексных весовых функций 8. В первых блоках комплексного взвешивания сигналов 3 с использованием заданных КВК, соответствующих требуемой форме ДН, хранящихся в устройстве управления 12 и поступающих с его вторых информационных выходов, входные сигналы взвешиваются. Взвешенные сигналы поступают на входы сумматоров модулей 3, где алгебраически складываются, образуя выходные сигналы модулей.

На первые входы блока формирования комплексных весовых функций 8 из блока хранения наборов комплексных весовых коэффициентов 7 выбираются КВК, соответствующие выбранному направлению максимума ДН, в котором для полезного сигнала в каждом из модулей сформирован нуль. В блоке формирования комплексных весовых функций 8 происходит преобразование поступивших сигналов в М сигналов, в которых исключена составляющая полезного сигнала. В блоке аппроксимации ДН модулей в области боковых лепестков 9 на основе информации, извлекаемой из блока хранения ДН модулей 13 и поступающей на вторые информационные входы блока аппроксимации ДН модулей в области боковых лепестков 9, и сигналов, соответствующих М сигналам с исключенной составляющей полезного сигнала и поступающих на первые информационные входы блока аппроксимации ДН модулей в области боковых лепестков 9, производится преобразование М сигналов в M_a помеховых сигналов (по числу модулей) таким образом, чтобы комплексные амплитуды составляющих помех в них приближались к комплексным амплитудам помех в выходных сигналах соответствующих модулей.

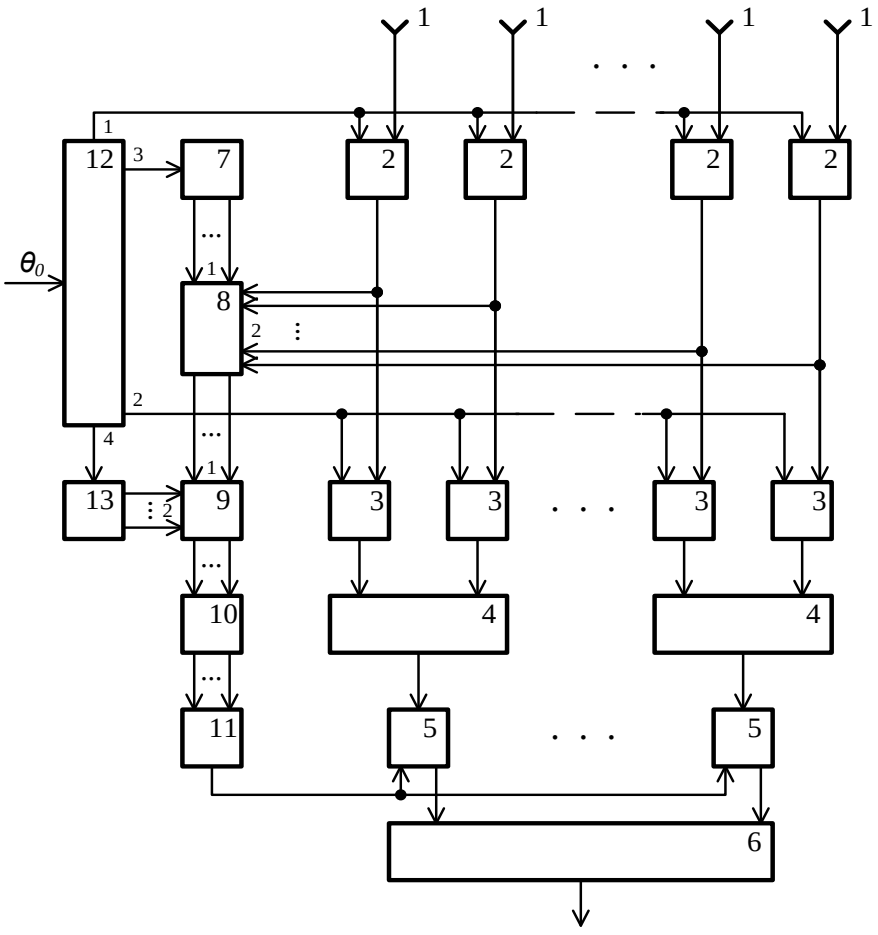


Рис. 1

В блоке формирования ковариационной матрицы помех 10 с помощью полученных M_a помеховых сигналов формируется ковариационная матрица помех **A** размером $M_a \times M_a$. На основе сигналов, соответствующих элементам ковариационной матрицы помех **A** размером $M_a \times M_a$, поступающих с её выходов, в блоке формирования комплексных весовых коэффициентов 11 определяется оптимальный для модульной ААР по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум) вектор весовых коэффициентов. Сигналы, соответствующие компонентам этого вектора, подаются на управляющие входы вторых блоков комплексного взвешивания сигналов 5. В устройстве временной обработки сигналов 6 выходные сигналы M_a модулей суммируются с найденным оптимальным для модульной ААР по критерию максимума отношения сигнал/(помеха+шум) вектором комплексных весовых коэффициентов, образуя выходной сигнал модульной ААР.

Для подтверждения работоспособности и эффективности представленного метода обработки сигналов в модульной адаптивной антенной решетке при приеме коррелированных сигналов и помех проведено компьютерное моделирование.

В качестве примера рассмотрена $M = 64$ - элементная линейная антенная решетка с шагом между элементами $d = 0,5\lambda$.

ДН антенного элемента описывается комплексной функцией

$$f_m(\theta) = \cos\theta \exp\left(ikd\left(m - \frac{M+1}{2} \right) \sin\theta \right). \qquad (23)$$

Помеховая обстановка задана с помощью трех источников помех, размещенных в направлениях $\theta_{1,2,3} = \left(2,4^o; 3,6^o; 4,4^o\right)$. Сигнал (полезный сигнал) приходит с направления $\theta_0 = 0$.

Выходы антенных элементов линейной антенной решетки объединены в модули по 4 антенных элемента в каждом, что позволяет получить 16 адаптивных каналов (модулей) с идентичными амплитудными ДН, показанными на рис. 2.

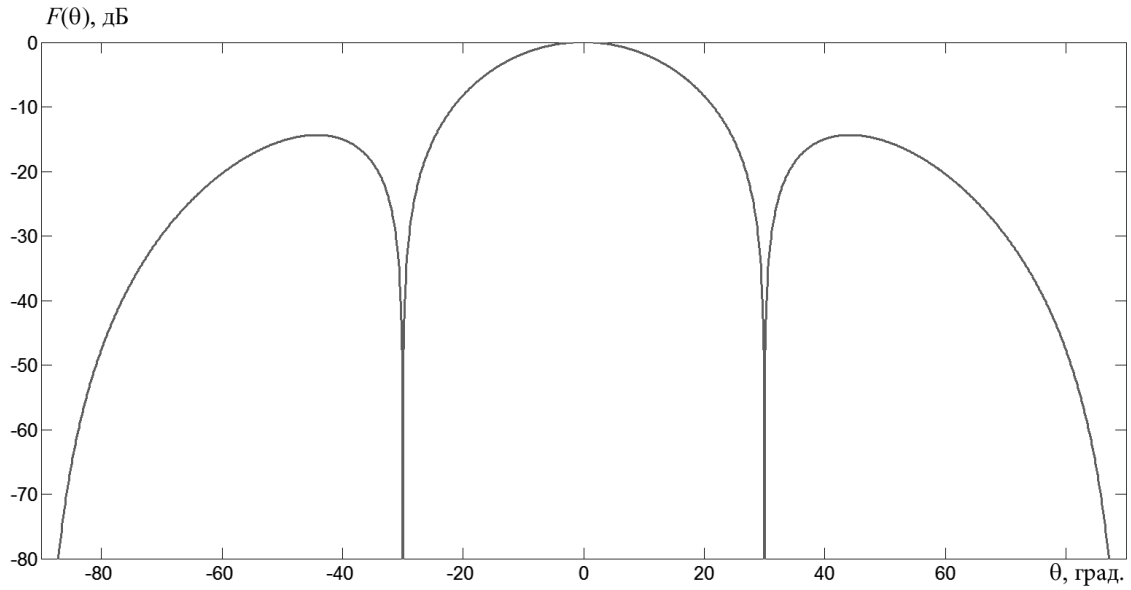


Рис. 2

На рис. 3 представлена угловая зависимость функции $\sum_{m=1}^{M}\left|G_m^0(\theta)\right|$, которая показывает, что после применения формулы (13) все комплексные весовые функции обеспечивают формирование глубокого нуля в направлении на источник сигнала. При этом в области боковых лепестков чувствительность ААР изменяется в диапазоне 37…47 дБ в пределах от -60^o до 60^o. При формировании функций $G_m^0(\theta)$ используются все элементы ААР без группировки по модулям, что позволяет избежать появления дополнительных нулей ДН.

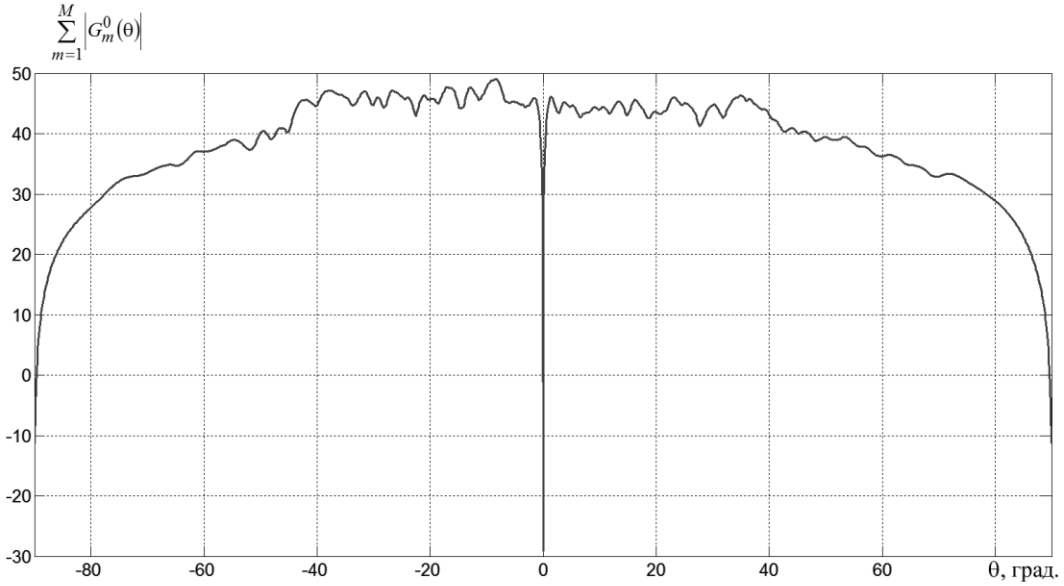


Рис. 3

Сопоставление рис. 2 и рис. 3 показывает, что динамический диапазон чувствительности обычной ААР к помехам гораздо выше, что связано с изменениями ДН адаптивного канала в области «нулей» ДН на рис.2. Кроме того, обычная ААР не позволяет исключить полностью составляющую сигнала из смеси сигнала и помех, что оказывает влияние на подавление помех, коррелированных с сигналом.

На рис. 4 представлены ДН ААР до (пунктирная кривая) и после адаптации (сплошная кривая). На рис. 5 и рис. 6 показаны распределения комплексных весовых коэффициентов в каналах ААР. Для удобства значения амплитуд и фаз комплексных весовых коэффициентов соединены отрезками.

Из анализа рис. 4 следует, что теоретическая глубина формируемых провалов в направлениях на источники помех достигает -90 дБ. Области «нулей» в формируемой ДН расположены с периодом, который связан с ориентацией «нулей» ДН модуля (адаптивного канала).

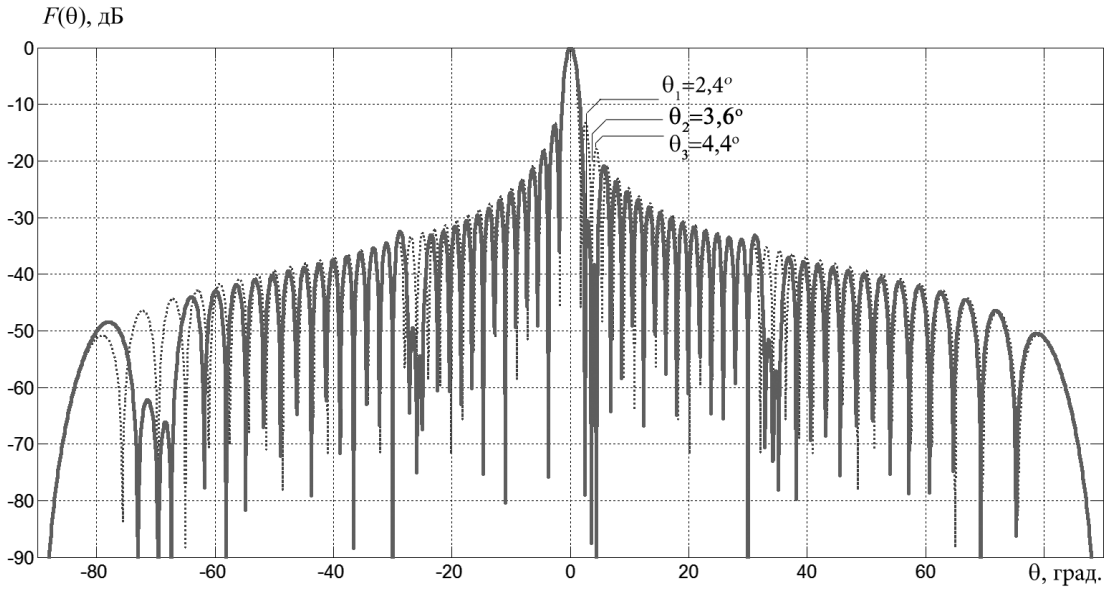


Рис. 4

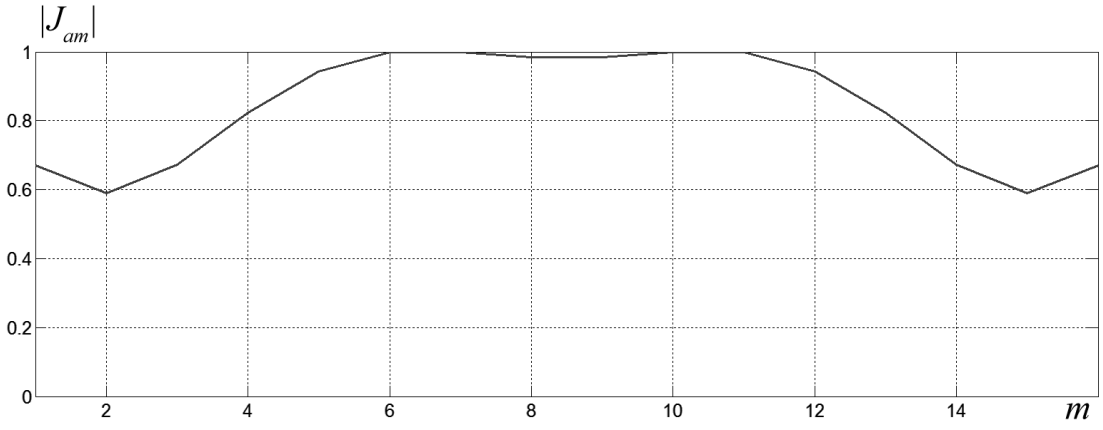


Рис. 5

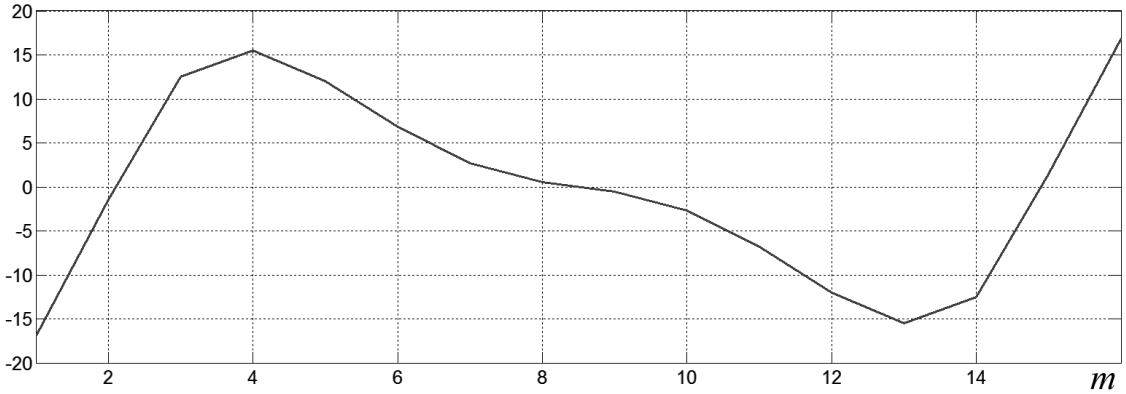


Рис. 6

Выводы

1 Предложенный метод подавления помех, которые коррелированы с сигналом, в модульной ААР, позволяет сформировать корреляционную матрицу, которая подобна корреляционной матрице помех обычной ААР за счет дополнительных наборов КВК, определяемых на этапе проектирования ААР.

2 Анализ численного примера показывает, что глубина подавления помех соответствует теоретической глубине «нулей» ДН, что подтверждает работоспособность предложенного метода.

Литература

1 Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. и др. Защита от радиопомех / Под ред. Максимова М.В. − М.: Сов. радио, 1976.

2 Габриэльян Д.Д., Звездина Ю.А. Квазиоптимальный метод пространственной селекции сигналов в адаптивных антенных решетках. // Сб. научн. трудов международной научной конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». Т.1. Ч.2. Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. С. 43-46.

3 Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Сильницкий С.А. Квазиоптимальная обработка сигналов в адаптивных антенных решетках радиосвязи // Электромагнитные волны и электронные системы, 2009, № 5, Т.14, С.52-55.

4 Проблемы антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И.Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989.

5 Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 4 – е изд. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. 1988.

6 Зелкин В.Г., Соколов Е.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. − М.: Сов. Радио. 1980.

7 Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). - М.: Сов. радио, 1974.

8 Мищенко Е.Н., Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Шацкий Н.В. Способ обработки сигналов в модульной адаптивной антенной решетке при приеме коррелированных сигналов и помех // Патент РФ № 2609792 М.кл. H01Q 3/26, опубл. 03.02.2017 в Бюл. № 6.

Сведения об авторах

ФИО: **Литвинов Алексей Вадимович**
Год рождения: 1977.
Название вуза и год его окончания: Донской государственный технический университет (ДГТУ), 2000 г.
Направление научных исследований: обработка сигналов в фазированных и цифровых антенных решетках.
Место работы: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр.
Должность: руководитель сектора.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038.
Электронный адрес: alexey_litvinov@mail.ru

ФИО: **Мищенко Сергей Евгеньевич**
Год рождения:1971.
Название вуза и год его окончания: Ростовское высшее военное командно-инженерное училище (РВВКИУ РВ), 1993 г.
Направление научных исследований: анализ и синтез антенн и антенных решёток.
Годы защиты диссертаций: ктн 1997 г., дтн 2008 г.
Место работы: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр.
Должность: ведущий научный сотрудник.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038.
Электронный адрес: mihome@yandex.ru

ФИО: **Шацкий Виталий Валентинович**
Год рождения: 1945.
Название вуза и год его окончания: Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), 1971 г.
Направление научных исследований: анализ и синтез антенн и антенных решёток, контроль работоспособности антенных решеток.
Годы защиты диссертации: ктн 1987 г.
Место работы: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр.
Должность: старший научный сотрудник.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038.
Электронный адрес: VshatsV@yandex.ru

ФИО: **Мищенко Евгений Николаевич**
Год рождения:1947.
Название вуза и год его окончания: Ростовское высшее военное командно-инженерное училище (РВВКИУ РВ), 1972 г.
Направление научных исследований: анализ и синтез антенн и антенных решёток.
Годы защиты диссертаций: ктн 1989 г.
Место работы: Ростовский государственный университет путей сообщения.
Должность: доцент кафедры.
Служебный адрес: 344038, г. Ростов-на-Дону, пл. Ростовского Стрелкового полка Народного ополчения, 2.
Электронный адрес: ganemi@yandex.ru

ФИО: **Шацкий Николай Витальевич**
Год рождения:1971.
Название вуза и год его окончания: Ростовское высшее военное командно-инженерное училище (РВВКИУ РВ), 1993 г.
Направление научных исследований: диагностика радиотехнических комплексов с антенными решётками.
Годы защиты диссертаций: ктн 1999 г.
Место работы: Открытое акционерное общество «Радиотехнический институт им. академика А.Л. Минца».
Должность: начальник комплексного отдела.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Большая Садовая, 154, 344022.
Электронный адрес: shteiz@mail.ru

СНИЖЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ В ГЕОРАДИОЛОКАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

В.В. Задорожный, А.А. Ломанцов, С.Н Приймаков

Представлены результаты испытаний макета георадиолокатора на основе векторного анализатора цепей и антенной системы на основе разработанных макетов логарифмических щелевых спиральных антенн с круговой поляризацией. Показано снижение максимальной длительности обнаружения в два раза по сравнению с использованием серийного георадиолокатора с антенной системой, имеющей линейную поляризацию сигнала, в случае обнаружения подповерхностных линейных объектов (кабели, трубы), расположенных перпендикулярно поляризации излучаемого сигнала

DECREASING DETECTION TIME OF LINEAR OBJECTS IN GROUND PENETRATING RADAR

V. V. Zadorozhnyy, A. A. Lomancov, S.N. Primakov

The article describes the results of tests of the ground penetrating radar prototype, including the vector network analyzer and the antenna system with circular polarization. It was shown that the maximum duration of detection decreasing in two times in comparison with serial ground penetrating radar antenna system with linear polarization signal in case of detection of subsurface linear objects (cables, pipes) located perpendicular to the polarization of the radiated signal

В настоящее время георадиолокаторы активно используются при поиске и картографировании подземных коммуникаций, контроле автодорожного полотна и железнодорожной насыпи, дефектоскопии строительных конструкций и т.д. [1,2].Использование георадиолокаторов при решения специальных задач по разминированию, поиску людей под завалами, позволяет значительно сократить время, экономит ресурсы и часто позволяет спасти жизнь и сохранить здоровье людей.

Конструкция антенных устройств выпускаемых в России и за рубежом георадиолокаторов зависит от области применения, исследуемых сред и типа обнаруживаемых объектов. Анализ существующих георадиолокаторов, предназначенных для обнаружения подповерхностных объектов при удалении антенной системы от поверхности земли не более 0,5 м, перемещение которых осуществляется на тележке, автомобиле или поплавках (при исследовании водной поверхности) показал, что в них применяются антенные системы с одной линейной поляризацией [3–6]. Это затрудняет обнаружение подповерхностных линейных объектов (кабели, трубы), расположенных перпендикулярно поляризации зондирующего сигнала. Указанный недостаток требует повторного обследования участка местности со сменой поляризации на ортогональную и увеличивает максимальную длительность анализа этого участка в два раза. Поэтому актуальным вопросом развития георадиолокаторов является снижение длительности обнаружения за счет увеличения числа используемых поляризаций зондирующего сигнала.

Цель работы: снижение длительности обнаружения подповерхностных линейных объектов за счет применения антенной системы с круговой поляризацией.

Решаемые задачи:

1 Создание макета антенной системы с круговой поляризацией на основе логарифмических щелевых спиральных излучателей с полосой рабочих частот 350 - 2000 МГц.

2 Экспериментальная проверка снижения длительности обнаружения подповерхностных линейных объектов.

Для реализации макета георадиолокатора необходимо было использовать антенну с величиной КСВ не более 3 в рабочем диапазоне 100-2000 МГц. Для реализации макета георадиолокатора на основе антенной системы с круговой поляризацией выбрана спиральная антенна с логарифмической щелевой спиралью. При этом расстояние от граничных линий спиральных щелей антенны до центра спирали и определяются углом в полярных координатах от начала спирали [7]:

$$\rho_1 = k\exp(\alpha\varphi), \quad \rho_2 = K\rho_1, \qquad (1)$$

Угол A между касательной к логарифмической кривой и направлением на центр для такой кривой является величиной постоянной (рис.1а).

Для построения спирали в макетах использованы кривые по выражению (1) со следующими переменными α=0,35; k= 0,5 см; K=0,597. Спираль имеет 1,5 витка, максимальный диаметр спирали равен 23,3 см.

Макеты приемной и передающей антенн выполнены из листов медной фольги размерами 30х30 см и толщиной 0,035 мм (рис.1б). Запитка антенн осуществляется подачей сигнала в центр спирали с помощью фидера, проложенного между витками спирали.

Измеренная зависимость коэффициента отражения от частоты для обоих макетов антенн приведена на рис. 2.

а) б)

Рис.1. а) параметры логарифмической формы огибающей; б) внешний вид приемного и передающего спиральных излучателей

Участок с требуемым значением КСВ оказался сдвинут вверх по частоте: измеренные величины коэффициентов отражения имеют осциллирующий характер в пределах от -38 дБ до -5 дБ в полосе частот от 350 МГц до 3 ГГц, что соответствует КСВ не более 3 в полосе частот от 350 до 700 МГц с локальными понижениями до 1,1–1,9 в полосе частот от 700 до 900 МГц и КСВ не более 2,6 на более высоких частотах.

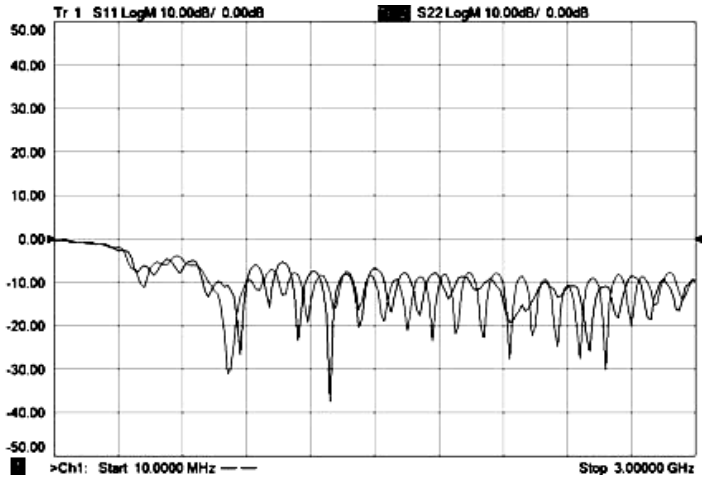
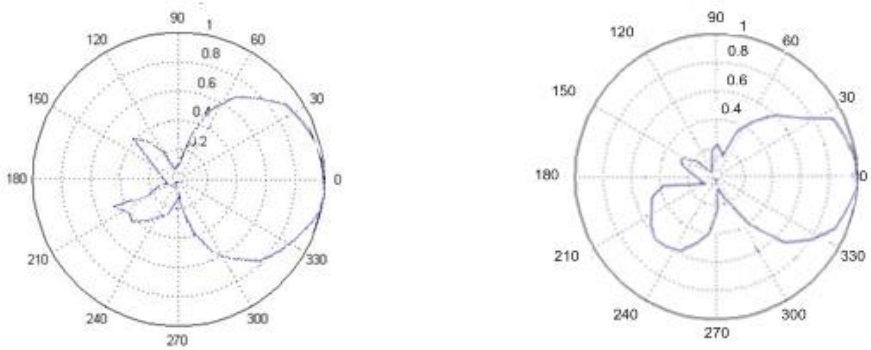


Рис.2. Зависимость коэффициента отражения от частоты для двух макетов антенн

Из-за ограничения продолжительности экспериментальных исследований было принято решение не проводить оптимизацию конструкции макетов антенн с целью снижения КСВ.

На рис.3 приведены примеры измеренных диаграммы направленности (ДН) макетов в свободном пространстве в полярных координатах на двух частотах: 350 и 1600 МГц.

Ширина ДН по уровню –3 дБ в диапазоне от 350 МГц до 1.6 ГГц изменяется в пределах от 120о до 100о. Измеренный коэффициент усиления Ку в этой полосе частот не менее 2.07 дБ.



а) б)

Рис.3. Измеренные ДН спиральных излучателей а) на частоте 466 МГц;
б) на частоте 1368 МГц

Для проведения экспериментальных исследований создан макет георадиолокатора на основе векторного анализатора цепей (ВАЦ) Agilent N5224A. Структурная схема макета георадиолокатора приведена на рис.4. ВАЦ выполняет функции блока управления и обработки, передающего и приемного устройств, а в качестве антенн ПРД и ПРМ использованы макеты разработанных спиральных щелевых антенн.

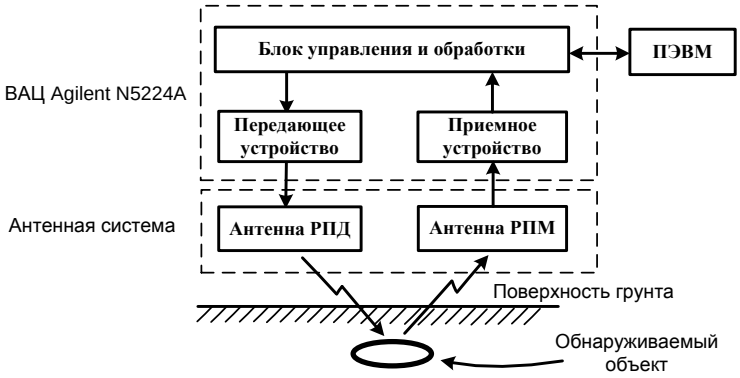


Рис.4. Структурная схема макета георадиолокатора

Исследование грунта георадиолокатором производится путем формирования зондирующего сигнала в передающем устройстве, излучения зондирующего сигнала посредством передающей антенны в направлении грунта, приема отраженного сигнала приемной антенной и приёмным устройством, оцифровки и анализа отраженных сигналов. В серийных георадиолокаторах в качестве зондирующего сигнала используются короткие видеоимпульсы длительностью от единиц до десятков нс с широкой полосой спектра и высокими напряжениями в несколько сотен В и выше [3–6].

В макете георадиолокатора вместо видеоимпульсного зондирующего сигнала использован широкополосный непрерывный сигнал со ступенчато перестраиваемой частотой в полосе от 100 до 2000 МГц с шагом 7,42 МГц, периодом перестройки 55 мс и относительно низкой мощностью 10 мВт [8].

Конструктивно макет георадиолокатора представляет собой транспортную тележку с ВАЦ и прикрепленным к ней листом оргстекла, на который уложены спиральные щелевые антенны друг рядом с другом (рис.5). Подавление сигналов, отраженных от наземных предметов, осуществляется с помощью листов радиопоглощающего материала, уложенных сверху на макеты антенн в два слоя.

Алгоритм работы макета георадиолокатора основан на измерении на каждой частоте зондирующего сигнала комплексного коэффициента отражения исследуемого

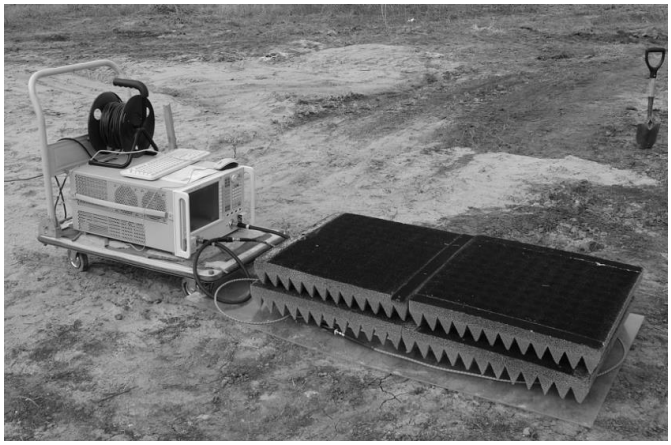


Рис.5. Внешний вид макета георадиолокатора

грунта $K(i) = A(f_i)\exp(j\varphi_i), i = 1...N$ где N =256, $A(f_i)$ - амплитуда принятого отраженного сигнала, φ_i - разность фаз между принятым и излученным сигналом.

После этого с помощью разработанного программного обеспечения (ПО) макета рассчитывается временная импульсная характеристика путем обратного преобразования Фурье как $L(m) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} K(n)\exp(j\frac{2\pi nm}{N}), m = 1...M$, где M = 256-размерность преобразования Фурье. Полученная импульсная характеристика используется в качестве радиолокационного профиля исследуемого грунта. Для получения радиолокационного профиля участка местности макет георадиолокатора вручную передвигается вдоль исследуемого участка местности.

Проверка обнаружения подповерхностных объектов с помощью разработанного макета и его сравнение с серийным георадиолокатором «Даль-3» проводилась в сухом песочном грунте, в который на глубине около 40 см закапывались обнаруживаемые объекты: отрезок кабеля РК50-4-11 и металлический лист размерами 40×40 см.

Разработанный макет обеспечивает обнаружение подповерхностных объектов на глубине до 1 м. Проверка максимальной глубины обнаружения георадиолокатора «Даль-3» не проводилась. Обнаружение разработанным макетом линейных подповерхностных объектов, таких как кабель, тонкие трубы и т.д., обеспечивается независимо от расположения антенной системы макета по отношению к направлению укладки линейного объекта под землей.

В то же время серийный георадиолокатор «Даль-3» с антенной системой АБ400 (измеренная полоса спектра излучаемого сигнала по уровню –3 дБ составляет от 220 до 420 МГц, а по уровню -10 дБ составляет от 200 до 500 МГц) и амплитудой зондирующего сигнала, в 357 раз превышающей амплитуду зондирующего сигнала макета (250 В и 0,7 В), не позволяет обнаруживать этот же кабель в случае, если направление укладки кабеля под землей расположено перпендикулярно поляризации зондирующего сигнала. Для обнаружения кабеля серийным георадиолокатором требуется повторное обследование участка местности со сменой поляризации зондирующего сигнала на ортогональную.

Таким образом, использование круговой поляризации в разработанном макете снижает максимальную длительность анализа участка местности в два раза.

Пример радиолокационного профиля, полученного с помощью макета георадиолокатора с откликами от металлического листа и кабеля на глубине 40 см, приведен на рис. 6. Отклики от обнаруживаемых объектов (обведены кружками) имеют отношение сигнал-шум не менее 10 дБ. В полученных данных присутствуют мешающие отраженные сигналы, возникающие из-за недостаточного согласования макетов антенн со средой распространения и радиопоглощающим материалом. Потенциальное разрешение в горизонтальной плоскости определяется соотношением скорости передвижения макета и периода повторения перестройки частоты ВАЦ, а в вертикальной плоскости - полосой Δf перестройки ВАЦ и скоростью света c как $c/(2\Delta f)$=7,9 см. Размеры отображаемых точек (рис.6) устанавливаются программно.

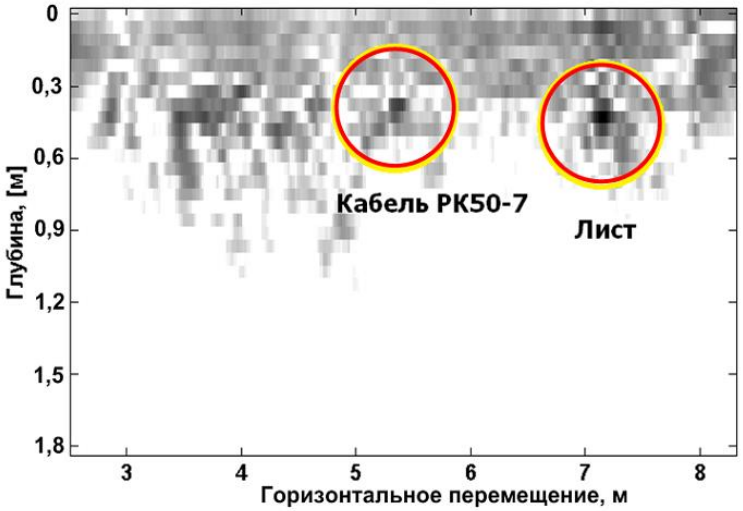


Рис.6. Радиолокационный профиль сухого песочного грунта с отражениями от металлического листа и высокочастотного кабеля

Работа макета георадиолокатора была также проверена на мокром песочном грунте через сутки после интенсивного дождя. В этом случае различимость (отношение сигнал-шум) обнаруживаемых объектов ухудшается за счет паразитных откликов от слоев грунта, расположенных на малой глубине, амплитуда которых близка к амплитуде отклика от обнаруживаемого кабеля (рис. 7, отклик от кабеля обведен кружком). Следует отметить, что различимость объектов в песке тестовым георадиолокатором «Даль-3» после дождя тоже уменьшается по сравнению с испытаниями в сухом песке.

Разработанное ПО макета обеспечивает разные типы отображения радиолокационного профиля. На рис. 8 приведен пример радиолокационного профиля, сформированного на основе обработки мнимых частей комплексных одномерных радиолокационных профилей с интерполяцией и регулировкой усиления по глубине. При такой обработке отклик от кабеля имеет гиперболическую форму, что делает его хорошо заметным.

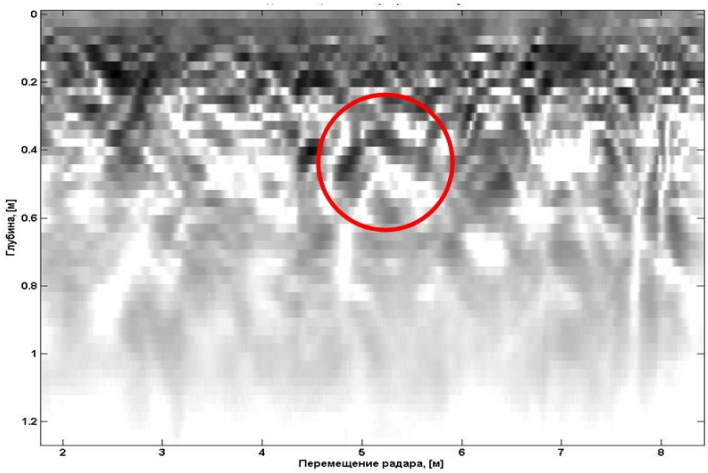


Рис.7. Радиолокационный профиль мокрого песочного грунта с отражениями от кабеля

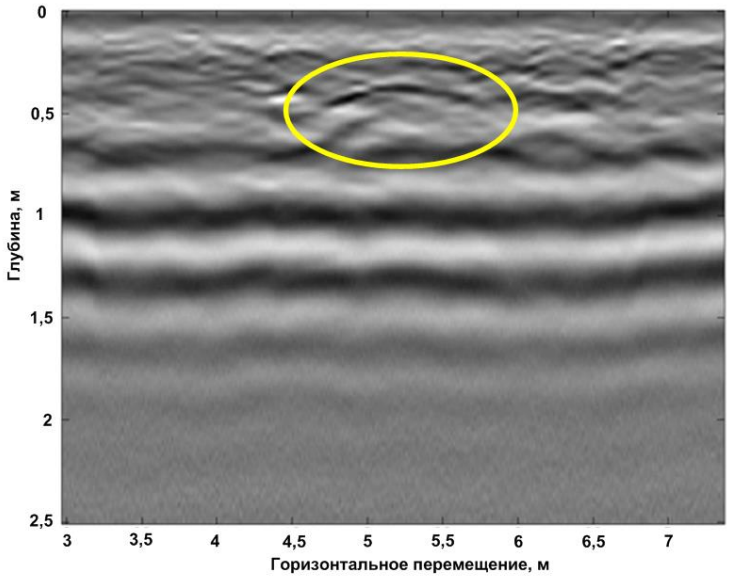


Рис.8.Обработанный радиолокационный профиль с отражениями от кабеля

Экспериментальные исследования показали, что макет георадиолокатора, включающий векторный анализатор цепей Agilent N5224A с широкополосным непрерывным зондирующим сигналом со ступенчато изменяемой частотой и разработанную антенную систему с круговой поляризацией позволяет обнаруживать объекты на глубине до 1 м. Для увеличения глубины обнаружения подповерхностных объектов требуется повышение излучаемой мощности и доработка конструкции спиральных щелевых излучателей с целью снижения КСВ и увеличения экранирования от мешающих отраженных сигналов из верхней полусферы.

Выводы

1. Разработанные плоские щелевые логарифмические спиральные излучатели размерами 30х30 см из листов медной фольги толщиной 0,035 мм позволили создать макет антенной системы георадиолокатора, обеспечивающей передачу и прием сигналов круговой поляризации с полосой рабочих частот 350 – 2000 МГц.

2. Экспериментальная проверка характеристик макета георадиолокатора, включающего векторный анализатор цепей и разработанную антенную систему с круговой поляризацией, показала снижение максимальной длительности обнаружения подповерхностных линейных объектов (кабелей, труб) в два раза по сравнению с использованием серийного георадиолокатора с антенной системой, имеющей линейную поляризацию сигнала, в случае расположения этих объектов перпендикулярно поляризации излучаемого сигнала.

Литература

1 Владов М.Л., Старовойтов А.В. Введение в георадиолокацию. Изд. МГУ. 2004. 155 с.

2 Изюмов СВ.. Дручинин СВ.. Вознесенский А.С. Теория и методы георадиолокации. – М.: Изд. «Горная книга». 2008. 196с.

3 Георадар «Лоза». [Электронный ресурс]// Режим доступа: http:// www.geo-radar.ru, свободный, Загл. с экрана. Яз. русск.

4 Георадар «Око-2». [Электронный ресурс]// Режим доступа: http://www.logsys.ru, свободный, Загл. с экрана. Яз. русск.

5 Георадарное исследование структуры грунта при проектировании каменного карьера. [Электронный ресурс]// Режим доступа: http://www.radar-stv.narod.ru, свободный, Загл. с экрана. Яз. русск.
6 Георадар «Грот-12». [Электронный ресурс]// Режим доступа: http://www.zaotimer.ru, свободный, Загл. с экрана. Яз. русск.
7 Dyson J. "The Equiangular Spiral Antenna" IRE Trans. Antennas and Propagation, vol. 7. Apr. 1959. No. 2. pp. 181-187.
8 Takashi Kido, Yuya Yokota, et al “Wide band stepped-frequency ground penetrating radar” Int. Conf. IGARSS-2011. p.55- 58.

Сведения об авторах

Задорожный Владимир Владимирович
Год рождения: 1957.
Название вуза и год его окончания: Таганрогский радиотехнический институт (ТРТИ), 1982 г.
Направление научных исследований: фазированные антенные решетки.
Годы защиты диссертации: ктн 1992 г.
Место работы: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр.
Должность: старший научный сотрудник.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038.

Ломанцов Александр Александрович
Год рождения: 1985.
Название вуза и год его окончания: Таганрогский радиотехнический университет (ТРТУ), 2011 г.
Направление научных исследований: приемо-передающие устройства, обработка сигналов.
Место работы: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр.
Должность: инженер 1 категории.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038.

Приймаков Сергей Николаевич
Год рождения: 1973.
Название вуза и год его окончания: Таганрогский радиотехнический институт (ТРТИ), 1996 г.
Направление научных исследований: приемо-передающие устройства, обработка сигналов.
Место работы: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС») Федеральный научно-производственный центр.
Должность: руководитель группы.
Служебный адрес: г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038.

МНОГОПОЗИЦИОННАЯ СИСТЕМА НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ С КООПЕРАТИВНЫМ ПРИЕМОМ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НА СЕТИ НАЗЕМНЫХ ПРИЕМНИКОВ

В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев, Д.А. Черепанов, В.Н. Гаврюшин, Д.А. Дьяконов

В работе исследовано исследована точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационный спутник – воздушная цель – сеть наземных приемников».

Ключевые слова: многопозиционная система наблюдения, глобальная навигационная спутниковая система, сеть наземных приемников, кооперативный прием, определение координат воздушной цели.

MULTISTATION SYSTEM OF OBSERVATION OF AIR TARGETS WITH CO-OPERATIVE DETECTION OF GLOBAL NAVIGATING SATELLITE SYSTEMS SIGNALS ON A NETWORK OF GROUND RECEIVERS

V.V. Kiryushkin, V.I. Kostylev, D.A. Cherepanov, V.N. Gavryushin, E.A. D'yakonov

In this paper we investigated the accuracy of coordinates estimation of the air target by the multistation observation system «navigation satellite - the air target - the network of ground receivers »

Keywords: multistation observation system, Global navigating satellite system, network of ground receivers, co-operative detection, coordinates estimation of the air target.

Введение

В настоящее время вопросу использования многопозиционных неизлучающих систем с внешним подсветом сигналами глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) для наблюдения воздушных целей посвящено множество отечественных и зарубежных теоретических и экспериментальных исследований [1-12].

Последние результаты [11-12] показали, что количество спутников, удовлетворяющих просветным бистатическим условиям [1] в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник», даже при совместном использовании перспективной полной группировки спутников *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS*, не обеспечивает надежное функционирование такой многопозиционной системы. При этом точность определения координат воздушной цели изменяется в очень широких пределах: от единиц до нескольких сот метров, что связано с увеличением значения геометрического фактора, что, в свою очередь, обусловлено изменением количества и взаимного расположения спутников, попадающих в узкий диапазон телесных углов, образуемых конусом с вершиной в точке расположения наземного приемника и центром основания, совпадающим с местом положения воздушной цели.

В [12] было показано, что зона действия системы наблюдения, использующей только один наземный приемник, даже при полной перспективной группировке спутников, в некоторых секторах наблюдения характеризуется провалами до значений угла места 30-40°.

В [13] было показано, что использование сигналов псевдоспутников для подсвета воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения наряду с сигналами перспективной полной группировки навигационных спутников ГНСС позволяет в 8-10 раз уменьшить пиковую погрешность оценки местоположения

воздушной цели и в 2-3 раза уменьшить среднюю погрешность измерения ее координат. При этом зона действия такой системы наблюдения расширяется практически до полусферы.

Таким образом, все последние исследования [6-13] были проведены для конфигурации многопозиционной системы наблюдения, основанной на одном навигационном приемнике, использующем для подсвета воздушных целей сигналы перспективной полной группировки спутников *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS*.

Однако в настоящее время полноценно функционируют только две системы: ГЛОНАСС и *GPS*. В этих условиях наблюдение воздушных целей в многопозиционной системе, использующей только один наземный приемник, практически невозможно. Для обеспечения полноценного функционирования многопозиционной системы наблюдения необходимо перейти новой конфигурации системы с кооперативным приемом [1] сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на сети наземных приемников.

Таким образом, целью настоящей работы является исследование точности определения координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационный спутник – воздушная цель – сеть наземных приемников».

1. Постановка задач

В многопозиционной неизлучающей системе наблюдения прием сигналов навигационных спутников ГНСС осуществляется на сети наземных приемников $П_j$ (j=1, 2, …, N, где $N \geq 4$) с известными координатами $\left(x_j^{П}, y_j^{П}, z_j^{П}\right)$. При этом первый приемник $П_1$ с координатами $\left(x_1^{П}, y_1^{П}, z_1^{П}\right)$ является центральным приемником, а остальные - периферийными приемниками сети. Для подсвета воздушной цели Ц с неизвестными координатами (x, y, z), находящейся в зоне действия многопозиционной системы наблюдения, используются сигналы всех видимых навигационных спутников ГНСС, однако для обработки используются только наиболее мощный рассеянный сигнал от навигационного спутника С с координатами $\left(x^C, y^C, z^C\right)$, для которого значение бистатического угла β (см. рисунок 1) относительно центрального приемника сети максимально. В каждый момент времени осуществляется анализ всего видимого созвездия и выбор спутника с наилучшими геометрическими условиями.

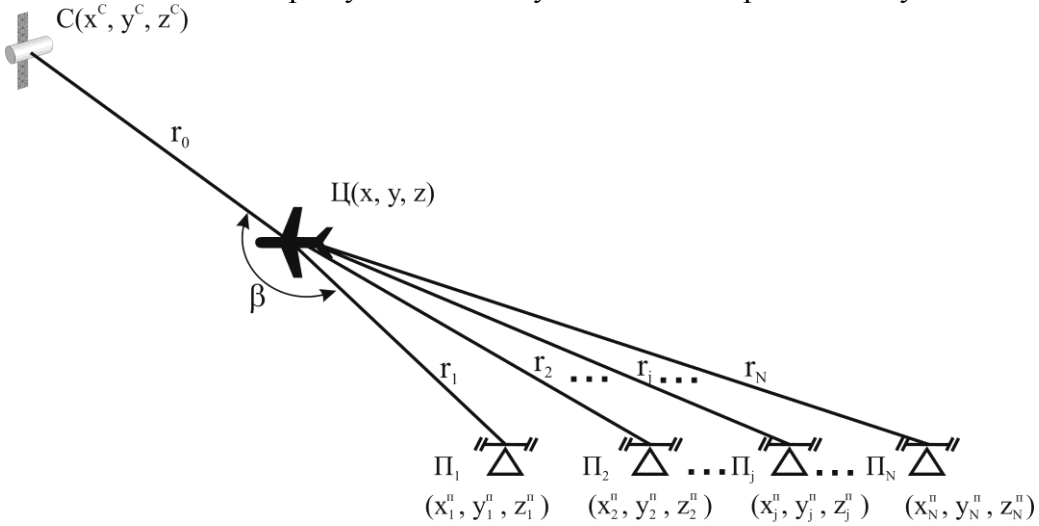


Рисунок 1 - Многопозиционная система наблюдения с кооперативным приемом на сети наземных приемников

В каждом приемнике сети навигационные сигналы спутника С, рассеянные воздушной целью, выделяют на фоне навигационных сигналов прямого распространения одним из оценочно-корреляционно-компенсационных методов [4, 14] и результаты измерений по линиям связи передаются на центральный приемник сети.

В центральном приемнике сети осуществляется централизованная обработка результатов кооперативного приема рассеянного сигнала на всех приемниках сети и с использованием модернизированного разностно-дальномерного метода и метода наименьших квадратов определяются неизвестные координаты воздушной цели.

2. Алгоритм определения координат воздушной цели

Для определения координат воздушной цели по рассеянным сигналам осуществляется измерение дальностей r_j^{Π} вдоль пути распространения «навигационный спутник – воздушная цель – j-ый наземный приемник»

$$r_j^{\Pi} = r_0 + r_j + \delta_j^{\Pi} + \varepsilon, \tag{1}$$

где $r_0 = \left[(x^C - x)^2 + (y^C - y)^2 + (z^C - z)^2\right]^{1/2}$ - дальность пути «навигационный спутник – воздушная цель», $r_j = \left[(x_j^{\Pi} - x)^2 + (y_j^{\Pi} - y)^2 + (z_j^{\Pi} - z)^2\right]^{1/2}$ - дальность пути «воздушная цель – j-ый наземный приемник», δ_j^{Π} – систематическая погрешность измерения дальности, обусловленная смещением шкалы времени j-го приемника относительно бортовой шкалы времени спутников ГНСС, ε - случайная погрешность измерения дальности.

Будем считать, что δ_j^{Π} определяется в каждом j-ом приемнике при решении навигационной задачи по навигационным сигналам прямого распространения и учитываются при определении r_j^{Π}.

Далее измерения центрального приемника сети r_1^{Π} вычитается из измерений сигналов всех периферийных приемников сети r_j^{Π}. Тогда для N приемников, для которых выполняется условие просветной радиолокации [1], получают систему из N-1 уравнений

$$\Delta r_{j1}^{\Pi} = r_j^{\Pi} - r_1^{\Pi} = r_j - r_1 + \varepsilon, \tag{2}$$

где j=2, 3, …, N – номер периферийного приемника; Δr_{j1}^{Π} - разность измеренных дальностей от цели до центрального и до j-го периферийного приемника.

Для решения полученной системы нелинейных уравнений воспользуемся итерационным методом наименьших квадратов [15], для чего запишем систему нелинейных уравнений (2) в обобщенном виде

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(\mathbf{q}, \mathbf{Q}_{\Pi}), \tag{3}$$

где $\mathbf{R}$ – (N-1)-мерный вектор измерений разностей дальностей от цели до приемников, $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T$ – вектор истинных координат воздушной цели, $\mathbf{Q}_{\Pi}$ – матрица координат наземных приемников сети.

Решение уравнения (3) представляет собой процесс многократной (итерационной) обработки результатов навигационных измерений [15]:

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\mathbf{C}_{k-1}^T \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1} \mathbf{C}_{k-1}^T \mathbf{P} \delta \mathbf{R}_{k-1}, \tag{4}$$

где $\hat{\mathbf{q}}_{k-1} = \left(\hat{x}_{k-1}, \hat{y}_{k-1}, \hat{z}_{k-1}\right)^T$ - оценка вектора координат цели на *k*-1 итерации вычислений; $\delta\mathbf{R}_{k-1} = \mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}}_{k-1}$ – вектор разностей (невязок) измеренных $\mathbf{R}$ и рассчитанных на *k*-1 итерации $\hat{\mathbf{R}}_{k-1}$ разностей дальностей; $\mathbf{C}_{k-1}$ – матрица наблюдений, $\mathbf{P}$ – матрица, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей.

Для бистатических разностно-дальномерных измерений на сети наземных приемников элементы вектора невязок $\delta\mathbf{R}_{k-1}$ будут вычисляться по формулам:

$$\delta\left(\Delta r^{\Pi}_{j1,k-1}\right) = \Delta r^{\Pi}_{j1} - \hat{r}_{j,k-1} + \hat{r}_{1,k-1}, \tag{5}$$

$$\hat{r}_{j,k-1} = \left[\left(x^{\Pi}_j - \hat{x}_{k-1}\right)^2 + \left(y^{\Pi}_j - \hat{y}_{k-1}\right)^2 + \left(z^{\Pi}_j - \hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{6}$$

$$\hat{r}_{1,k-1} = \left[\left(x^{\Pi}_1 - \hat{x}_{k-1}\right)^2 + \left(y^{\Pi}_1 - \hat{y}_{k-1}\right)^2 + \left(z^{\Pi}_1 - \hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{7}$$

Матрица наблюдений $\mathbf{C}_{k-1}$ имеет размерность (*N*-1)x3 и определяется по формулам:

$$\mathbf{C}_{k-1} = \left[\mathbf{C}_{21,k-1} \ldots \mathbf{C}_{j1,k-1} \ldots \mathbf{C}_{N1,k-1}\right]^T, \tag{8}$$

$$\mathbf{C}_{j1,k-1} = \left[\left(\cos\alpha_j - \cos\alpha_1\right) \quad \left(\cos\beta_j - \cos\beta_1\right) \quad \left(\cos\gamma_j - \cos\gamma_1\right)\right], \tag{9}$$

$$\cos\alpha_j = \frac{x^{\Pi}_j - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}},\ \cos\beta_j = \frac{y^{\Pi}_j - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}},\ \cos\gamma_j = \frac{z^{\Pi}_j - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}}, \tag{10}$$

$$\cos\alpha_1 = \frac{x^{\Pi}_1 - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}},\ \cos\beta_1 = \frac{y^{\Pi}_1 - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}},\ \cos\gamma_1 = \frac{z^{\Pi}_1 - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}}, \tag{11}$$

Точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ координат воздушной цели определяется корреляционной матрицей погрешностей [15]

$$\mathbf{K}_q = \left(\mathbf{C}^T_{k-1}\mathbf{P}\mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1}. \tag{12}$$

При этом вычисляется значение геометрического фактора [15], характерного для рассмотренной конфигурации системы наблюдения

$$\Gamma = \sigma_\varepsilon^{-1}\sqrt{Sp\left(\mathbf{K}_\mathbf{q}\right)}, \tag{13}$$

где $Sp(\ )$ - след матрицы, σ_ε - среднеквадратическое отклонение (СКО) случайной погрешности измерения дальности ε.

Описанный алгоритм реализован в среде программирования *MATLAB*.

3. Результаты исследований

Результаты исследований, проведенных с использованием приведенного выше алгоритма, показаны на рисунках 2-14. Исследование проводилось для истинной траектории воздушной цели, сформированной в среде авиасимулятора *FlightGear* и показанной на рисунке 2 сплошной кривой в геодезической системе координат (*B* - широта, *L* - долгота, *h* – высота). Жирным квадратом на рисунке 2 обозначен центральный приемник сети, а треугольниками – периферийные наземные приемники сети. Для исследований использованы 8 периферийных приемников, размещенных вокруг центрального приемника сети со смещением ±10 км по широте и по долготе так, чтобы обеспечить примерно одинаковые бистатические геометрические условия для всех приемников сети по выбранному навигационному спутнику. Для задания начального значения высоты полета воздушной цели наземные приемники были смещены по высоте на уровень -2000 м. Навигационный спутник выбирался из

созвездия видимых спутников ГНСС ГЛОНАСС и GPS. Координаты центрального приемника $\left(x_1^{\text{П}}, y_1^{\text{П}}, z_1^{\text{П}}\right)$ использовались в качестве начального приближения при определении координат воздушной цели. СКО случайной ошибки разностно-дальномерных измерений было выбрано $\sigma_\varepsilon = 5$ м и для простоты считалось постоянным на протяжении всего сеанса измерений.

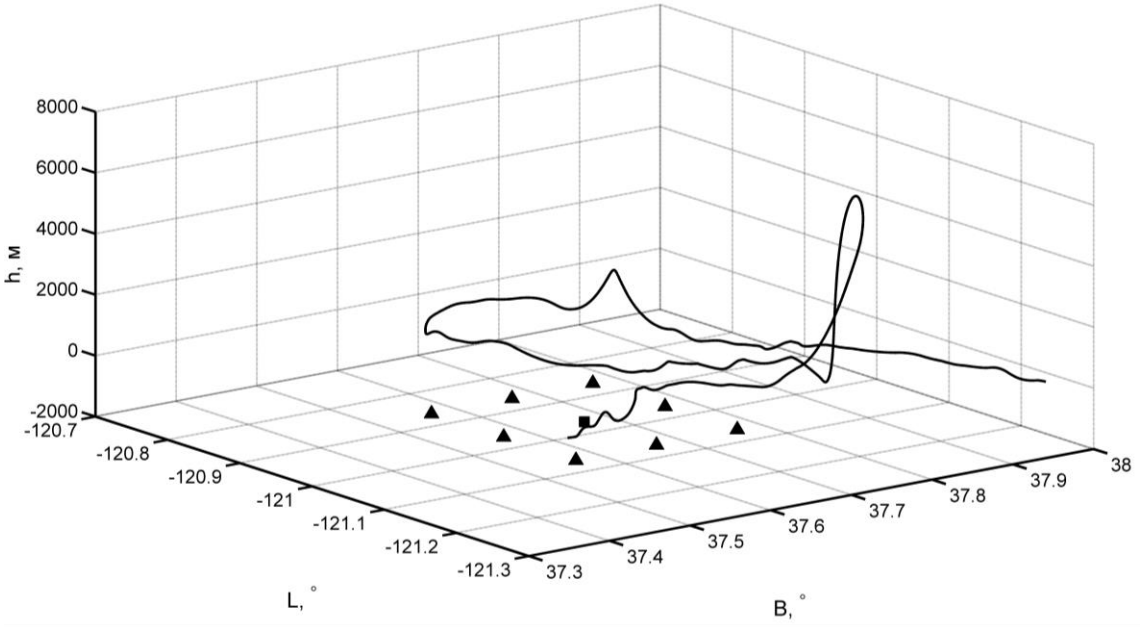


Рисунок 2 - Геометрия численного эксперимента

На рисунке 3 приведен график абсолютных ошибок $\Delta x = \hat{x} - x$ оценки местоположения воздушной цели по координате *x* (тонкая серая линия), а также показана динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующей координате $\pm 2\sigma_x$ (жирная черная линия).

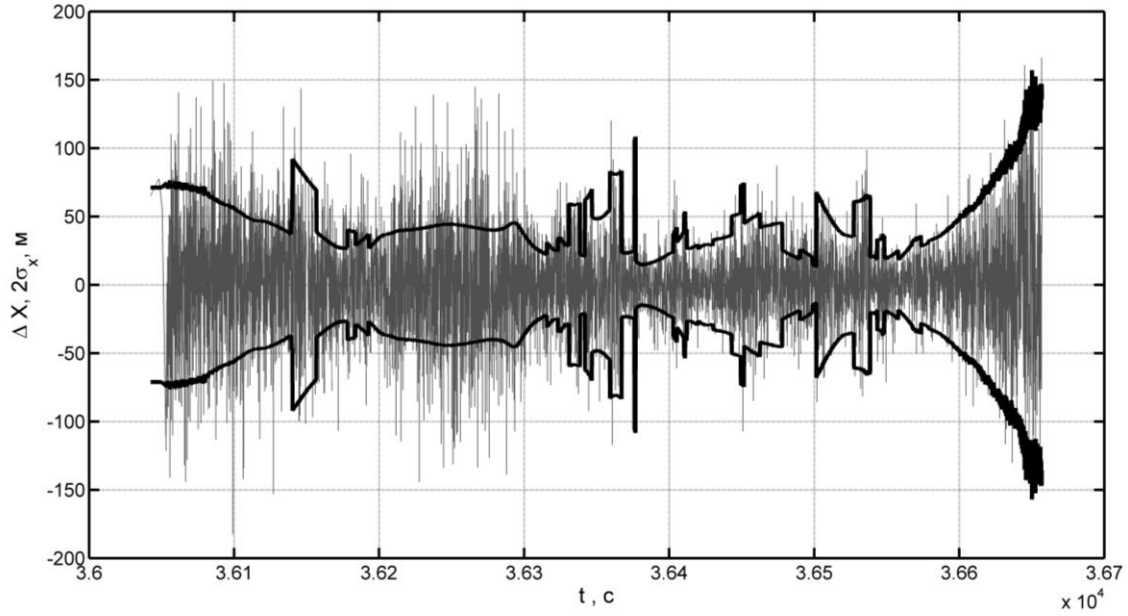


Рисунок 3 - Точность оценки координаты *x* воздушной цели

Аналогично, графики погрешностей $\Delta y = \hat{y} - y$ и $\Delta z = \hat{z} - z$, а также СКО погрешности формируемых оценок $\pm 2\sigma_y$ и $\pm 2\sigma_z$ показаны на рисунке 4 и рисунке 5 соответственно.

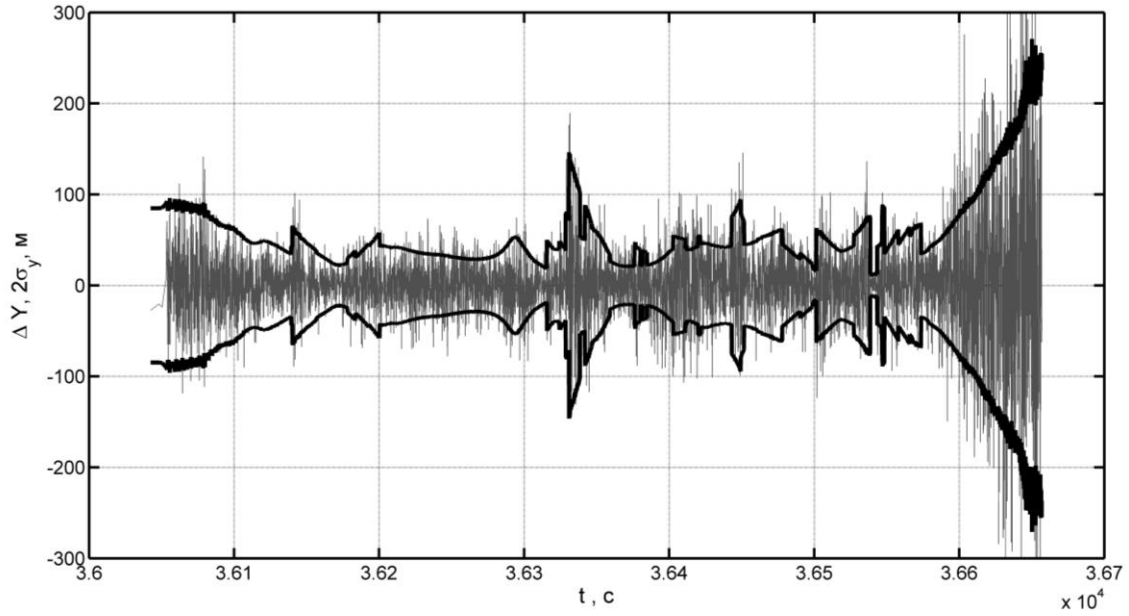


Рисунок 4 - Точность оценки координаты *y* воздушной цели

Временная зависимость абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $\Delta R = \left[(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2 + (\hat{z} - z)^2 \right]^{1/2}$ показана на рисунке 6 (тонкая серая линия). На этом же рисунке жирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$, σ_x^2, σ_y^2, σ_z^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей.

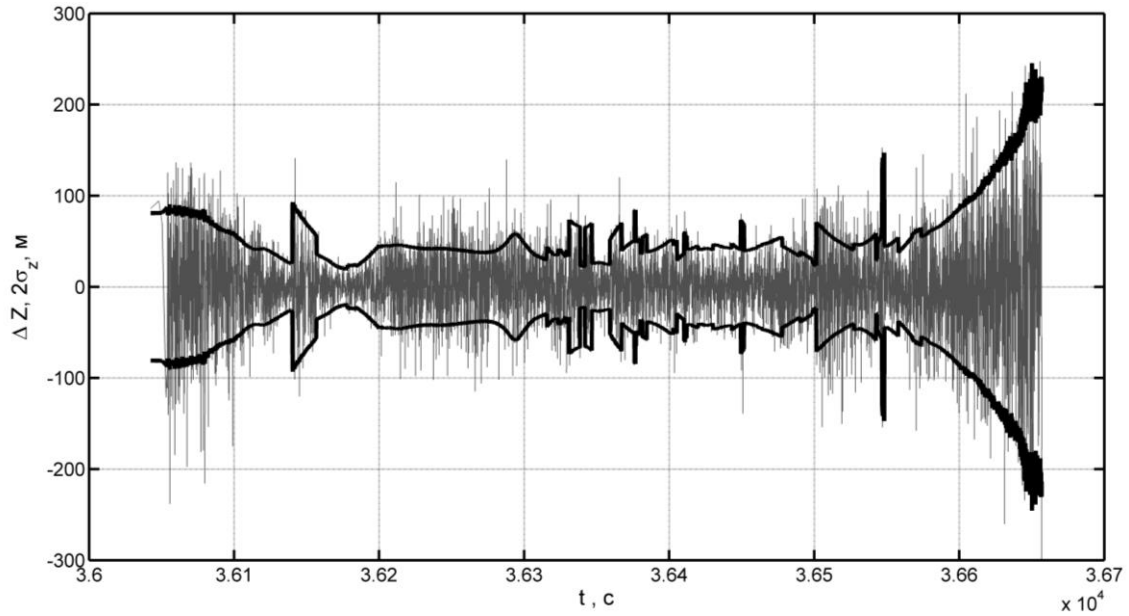


Рисунок 5 - Точность оценки координаты *z* воздушной цели

Анализ рисунков 2–6 позволяет сделать заключение, что предложенная конфигурация многопозиционной системы наблюдения «навигационный спутник –

воздушная цель – сеть наземных приемников» в отличии от рассмотренных ранее [6-13] обеспечивает определение координат воздушной цели даже при использовании спутников только двух действующих систем ГНСС ГЛОНАСС и GPS.

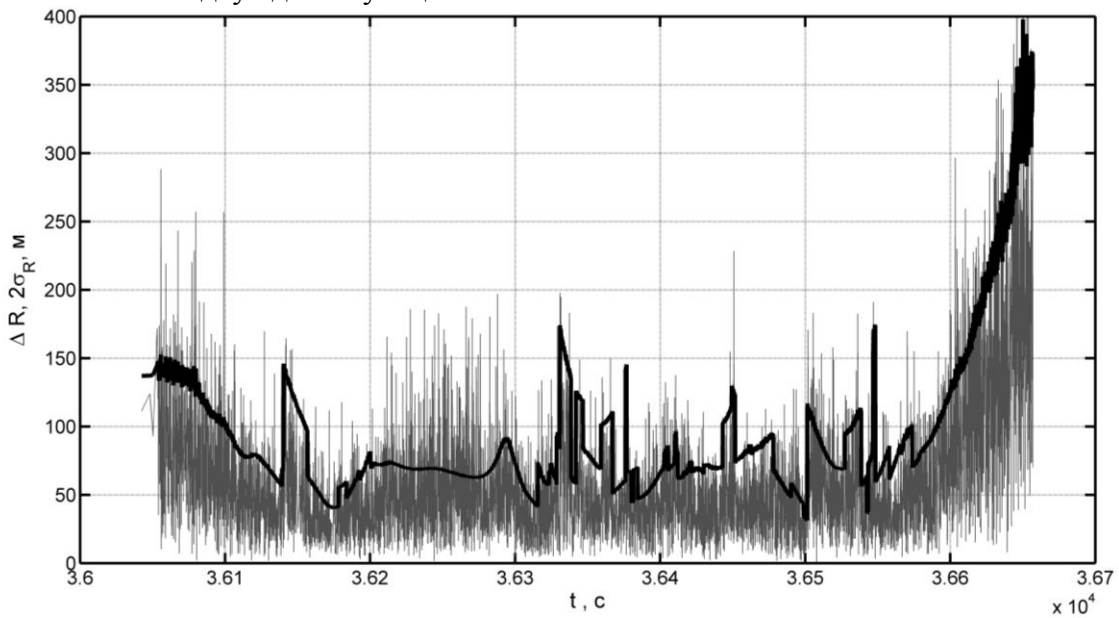


Рисунок 6 - Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели

При этом максимальные погрешности формируемых оценок (150 м по оси *x*, 250 м – по осям *y* и *z*, 350 м по радиальному удалению) оказались соизмеримы со значениями максимальной погрешности определения координат в системе наблюдения, использующей один наземный приемник и сигналы перспективной полной группировки ГНСС *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS* [12].

Изменение геометрических условий наблюдения в системе с кооперативным приемом также оказывает сильное влияние на точность формируемых оценок координат воздушной цели. Однако в этом случае геометрический фактор будет определяться не количеством спутников, а количеством наземных приемников, для которых будут выполняться условия просветной локации, относительно выбранного навигационного спутника.

На рисунке 7 показано изменение геометрического фактора Γ в течении всего полета воздушной цели. Видно, что значение геометрического фактора меняется от 4 до 40 единиц. При этом количество наземных приемников, удовлетворяющих бистатическим условиям и участвующих в определении координат воздушной цели N изменяется от 9 до 4 (рисунок 8). Уменьшение количества спутников до 5-4 приводит к увеличению значения геометрического фактора до 15-18. Однако наибольшее увеличение погрешностей определения координат приходится на конечный интервал времени наблюдения (36600-36700 с), когда все 9 наземных приемников участвуют в определении координат. Вероятно это связано с ухудшением геометрии наблюдения цели, обусловленной ее вылетом далеко за пределы сети наземных приемников (конечная часть траектории на рисунке 2).

Состав созвездия навигационных спутников, из которых в каждый момент времени будет выбираться спутник с наилучшими геометрическими условиями для подсвета воздушной цели, также будет оказывать влияние на точность определения координат.

Для оценки этого влияния описанный выше эксперимент был проведен для различного состава созвездия навигационных спутников ГНСС: ГЛОНАСС, ГЛОНАСС+GPS, ГЛОНАСС+GPS+*GALILEO*, ГЛОНАСС+GPS+*GALILEO*+*COMPASS*. В

качестве параметра точности были использованы максимальное значение абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $\Delta R_{\max}$ и среднее ее значение (математическое ожидание) $M\{\Delta R\}$.

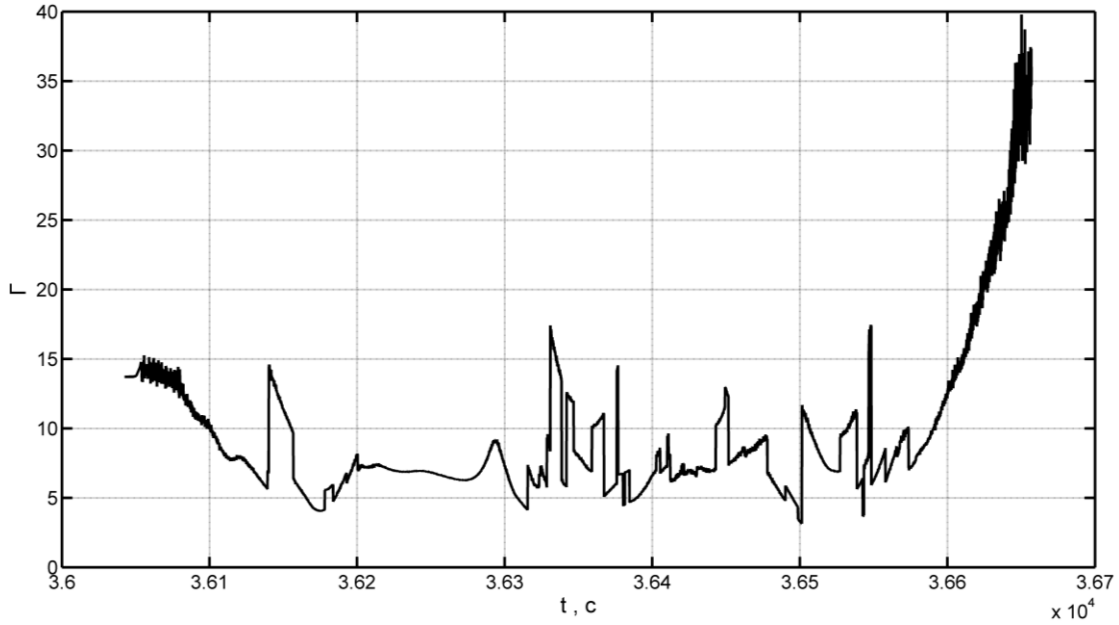


Рисунок 7 - Временная зависимость значений геометрического фактора

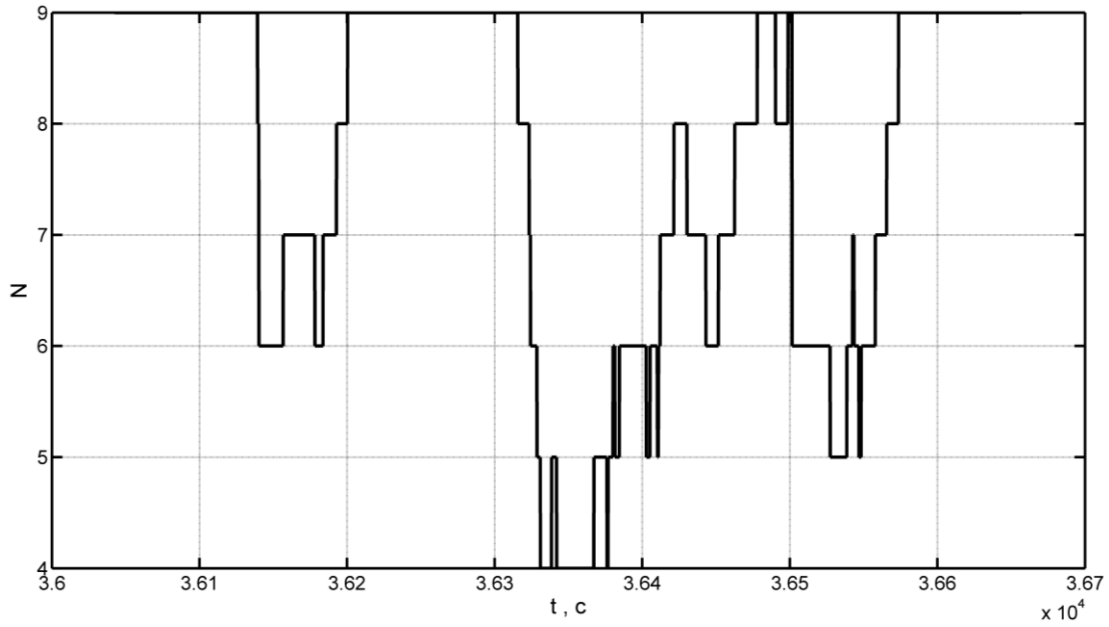


Рисунок 8 - Временная зависимость количества наземных приемников, удовлетворяющих условию просветной локации

Результаты проведенных экспериментов показаны на рисунке 9. Видно, что наихудшие результаты получены для созвездия, включающего спутники только одной ГНСС. Расширение созвездия до двух систем приводит к значительному (примерно в 3 раза) уменьшению погрешности определения координат, а дальнейшее расширение созвездия до трех и в перспективе до четырех ГНСС значительного выигрыша в точности не дает.

Временная зависимость радиальной погрешности при использовании спутников только одной ГНСС приведена на рисунке 10. Однако, необходимо отметить, что

предложенная конфигурация многопозиционной системы наблюдения в отличии от рассмотренных ранее [6-13] обеспечивает определение координат воздушной цели даже при использовании спутников только одной системы ГНСС ГЛОНАСС.

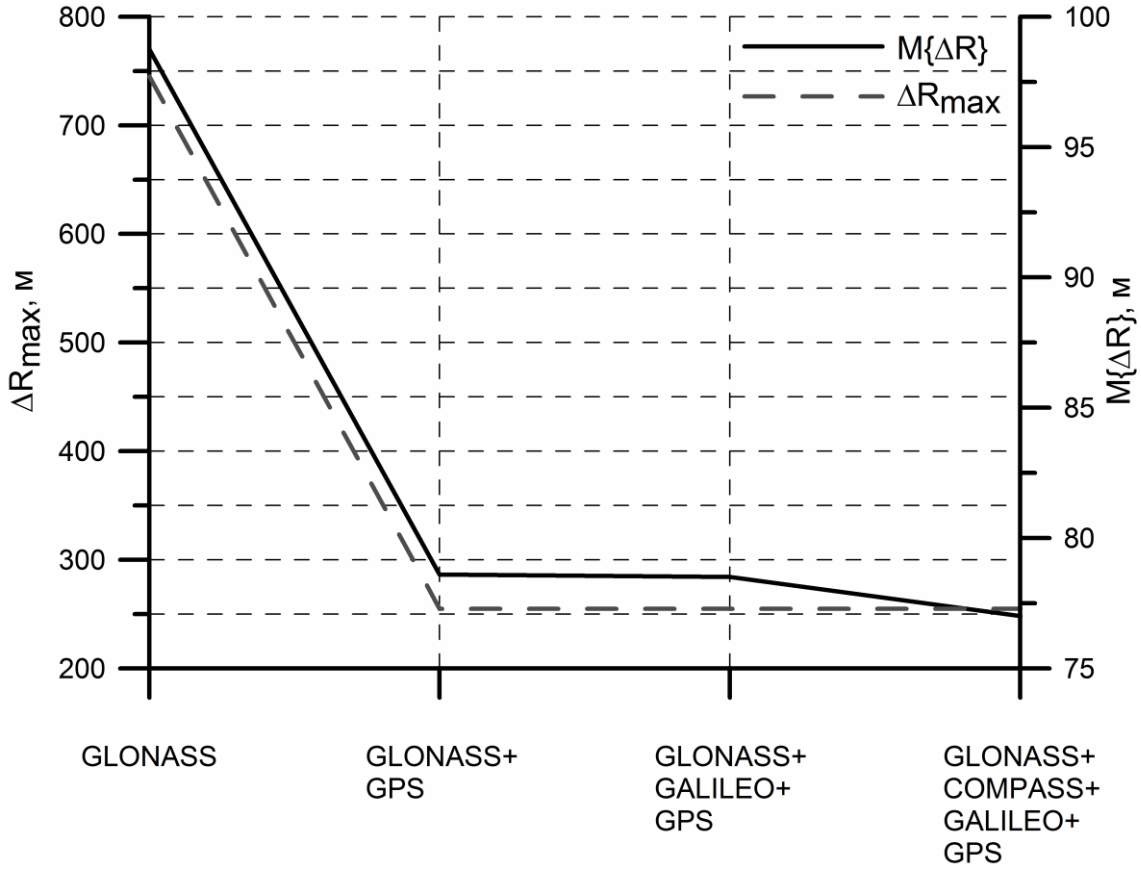


Рисунок 9 - Зависимость точности определения координат воздушной цели от состава созвездия навигационных спутников

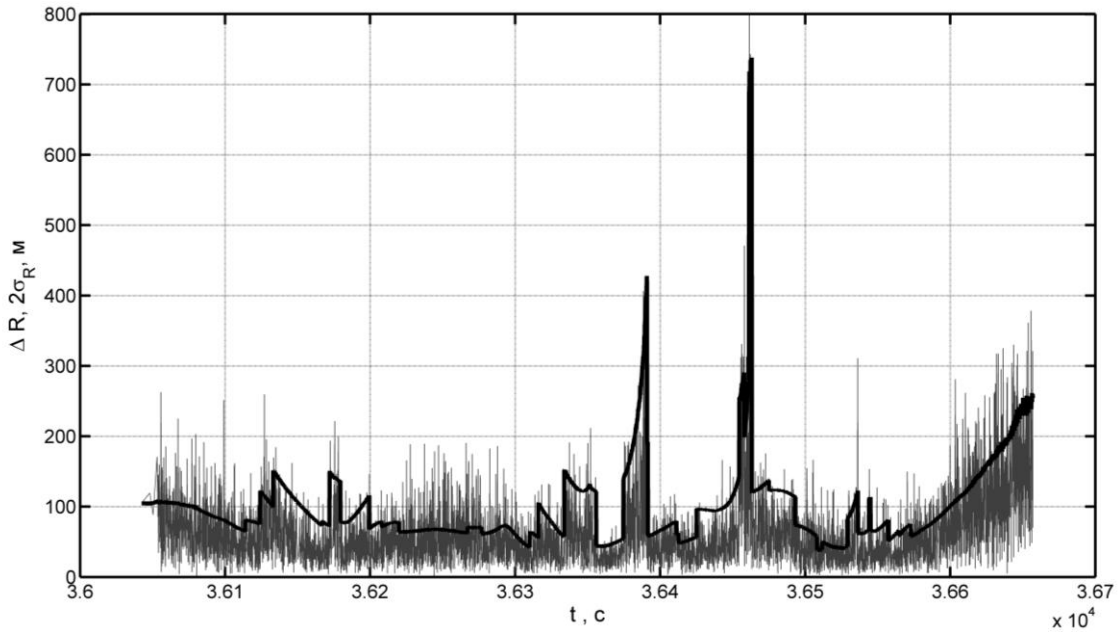


Рисунок 10 - Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели при использовании спутников только одной ГНСС ГЛОНАСС

Все дальнейшие исследования были проведены для созвездия, включающего спутники двух ГНСС: ГЛОНАСС+GPS.

На точность определения координат воздушной цели в системе с кооперативным приемом сильное влияние будет также оказывать соотношение между высотой полета воздушной цели и величиной базы наземной сети приемников. Увеличение базы с одной стороны должно привести к уменьшению геометрического фактора *Г*, но с другой стороны приведет к увеличению разницы в значениях бистатического угла для разных наземных приемников относительно выбранного спутника и, как следствие, к уменьшению количества приемников, участвующих в определении координат.

Для оценки влияния этого фактора мы зафиксировали базу наземной сети приемников величиной 20 км и, изменяя высоту полета воздушной цели от 500 м до 8000 м с шагом 500 м, определили значения $\Delta R_{\max}$ и $M\{\Delta R\}$ для каждого значения высоты. Результаты проведенных экспериментов показаны на рисунке 11.

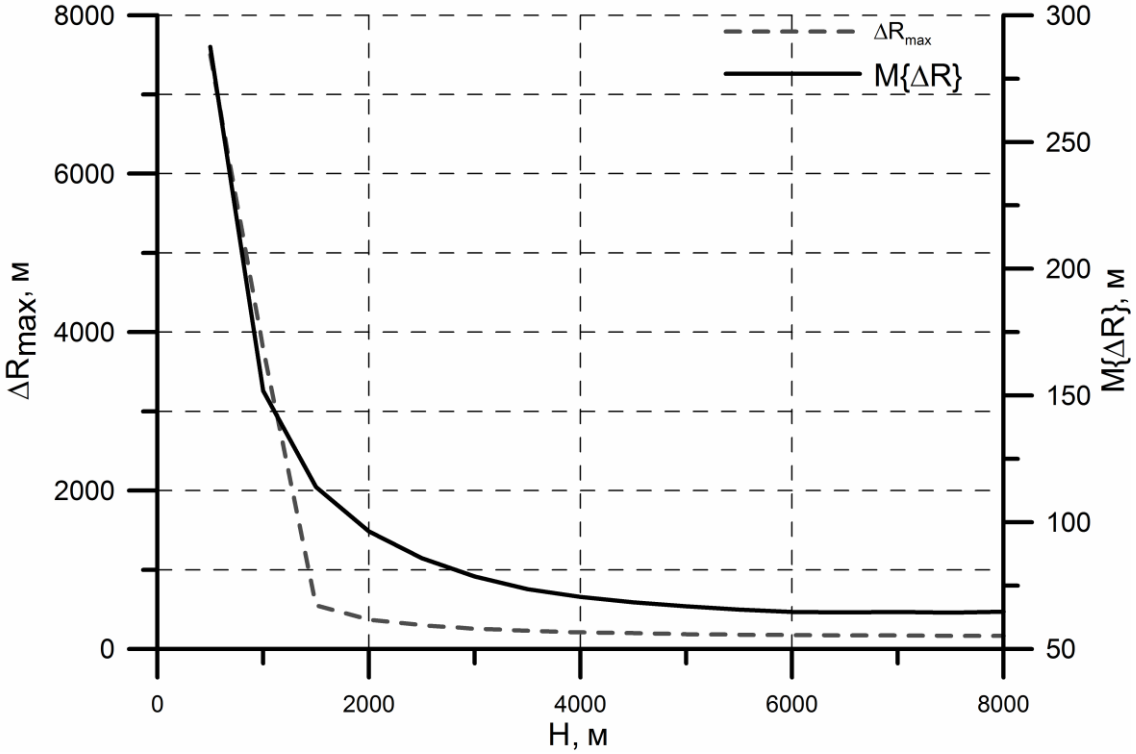


Рисунок 11 - Зависимость точности определения координат воздушной цели от высоты ее полета при фиксированном значении базы сети наземных приемников 20 км

Анализ рисунка 11 показывает, что уменьшение погрешности с увеличением высоты происходит по экспоненциальной зависимости. При этом значительное уменьшение погрешности происходит до высоты 4000 м, а дальнейшее увеличение высоты выигрыша в точности практически не приносит. Таким образом, оптимальное соотношение между высотой полета воздушной цели и величиной базы наземной сети приемников составляет 4000:20000 или 1:5.

Далее для фиксированной высоты полета 4000 м было исследовано влияние суточного измененения геометрии созвездия навигационных спутников ГНСС GPS и ГЛОНАСС на точность определения координат воздушной цели. Задавая время взлета воздушной цели t_0 с шагом 1000 с были получены суточные зависимости значении $\Delta R_{\max}$ и $M\{\Delta R\}$. Эти зависимости приведены на рисунке 12. Анализ рисунка 12 показывает, что в течении суток средняя погрешность определения координат $M\{\Delta R\}$

в многопозиционной системе наблюдения с кооперативным приемом на сети наземных приемников изменяется от 68 м до 83 м, а максимальная погрешность определения координат ΔR_{max} варьируется от 220 м до 550 м.

Плотности вероятности распределения этих величин показаны соответственно на рисунке 13 и рисунке 14 и близки к распределению Релея.

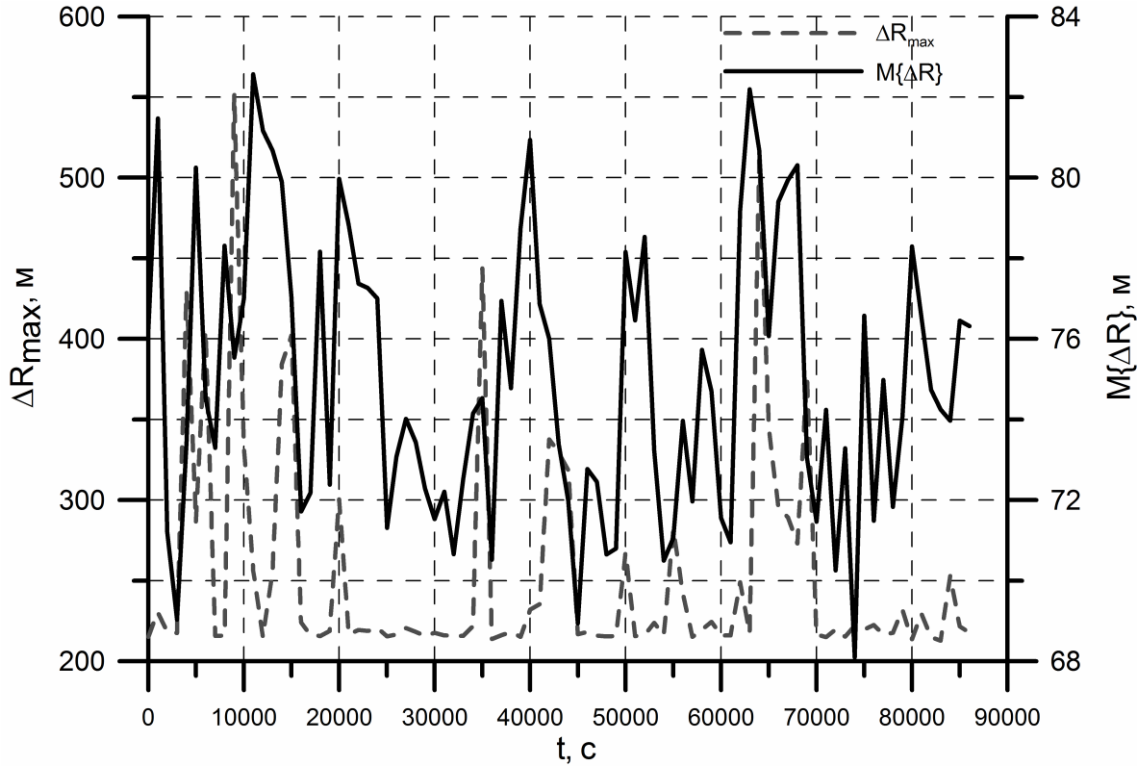


Рисунок 12 - Суточная зависимость точности определения координат воздушной цели

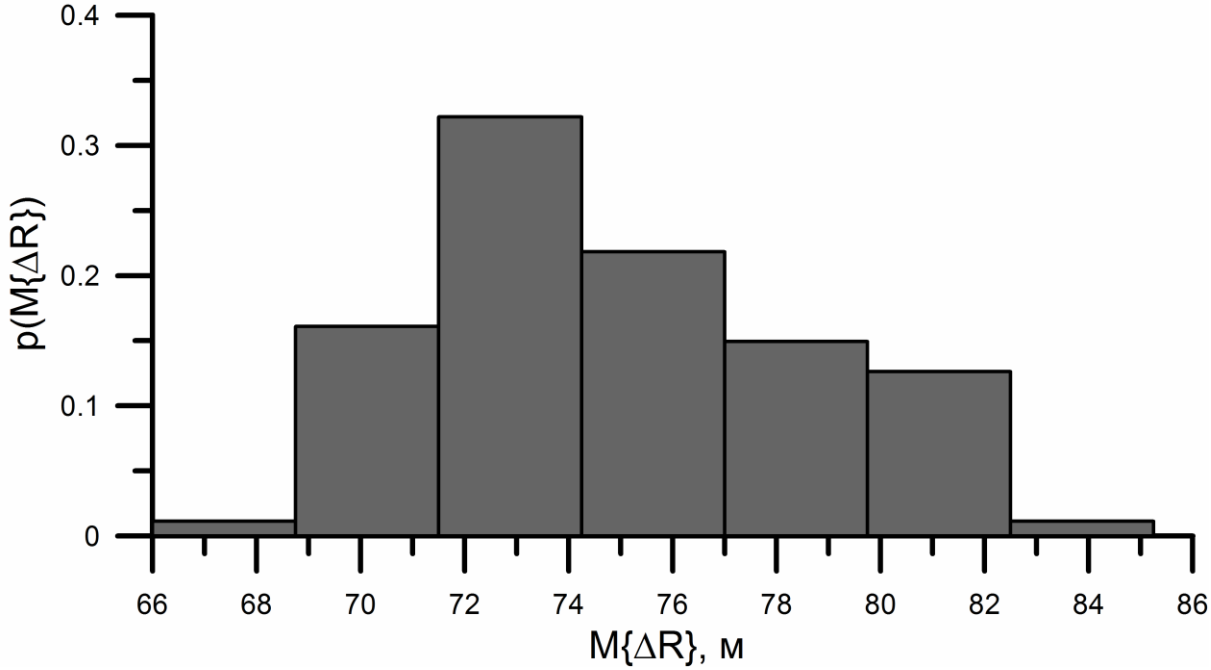


Рисунок 13 - Плотность вероятности распределения средней погрешности определения координат

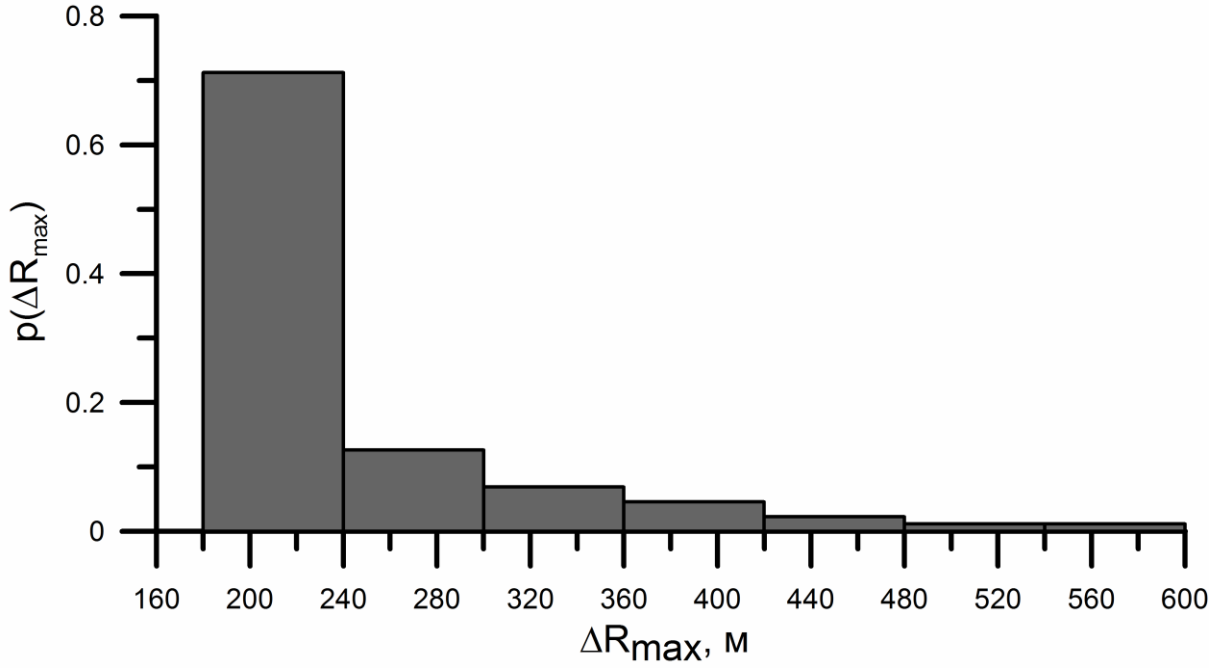


Рисунок 14 - Плотность вероятности распределения максимальной погрешности определения координат

Заключение

Таким образом, в настоящей работе исследована точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационный спутник – воздушная цель – сеть наземных приемников».

В ходе имитационного моделирования установлено, что максимальные погрешности оценок координат воздушной цели, формируемых в предложенной системе наблюдения (150 м по оси *x*, 250 м – по осям *y* и *z*, 350 м по радиальному удалению) оказались соизмеримы со значениями максимальной погрешности определения координат в системе наблюдения, использующей один наземный приемник и сигналы перспективной полной группировки ГНСС *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS* [12]. Однако при этом предложенная конфигурация многопозиционной системы наблюдения в отличии от рассмотренных ранее [6-13] обеспечивает определение координат воздушной цели даже при использовании спутников только одной системы ГНСС ГЛОНАСС.

Установлено, что оптимальное соотношение между высотой полета воздушной цели и величиной базы наземной сети приемников в предложенной системе наблюдения составляет 1:5.

В многопозиционной системе наблюдения с кооперативным приемом сигналов спутников ГНСС ГЛОНАСС и *GPS* на сети наземных приемников средняя погрешность определения координат воздушной цели на высоте 4000 м в течении суток изменяется от 68 м до 83 м, а максимальная погрешность определения координат варьируется от 220 м до 550 м. Плотности вероятности распределения этих величин близки к распределению Релея.

Литература

1. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

2. E. P. Glennon, A. G. Dempster and C. Rizos Feasibility of Air Target Detection Using GPS as a Bistatic Radar // Journal of Global Positioning Systems. 2006. Vol. 5. No. 1-2. P. 119-126.

3. V. Behar, C. Kabakchiev, H. Rohling Air Target Detection using Navigation Receivers Based on GPS L5 Signals // Proceedings of International Radar Symposium. 2013. P. 212-217.

4. Ксендзук А.В, Фатеев В.Ф., Попов С.А. Неизлучающая радиолокационная система, основанная на приёме отражённых сигналов навигационных систем ГЛОНАСС и GPS // Труды ОАО «МАК «Вымпел». Сборник статей. М.: Радиотехника, 2009. С. 60-66.

5. Донец С.К. Исследование возможности использования ГНСС для пассивной радиолокации низколетящих объектов // Магистерская диссертация. Руководитель диссертации Шабельников Е.А. - Алма-Аты: Алматинский университет энергетики и связи, 2013. 69 с.

6. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А. Бистатическая локация воздушных целей сигналами спутниковых радионавигационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Том 6. №11. С. 33-38.

7. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дисенов А.А., Ткаченко С.С. Способ обнаружения и оценки радионавигационных параметров сигнала космической системы навигации, рассеянного воздушной целью, и устройство его реализации // Патент на изобретение №2014101847 (002722) от 21.01.2014 г.

8. Кирюшкин ВВ., Дьяконов Е.А. Моделирование канала вторичной обработки приемника многопозиционной системы наблюдения // Материалы XVI международной конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии» г. Воронеж, 11-12 февраля 2016 г. под ред. Тюкачева Н.А., Крыловецкого А.А. Воронеж: ВГУ. 2016. Т.5. с. 133-138.

9. Кирюшкин ВВ., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А. Определение координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Теория и техника радиосвязи. №2. 2016. С. 29-35.

10. Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Костылев В.И. Влияние геометрических условий наблюдения на возможность и точность оценки координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Радиолокация, навигация и связь: XXII международная научно-техническая конференция – Воронеж: 2016. Т.2. с. 1395-1408.

11. Kiryushkin V.V., Cherepanov D.A. Coordinates estimation of the air target in the multiitem observation system «navigation satellites – the air target – the ground receiver» // J. Sib. Fed. Univ. Eng. technol. 2016. 9(8). P. 1172-1182. DOI: 10.17516/1999-494X-2016-9-8-1172-1182.

12. Кирюшкин ВВ., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А. Точность определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем // Теория и техника радиосвязи. 2017. (в печати).

13. Кирюшкин ВВ., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А. Повышение точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем за счет использования сигналов псевдоспутников // Теория и техника радиосвязи. 2017. (в печати).

14. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.

15. Шабшеевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. и др. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П.П. Дмитриева и В.С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.

Сведения об авторах

Кирюшкин Владислав Викторович (1971 г.р.) – начальник кафедры Авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, кандидат технических наук с 2004 г., доцент с 2007 г. Окончил Тамбовское ВВАИУ в 1993 г.
Область научных интересов: спутниковые радионавигационные системы, бистатическая локация
E-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru

Черепанов Денис Александрович (1982 г.р.) – преподаватель кафедры Авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, кандидат технических наук с 2014 г. Окончил Иркутский ВАИИ в 2004 г.
Область научных интересов: спутниковые радионавигационные системы, бистатическая локация
E-mail: dencherep170982@yandex.ru

Костылев Владимир Иванович (1959 г.р.) – профессор кафедры Воронежского государственного университета, доктор физико-математических наук с 2002 г., профессор с 2007 г. Окончил ВГУ в 1981 г.
Область научных интересов: статистическая радиотехника
E-mail: kostylev@phis.vsu.ru

Гаврюшин Владимир Николаевич (1964 г.р.) – заместитель начальника кафедры Авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, Окончил Тамбовское ВВАИУ в 1987 г.
Область научных интересов: спутниковые радионавигационные системы, системы связи и телекоммуникаций
E-mail: bmb111@ya.ru

Дьяконов Евгений Александрович (1994 г.р.) – курсант ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж.
Область научных интересов: спутниковые радионавигационные системы, бистатическая локация

УДК 621.391

СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ СИГНАЛОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Г.С. Нахмансон, А.В. Суслин, Е.Н. Жукова

Рассматриваются спектральные характеристики радиолокационных сигналов с нелинейной частотной модуляцией. Получены аналитические выражения для спектральной плотности сигналов с нелинейной частотной модуляцией и проведен ее анализ. Показано что применение в сигналах нелинейной частотной модуляции позволяет снизить уровень боковых лепестков спектральной плотности сигнала.

SPECTRAL DENSITY OF RADAR SIGNALS WITH NONLINEAR FREQUENCY MODULATION

G. S. Nakhmanson, A.V. Suslin, E.N. Zhukova

Characteristics of radar signals with nonlinear frequency modulation is considered. Analytical expressions for the spectral density of signals with nonlinear frequency modulation are received. It has been shown that application of signals with nonlinear frequency modulation allows to reduce the level of side petals.

В [1] показано, что использование в сигналах нелинейной частотной модуляции (НЛЧМ) приводит к уменьшению боковых лепестков высокого уровня в их спектральной плотности. Однако распределение уровней боковых лепестков спектральных плотностей сигналов зависит от вида используемой модуляции. Поэтому рассмотрение НЛЧМ сигналов с различными видами модуляции представляет практический интерес.

Целью работы является исследование спектральных плотностей частотно-модулированных сигналов с законами изменения частоты отличными от линейной частотной модуляции (ЛЧМ).

Модели сигнала с нелинейной частотной модуляцией

Будем считать, что частота сигнала изменяется по закону (рисунок 1)

$$f(t)=\begin{cases} f_0+\alpha t^2, & 0<t<t_1,\ f(t_1)=f_1=f_0+\alpha t_1^2 \\ f_1+b(t-t_1), & t_1<t<T-t_1,\ f(t_2)=f_2=f_0+b(T-2t_1) \\ f_0+\Delta F_m-\alpha(T-t)^2, & T-t_1<t<T \end{cases} \qquad (1)$$

здесь и на рисунке 1 T – длительность сигнала с НЛЧМ, ΔF_m – девиация частоты (ширина спектра) НЛЧМ сигнала, f_0 – несущая частота, b – постоянная, характеризующая скорость изменения частоты на интервале времени с линейным изменением частоты.

Следует заметить, что при $t=t_1$ и $t=T-t_1$ величины частот и их производные по времени не должны иметь разрывов, то есть $2\alpha t_1=b$, $t_1=\dfrac{b}{2\alpha}$, $b=\dfrac{\Delta F_m}{T_0}=\dfrac{\Delta F_m-\dfrac{b^2}{2\alpha}}{T-\dfrac{b}{\alpha}}$,

$t_1=\dfrac{\Delta F_m}{2\alpha T_0}$.

Тогда

$$f_1 = f_0 + \frac{b^2}{4\alpha},$$

$$f_2 = f_0 + \frac{b^2}{4\alpha} + b\left(T - \frac{b}{\alpha}\right) = f_0 + bT - \frac{3}{4}\frac{b^2}{\alpha},$$

$$f_2 = f_0 + \Delta F_m - \frac{b^2}{4\alpha} = f_0 + bT_0 - \frac{b^2}{4\alpha},$$

откуда $T = T_0 + \frac{b}{2\alpha}$, $T - T_0 = t_1$, T_0 – длительность ЛЧМ сигнала, имеющего ширину спектра ΔF_m и скорость изменения частоты b.

Для получения выражений для НЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей необходимо знать законы изменения фаз сигнала с течением времени.

$$\varphi_1(t) = 2\pi\int_0^t f(t)\,dt, \quad 0 < t < t_1,$$

$$\varphi_1(t) = 2\pi f_0 t + 2\pi\frac{\alpha t^3}{3} = 2\pi\left(f_0 t + \frac{\alpha t^3}{3}\right),$$

$$\varphi_1(t_1) = 2\pi\left(f_0 t_1 + \frac{\alpha t_1^3}{3}\right) = 2\pi\frac{b}{2\alpha}\left(f_0 + \frac{b^2}{12\alpha}\right);$$

$$\varphi_2(t) = \varphi_1(t_1) + 2\pi f_1(t - t_1) + 2\pi b\frac{(t - t_1)^2}{2}, \quad t_1 < t < T - t_1,$$

$$\varphi_2(t_2 = T - t_1) = \varphi_1(t_1) + 2\pi f_1(T - 2t_1) + 2\pi b\frac{(T - 2t_1)^2}{2} =$$

$$= 2\pi\left[\frac{b^3}{24\alpha^2} + \left(f_0 + \frac{b}{2}\left(T - \frac{b}{2}\right)\right)\left(T - \frac{b}{2\alpha}\right)\right],$$

$$\varphi_3(t) = \varphi_2(T - t_1) + 2\pi\left(f_0 + \Delta F_m\right)\left(t - (T - t_1)\right) + \alpha\frac{(T - t)^3 - t_1^3}{3}.$$

Тогда выражение для сигнала $s(t)$

$$s(t) = \tag{2}$$

$$= \begin{cases} a\,rect\left(\frac{t}{t_1}\right)\cos\left(\omega_0 t + 2\pi\frac{\alpha t^3}{3}\right), & 0 < t < t_1, \\ a\,rect\left(\frac{t - t_1}{T - 2t_1}\right)\cos\left(\omega_1(t - t_1) + 2\pi\frac{b(t - t_1)^2}{2} + \varphi_1(t_1)\right), & t_1 < t < T - t_1, \\ a\,rect\left(\frac{t - (T - t_1)}{t_1}\right)\cos\left((\omega_1 + \Delta\Omega_m)\left(t - (T - t_1)\right) + 2\pi\alpha\frac{(T - t)^3 - t_1^3}{3} + \varphi_2(t_2)\right), & T - t_1 < t < T \end{cases}$$

где a – амплитуда сигнала, $rect\left(\frac{t}{T}\right)$ – прямоугольная огибающая радиоимпульса длительностью T, $\omega_0 = 2\pi f_0$.

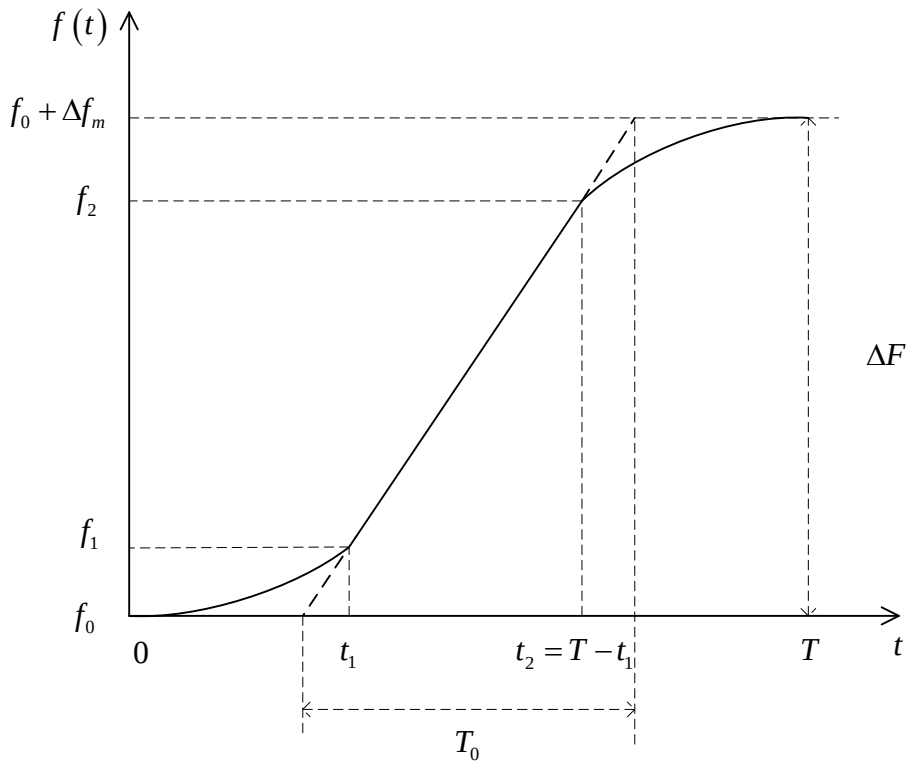


Рисунок 1 – Закон изменения частоты НЛЧМ сигнала

Рассмотрим спектральную плотность огибающей рассматриваемого сигнала. Выражение для спектральной плотности НЛЧМ сигнала в соответствии с выражением (2) можно записать следующем образом:

$$S(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\dot{s}(t)\cdot \mathrm{e}^{-j\omega t}dt = a\int_{0}^{t_1}\cos\left(\omega_0 t+2\pi\frac{\alpha t^3}{3}\right)e^{-j\omega t}dt+$$

$$+a\int_{t_1}^{T-t_1}\cos\left(\omega_1\left(t-t_1\right)+2\pi\frac{b\left(t-t_1\right)^2}{2}+\varphi_1\left(t_1\right)\right)e^{-j\omega t}dt+$$

$$+a\int_{T-t_1}^{t}\cos\left(\left(\omega_1+\Delta\Omega_m\right)\left(t-\left(T-t_1\right)\right)+2\pi\alpha\frac{\left(T-t\right)^3-t_1^3}{3}+\varphi_2\left(T-t_1\right)\right)e^{-j\omega t}dt=$$

$$=\dot{S}\left(\omega_0-\omega\right)+\dot{S}\left(\omega_0+\omega\right), \qquad (3)$$

Вследствие симметрии спектральной плотности будем рассматривать только составляющую $\dot{S}\left(\omega_0-\omega\right)$.

Проводя необходимые преобразования выражение для спектральной плотности $\dot{S}\left(\omega_0-\omega\right)$, нормированной на $\frac{aT_0}{2}$, можно записать следующим образом

$$\left|\hat{S}\left(\Delta\hat{f}\right)\right|=\sqrt{\hat{S}_c^2\left(f_0-f\right)+\hat{S}_s^2\left(f_0-f\right)},$$

где

$$\left.\begin{matrix}\hat{S}_c^2\left(f_0-f\right)\\ \hat{S}_s^2\left(f_0-f\right)\end{matrix}\right\}=\left\{\left(\frac{T}{T_0}-1\right)\int_0^1\begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix}\quad 2\pi B\left[\left(\Delta\hat{f}-\frac{1}{2}\right)\left(\frac{T}{T_0}-1\right)x+\frac{1}{6}\left(\frac{T}{T_0}-1\right)^2x^3\right]dx+\right.$$

$$+\int_0^{2-\frac{T}{T_0}} \begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix} 2\pi B\left[\left(\Delta\hat{f}-\frac{1}{2}\left(\frac{T}{T_0}-2\right)\right)\left(x+\frac{T}{T_0}-1\right)-\frac{1}{3}\left(\frac{T}{T_0}-1\right)+\frac{x^2}{2}\right]dx+ \qquad (4)$$

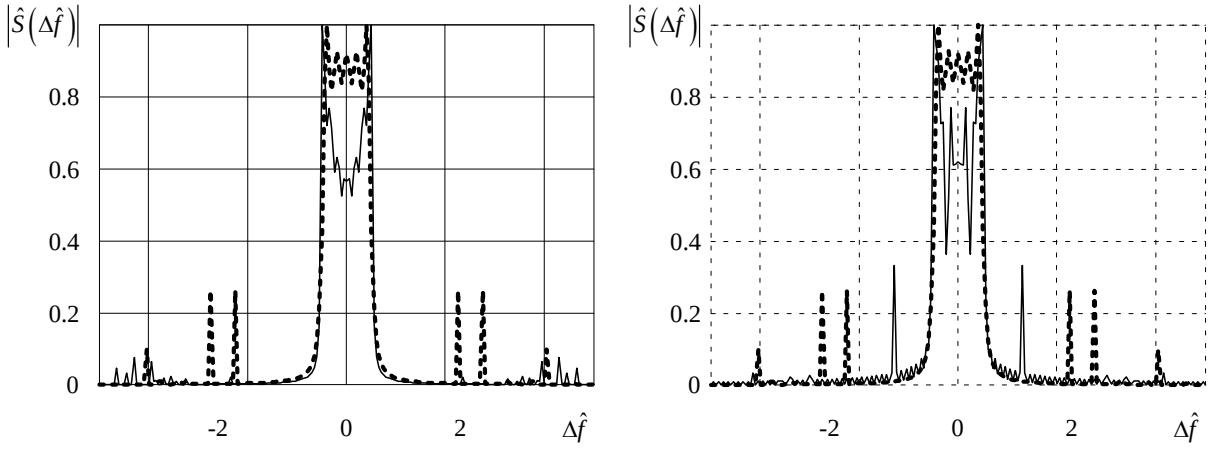
$$+\left(\frac{T}{T_0}-1\right)\int_0^1 \begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix} 2\pi B\left[\left(\Delta\hat{f}+\frac{1}{2}\right)\left(x\left(\frac{T}{T_0}-1\right)-1\right)+\frac{1}{6}\left(\frac{T}{T_0}-1\right)^2(1-x)^3+1-\frac{T}{2T_0}\right]dx,$$

$\Delta\hat{f}=\dfrac{f_0+\dfrac{\Delta F_m}{2}-f}{\Delta F_m}$ – нормированная на ширину спектра сигнала расстройка по частоте,

$B=\Delta F_m T_0$ – база сигнала с ЛЧМ.

В дальнейшем полученные результаты будем сравнивать с известными результатами для ЛЧМ сигналов с базой $\Delta F_m T_0$, для которых в выражении (4) необходимо положить $\dfrac{T}{T_0}=1$.

На рисунке 2 представлены результаты расчетов нормированного модуля спектральной плотности НЛЧМ сигнала (сплошные кривые), как функции от частотной расстройки $\Delta\hat{f}$, при различных значениях отношения $\dfrac{T}{T_0}$ и параметра B. Для сравнения на этих же рисунках представлены спектральные плотности ЛЧМ сигналов (точечные кривые). На рисунке 2 а представлены результаты расчетов для параметров $\dfrac{T}{T_0}=2$, $B=100$; а на рисунке 2 б – при $\dfrac{T}{T_0}=1.5$, $B=100$.



а) б)

Рисунок 2 – Нормированный модуль спектральной плотности

Как следует из поведения кривых в приделах основной ширины спектра сигнала ΔF_m (в области главного лепестка) распределение спектральной плотности неравномерно. Более высокие значения спектральной плотности имеют место на границах ширины спектра. При превышении длительностью НЛЧМ сигнала длительности ЛЧМ сигналов в два раза ($\dfrac{T}{T_0}=2$) у НЛЧМ сигнала практически отсутствуют боковые ле-

пестки. Уменьшение отношения $\frac{T}{T_0}$ с 2 до 1.5 приводит к появлению первой пары боковых лепестков соизмеримых с боковыми лепестками спектральной плотности ЛЧМ сигнала.

Литература

1. Нахмансон Г. С., Суслин А. В. Спектральные характеристики радиолокационных сигналов с нелинейной частотной модуляцией. Труды XXII международной научно – технической конференции “Радиолокация, навигация, связь 2016” (19-21 апреля 2016 г.). Воронеж: ВГУ, 2016. Т.3. С. 1129 – 1135.

2. Перевезенцев Л. Т., Огарков В. Н. Радиолокационные системы аэропортов: учеб. для вузов гражданской авиации / изд. 2-е. М. : Транспорт, 1991. 360 с.

3. Дудник П. И., Кондратенков Г. С., Татарский Б. Г., Ильчук А. Р., Герасимов А. А. Авиационные радиолокационные комплексы / под ред. П. И. Дудника. М. : ВВАИ имени проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с.

4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Теория и применение : пер. с англ. / под ред. В.С. Кельзона. М. : Сов. радио, 1971. 568 с.

Сведения об авторах

Нахмансон Геннадий Симонович – 1945 г.р., профессор кафедры радиотехнических систем (и средств обеспечения полетов) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушной академии им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), доктор технических наук, профессор.

Научные направления: обработка широкополосных сигналов в радиотехнических системах, оптическая обработка сигналов в реальном масштабе времени.

Суслин Андрей Викторович – 1984 г.р., преподаватель кафедры радиотехнических систем (и средств обеспечения полетов) Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушной академии им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), кандидат технических наук.

Научные направления: обработка широкополосных сигналов в радиотехнических системах, ближняя радиолокация.

АСПЕКТЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ

Ницак Д.А., Голев И.М., Никитина Е.А.

Рассмотрены особенности навигации по магнитному полю Земли. Оценены преимущества измерений градиента магнитной индукции поля Земли для задачи навигации движущихся объектов. Дано описание методов измерения градиентов. Приведены параметры и характеристики феррозондовых магнитометров, квантовых магнитометров с оптической накачкой и СКВИД-магнитометров.

THE POSSIBILITY OF CREATING NAVIGATION SYSTEMS USING THE GEOMAGNETIC FIELD OF THE EARTH

Nitsak D.A., Golev I.M, Nikitina E.A.

The outstanding characteristics of navigation in the Earth's magnetic field were considered. Some advantages of measurement of the gradient of the magnetic induction field of the Earth for navigation of moving objects were presented. The description of methods of measurements of gradient was made. Parameters and characteristics of the fluxgate magnetometers, quantum magnetometers with optical pumping and the SQUID magnetometers were evaluated.

В настоящее время активно исследуются вопросы, связанные с проблемами навигации и наведения движущихся объектов с использованием физических полей Земли следующих типов:

- поверхностные поля, к которым можно отнести радиолокационный контраст, инфракрасный, в видимом свете или ультрафиолетовый рельеф земной поверхности;
- пространственные поля — гравитационное и магнитное, а также отдельные компоненты этих полей.

Навигационные системы, базирующиеся на измерениях параметров пространственных полей, обладают определенными преимуществами перед спутниковыми навигационными системами (глобальностью, автономностью, скрытностью, помехозащищенностью), и, по сути, являются их альтернативой. Общие характеристики различных навигационных систем представлены в таблице 1.

Магнитометрические системы, применяемые в настоящее время на летательных аппаратах, имеют относительно высокие погрешности определения координаты ~ 100÷200 м на средней высоте полета ~ 1 км. Повышение точности навигационной системы с использованием геомагнитного поля Земли требует решения следующих задач:

- разработка высокоточных средств измерения магнитного поля Земли (МПЗ): векторных и скалярных магнитометров, градиентометров первого и высших порядков;
- разработка технических и вычислительных методов компенсации возмущений магнитного поля Земли;
- разработка способов уменьшения магнитных шумов и влияния характера движения летательных аппаратов на измерительную систему;
- поиск способов интеграции магнитометрических приборов в конструкцию летательного аппарата.

Кроме того, эффективность навигации по геомагнитному полю Земли определяется полнотой исходных цифровых магнитных карт Земли, и, как следствие, наличием технических средств для их создания [1-3].

Характеристики	Природные физические поля Земли			
	Поверхностные		Пространственные	
	Рельеф поверхности	Изображение поверхности	Гравитационное поле Земли	Магнитное поле Земли
Принцип измерения	Георадар	Цифровая фотоматрица	Гравиметр, градиентометр	Магнитометр, градиентометр
Точность цифровых карт, м	50	10	250	250
Преимущества	Стабильность поля, информативность.	Высокая точность	Высокая стабильность	Возможность получения составляющих МПЗ
Недостатки	Низкая точность на ровных рельефах.	Суточная и сезонная нестабильность	Сложность измерения	Высокий уровень магнитных шумов

Одним из направлений развития систем навигации с использованием параметром МПЗ является применение магнитоградиентных измерительных устройств. Градиент магнитного поля Земли характеризует изменение магнитной индукции в пространстве. На высотах аэромагнитных измерений горизонтальная составляющая градиента нормального МПЗ принимает значения в диапазоне 0÷6 нТл/км, тогда как для вертикальной составляющей градиента характерны значения ~ 20 нТл/км. Аномальное поле Земли обусловлено намагниченностью пород; расстояния, на которых находятся источники аномальных полей, существенно меньше расстояний, характерных для нормального поля Земли, кроме того, аномальное поле быстрее убывает с ростом высоты, поэтому вертикальная составляющая градиента аномального МПЗ больше на несколько порядков на высотах аэромагнитных измерений. Из-за резкого убывания аномального поля с высотой для измерения аномального МПЗ и навигации с использованием его параметров предпочтительны небольшие высоты [4-6]. Применение градиентометрических схем в задаче навигации по МПЗ позволяет получить ряд преимуществ по сравнению со схемами, реализующими только измерения полного вектора магнитной индукции и его компонент: временные вариации вычитаются автоматически, возрастает точность локализации границ аномалий, что, в итоге, повышает точность навигации.

Существует также широкий круг задач, связанных с исследованием градиентного магнитного поля, в которых измерение вектора магнитной индукции в точке оказывается недостаточным и требуется измерять пространственный градиент магнитной индукции, являющийся тензором. Типичной задачей такого рода является определение местонахождения объекта, например намагниченного тела, по создаваемому им в пространстве магнитному полю. Как известно, если источник поля в первом приближении считать сосредоточенным диполем, то измерение магнитной индукции и ее градиента в какой-либо одной точке позволяет определить расстояние до объекта, направление на него и вектор его магнитного момента.

Методы измерения градиента МПЗ. Чувствительная система однокомпонентного градиентометра обычно состоит из двух и более включенных дифференциально измерительных преобразователей магнитной индукции, разнесенных на некоторое расстояние, называемое базой. Наиболее часто применяются датчики, фиксирующие модуль индукции магнитного поля (например, протонные

магнитометры, магнитометры с оптической накачкой). Однако магнитометрические датчики используются и в схемах векторных, или компонентных, устройств, измеряющих три координатных компоненты вектора индукции магнитного поля Земли. Алгоритм работы векторных магнитометров, как правило, таков: к неизвестному вектору индукции измеряемого поля последовательно прибавляются известные задаваемые векторы магнитной индукции различной направленности, затем измеряется модуль вектора результирующего поля, далее из полученных соотношений вычисляется неизвестный вектор. Магнитометры могут быть с успехом применены не только в целях измерения модуля и компонент вектора индукции магнитного поля, но и в задачах нахождения компонент градиента модуля магнитной индукции. В простейшей конфигурации магнитометр-градиентометр состоит из двух (в расширенной конфигурации — из трёх и более) магнитометров, расположенных на фиксированном расстоянии друг от друга, включенных дифференциально. На рисунке 1 представлена схема градиентометра для детектирования изменения вертикальной компоненты индукции МПЗ вдоль оси Z.

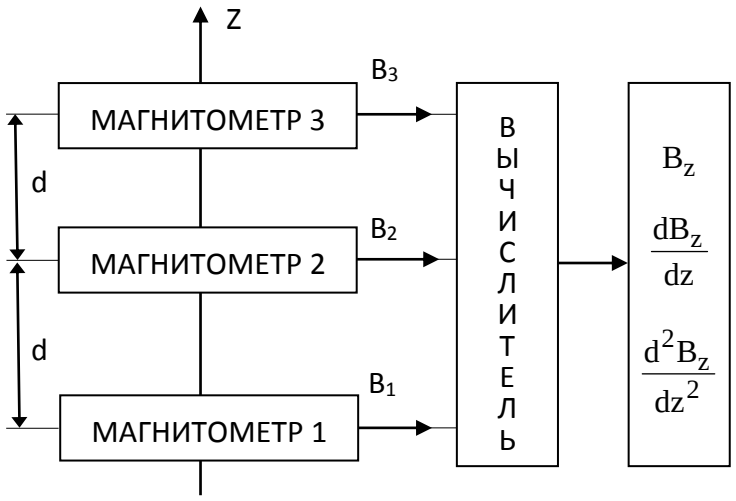


Рисунок 1 – Пример градиентометрической системы, измеряющей z- компоненту индукции МПЗ, а также z- составляющие первой и второй ее производных по направлению. (d- база магнитометра, расстояние между измерителями)

При достаточно малых значениях базы магнитометра (d~0.1 м) представленная схема может проводить измерения: индукции МПЗ – B_1; его первой производной – $\frac{dB_z}{dz} \approx \frac{B_1 - B_2}{d}$; второй производной – $\frac{d^2B_z}{dz^2} \approx \frac{1}{d}\left[\frac{B_1 - B_2}{d} - \frac{B_2 - B_3}{d}\right]$.

Реализуемы также устройства, измеряющие градиенты модуля магнитного поля третьего и более высоких порядков, а также градиенты компонент вектора магнитного поля. Однако такие системы, состоящие из большого числа модульных или векторных датчиков, довольно сложны, и они применяются редко. Относительно простое техническое решение этой задачи может быть получено с помощью трансформаторов постоянного магнитного поля, выполненных с применением сверхпроводящих проводников, сопротивление которых равно нулю (см. рис. 2). Сверхпроводящий трансформатор потока (СТП) представляет собой замкнутую сверхпроводящую петлю из провода или ленты, первичная обмотка которого соединена последовательно со вторичной сигнальной обмоткой. Последняя индуктивно связана со СКВИДом (сверхпроводящим квантовым интерференционным датчиком) [7, 8]. Поскольку полный магнитный поток в сверхпроводящей петле должен сохраняться, то при

приращении магнитного поля в области первичной обмотки по петле протекает ток соответствующего значения и направления, способствующий поддержанию неизменным полного магнитного потока, сцепленного с петлей. Этот ток, протекая через сигнальную обмотку, создает магнитный поток в СКВИДе, который преобразуется и усиливается электронным блоком устройства. Таким образом, выходной сигнал всей измерительной системы пропорционален току, протекающему по сигнальной обмотке, который, в свою очередь, пропорционален магнитному потоку, приложенному к первичной обмотке. Включение дополнительных приемных катушек позволяет создавать градиентометры для измерения вторых и более высоких по порядку производных МПЗ. Подобные магнитометры векторные, что дает возможность измерять отдельные составляющие вектора индукции МПЗ.

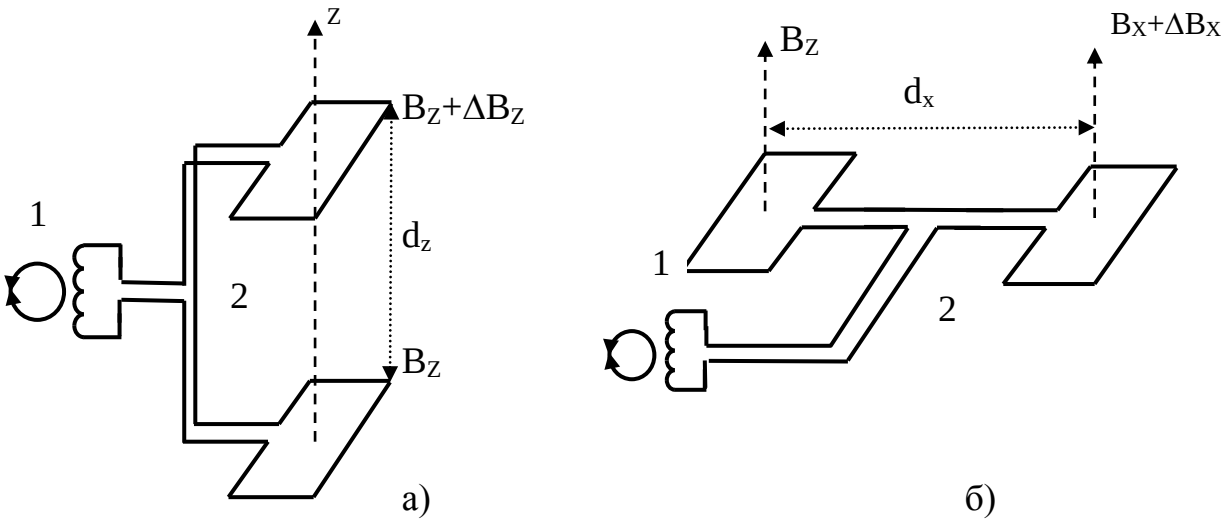


Рис. 2. Схемы сверхпроводящих градиентометров для детектирования различных компонент. 1- СКВИД; 2- трансформатор постоянного тока.

а) схема для измерения $\frac{\partial B_z}{\partial z}$; б) схема для измерения $\frac{\partial B_x}{\partial x}$.

С помощью сверхпроводящих катушек возможна компактная реализация всех возможных типов градиометров первого и высших порядков, причем можно достичь чувствительности порядка 10^{-4} нТл/м, что в 10^4 раз лучше, чем у классических градиентометров. В этом случае наблюдается высокая направленность катушечных антенн и пространственного разрешения. Когерентный во времени и в пространстве геофизический шум устраняется автоматически. Высокая чувствительность СКВИД-магнитометров дает возможность градиометра с малыми базами, что также способствует уменьшению помех.

Сверхпроводящие градиентометры способны измерять любую компоненту тензора градиента МПЗ, результат измерений зависит от положения в пространстве, тогда как градиентометры на основе квантовых магнитометров с оптической накачкой измеряют градиент индукции полного магнитного поля, и, следовательно, их показания не зависят от ориентации в пространстве.

СКВИД-градиентометр обладает существенными преимуществами по своей чувствительности в широком диапазоне частот. Он не чувствует суточных вариаций МПЗ и микропульсаций электромагнитного поля, которые автоматически компенсируются с большой точностью.

Конфигурация первичной обмотки СТП, состоящая из двух одинаковых контуров с индуцируемыми токами, текущими в противоположных направлениях (рис. 2), нечувствительна к однородному магнитному полю. Прибор с такой первичной

обмоткой СТП представляет собой градиентометр, измеряющий диагональный компонент тензора градиентов МПЗ. Чувствительность этой конструкции к градиенту МПЗ пропорциональна площади сверхпроводящих контуров и расстоянию между ними, т. е. базе сверхпроводящего магнитометра. Использование такого прибора со стабильной относительно небольшой базой более перспективно, чем классические градиентометры на двух магнитометрах.

На рис. 2, б показан другой вариант конфигурации первичной обмотки сверхпроводящего градиентометра, измеряющий компоненту $\frac{\partial B_x}{\partial x}$.тензора градиента МПЗ.

Прибор, измеряющий пять независимых компонентов тензора градиентов МПЗ и представляющий собой тензорный сверхпроводящий градиентометр, может быть выполнен достаточно компактным и состоять из блоков СКВИДов и приемных контуров и систем балансировки и криообеспечения.

Магнитометры. Для решения задач навигации по геомагнитному полю Земли используются магнитометры и градиентометры. В настоящее время наиболее широкое применение нашли следующие приборы: феррозондовый магнитометр, квантовый магнитометр с оптической накачкой, СКВИД-магнитометр. Общие характеристики магнитометрических приборов представлены в таб. 2 и 3 [8,9].

Таблица 2.

Параметры магнитометрических приборов

Магнитометр	**Чувствительность нТл**	**Магнитный шум нТл/Гц$^{1/2}$**	**Быстродействие кГц**	**Динамический диапазон дБ**
СКВИД-магнитометр (коммерческий вариант)	10^{-5}	0,0001	0÷100	190
Квантовый магнитометр с оптической накачкой	10^{-3}	0,05	0÷0,01	100
Феррозондовый магнитометр	10^{-1}	0,05	0÷50	70

Сверхпроводящие квантовые интерферометрические датчики (СКВИД – магнитометры). В настоящее время наибольшую чувствительность среди известных приборов для измерения магнитного поля имеет магнитометр, принцип действия которого основан на эффекте Джозефсона. Энергетическая чувствительность таких магнитометров при температуре жидкого гелия (4,2 К) достигает $5\cdot10^{-33}$ Дж/Гц (порядка десяти постоянных Планка $h = 6.63\cdot10^{-34}$ Дж/Гц), чувствительность по магнитному полю ~ 10^{-15} Тл, уровень магнитных шумов не более $(1\div10)\cdot10^{-15}$ Тл√Гц. СКВИД–магнитометры, имеющие рабочую температуру жидкого азота (77 К), обладают меньшей чувствительностью: энергетическое разрешение ~10^{-30} Дж/Гц, чувствительность по магнитному полю 10^{-13} Тл√Гц, уровень шумов 10^{-13} Тл√Гц.

Важно отметить, что для подобных магнитометров характерен большой динамический диапазон – до 190 дБ, позволяющий измерять малые по величине магнитные поля на фоне больших при верхней граничной частоте спектра измеряемого магнитного поля не менее 100 кГц.

Таблица 3.

Характеристики магнитометрических приборов

Магнитометр	**Характеристика направленности**	**Преимущества**	**Недостатки**
СКВИД - магнитометр (коммерчес-кий вариант)	- векторный; - градиентометр первого или высших порядков	- интегральные технологии; -трансформаторы по постоянному току; - линейность передаточной характеристики	- необходимость криогенного оборудования; - сложность калибровки
Квантовый магнитометр с оптической накачкой	- скалярный	- абсолютные измерения магнитного поля	- чувствительность к механическим воздействиям; - деградация рабочего вещества
Феррозондо-вый	- векторный	- интегральные технологии; - низкая себестоимость	- температурный дрейф ~0,1нТл/К; - смещение внутреннего вектора магнитного поля по (cross-filed error); - разброс параметров датчиков

СКВИД–магнитометр по сравнению с магнитометрами без сверхпроводящих конструкционных элементов обладает еще целым рядом преимуществ.

Необходимость криообеспечения СКВИД-магнитометров, имеющих весьма незначительное тепловыделение, представляет определенные ограничения для эксплуатации, однако существует обширная группа криогенных систем обеспечения, которая характеризуется автономностью, малой холодопроизводительность, малыми габаритами конструкции. Эти микрокриогенные системы (МК-системы) используются для обеспечения эффективной работы целого ряда устройств и приборов, формируя рабочие температуры от 4,2 К до 80 К. В основе функционирования МК-систем лежат термодинамические процессы и циклы, используемые в крупных стационарных криогенных установках, однако необходимо учитывать множество конструктивных особенностей, обусловленных спецификой задач, решаемых с помощью этих систем.

Следует отметить также следующие преимущества применения криогенного оборудования:

1. Возможность стабилизации рабочей температуры и ее градиента на уровне 10^{-6} К - это наиболее существенное преимущество использования криогенной техники, позволяющее увеличить механическую стабильность приборов.

2. При охлаждении происходит уменьшение тепловых шумов, и, следовательно, порога чувствительности криогенных приборов.

3. Появляется возможность использования таких явлений квантовых эффектов, как эффект Мейснера, квантования магнитного потока, явления сверхтекучести, что позволяет достигать предельных возможностей приборов.

Наличие на борту летательного аппарата криогенных систем позволяет использовать сверхпроводящие элементы, например, в конструкциях гравиметров, болометров, которые могут обладать существенными техническими преимуществами перед устройствами с классической элементной базой.

Квантовые магнитометры с оптической накачкой. Квантовые магнитометры можно классифицировать по характеру парамагнетизма рабочего вещества (электронный или ядерный), типу используемого атомного перехода (зеемановский, сверхтонкий, многофотонный и т.д.); способу возбуждения магнитного резонанса; способу детектирования магнитного резонанса.

Квантовые магнитометры с оптической накачкой (в том числе, векторные магнитометры – вариометры) – это приборы, основанные на сугубо квантовых эффектах: свободной прецессии магнитных моментов ядер или электронов во внешнем магнитном поле или же ядерном магнитном резонансе, электронном парамагнитном резонансе. Несмотря на то, что квантовым измерителям магнитного поля изначально присуще свойство абсолютности измерений, в определённых случаях это свойство может в значительной мере утрачиваться из-за наличия дополнительных магнитных полей в датчике, уширения, смещения и искажения формы резонансной линии и т.д. Измерительные устройства, имеющие высокую кратковременную чувствительность, но не обладающие абсолютной точностью, относятся к классу вариометров.

Несмотря на очевидные достоинства этих магнитометров, они имеют ряд недостатков:

1) циклический характер работы, не допускающий непрерывного измерения поля;

2) низкая частота прецессии магнитных моментов ядер или электронов, ограничивающая быстродействие прибора;

3) линейная зависимость чувствительности от величины измеряемого поля, затрудняющая измерение слабых полей;

4) значительное энергопотребление, связанное с необходимостью создания сильного поля.

5) большие габариты, чувствительность к механическим воздействиям.

6) ограниченный температурный диапазон работы.

Феррозондовые магнитометры. Феррозондовый магнитометр представляет собой катушку индуктивности с сердечником из магнитного материала, который имеет нелинейную проницаемость в относительно небольших полях намагничивания. Принцип действия феррозонда основан на изменении магнитного состояния ферромагнетика под воздействием двух магнитных полей разных частот. В отсутствие измеряемого магнитного поля сердечник под действием переменного магнитного поля, создаваемого током в катушке возбуждения, перемагничивается по симметричному циклу. Чувствительность феррозонда ограничена шумами магнитопровода [9].

Современные экспериментальные феррозондовые преобразователи позволяют измерять магнитную индукцию в диапазоне от 100 пТл до 1 мТл на частотах до 20 МГц, имеют уровень собственных шумов до 9 пТл/√Гц и нелинейность функции преобразования на уровне до 0,001 %. Диапазон рабочих температур может достигать от минус 180 ºС до плюс 220 ºС [9].

В заключение следует отметить следующее:

1. Измерение градиента и высших производных МПЗ по высоте позволяет повысить точность геолокации и уменьшить влияние магнитных помех.

2. Высокая чувствительность СКВИД-магнитометров ($\sim 10^{-5}$ нТл), позволяет производить измерение высших производных МПЗ по направлению.

3. СКВИД-магнитометры, работающие при температуре жидкого гелия, могут быть наиболее эффективно использованы для прецизионных измерений МПЗ, необходимых для создания магнитных карт Земли;

4. Феррозондовые магнитометры, квантовые магнитометры с оптической накачкой, а также СКВИД-магнитометры при температуре жидкого азота могут быть использованы при решении задач навигации и наведения движущихся объектов.

Литература

1. Militarily Critical Technologies List – MCTL Under Secretary of Defense, Acquisition, Technology and Logistics Pentagon, VA, 2014 – 87 p.

2. Епшин К.В., Зернюков Д.В., Комаров И.М., Хицунтов Е.Л. Работы в интересах создания пассивных систем навигации на основе магнитного и гравитационного полей земли по материалам зарубежных источников / Инноватика и экспертиза, 2016.- Вып. 2(17), С. 195-206.

3. Grewal M.S., Andrews A.P., Bartone C.G. Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration. – Wiley. – 2013, p. 602

4. Белоглазов И.Н. Основы навигации по геофизическим полям / И. Н. Белоглазов, Г. И. Джанджгава, Г. П. Чигин. М.: Наука, 1985. - 328 с.

5. Киселев С.К. Корреляционно-экстремальная навигация по полю магнитных аномалий протяженных ориентиров // Изв. РАН. Теория и системы управления, 1997. №6. С.56-61

6. Явлонский Б.М. Земной магнетизм. Под. ред. В.Б. Металловой. Л., Изд-во Ленингр. ун-та, 1978. с. 592

7. Harrison C.G., Southam J.R. Magnetic field gradients and their uses in study of the Earths magnetic field// J. Geomag. Geoelectr., v. 43, 1991, P. 589-599

8. Applied Superconductivity: Handbook on Devices and Applications/ John Wiley & Sons , 2015 – p. 599

9. Ripka, P. Magnetic Sensors and Magnetometers / P. Ripka. – Boston: Artech house, 2000. – 494 p.

Сведения об авторах

Голев Игорь Михайлович	
Год рождения	1958
Название ВУЗа	Воронежский политехнический институт
Дата окончания	1980
Направление научных исследований	диссипативные процессы в сверхпроводниках, магнитометрия
Год защиты диссертации	докторская диссертация, 2004
Место работы	ВУНЦ ВВС «ВВА»
Электронный адрес	imgolev@gmail.com

Никитина Елизавета Андреевна	
Год рождения	1990
Название ВУЗа	Воронежский государственный институт
Дата окончания	2012
Направление научных исследований	атомы и ионы, атомные спектры, магнитометрия
Год защиты диссертации	кандидатская диссертация , 2016
Место работы	ВУНЦ ВВС «ВВА»
Электронный адрес	lis211290@mail.ru

УДК 621.369.67

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЗА СЧЕТ ГЛУБИННОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ ОДНОМЕРНОЙ КВАЗИПЕРИОДИЧЕСКОЙ ГРЕБЕНЧАТОЙ РЕШЕТКИ

Крюков Д.Ю., Останков А.В.

Исследовано влияние продольного изменения глубинного профиля отражательной решетки, нагруженной одномодовым диэлектрическим слоем, в направлении вытекания возбуждаемой поверхностной волны на формирование электродинамических характеристик антенны дифракционного излучения. Установлено, что вариация глубины канавок в направлении вытекания поверхностной волны может приводить к увеличению эффективности антенны или снижению уровня боковых лепестков диаграммы направленности. Представлены результаты первичной оптимизации характеристик антенны в отношении полной эффективности путем изменения глубины канавок гребенчатой решетки по полиномиальному закону.

OPTIMIZATION OF CHARACTERISTICS ANTENNA OF THE DIFFRACTION RADIATION BY A METHOD OF DEPTH PROFILING ONE-DIMENSIONAL QUASI-PERIODIC GRATING COMB

D.Yu. Kryukov, A.V. Ostankov

The research effect of the change in the profile of the reflecting grating in the direction of the outflow of the surface wave on the formation of the electrodynamics characteristics of the diffraction radiation antenna. It has were found that variations in the depth of the grooves in the direction of outflow of the surface wave can lead to an increase in the antenna efficiency or a decrease in the level of the side lobes of the radiation pattern. Presented the results of the primary optimization of antenna characteristics with respect to total efficiency by varying the depth of the grating grooves according to the polynomial law.

Антенны дифракционного излучения (АДИ), созданные на основе открытых электродинамических структур ориентированы на работу в СВЧ и КВЧ диапазонах и активно применяются в современных радиолокационных станциях, автомобильных системах предупреждения фронтальных столкновений, системах спутниковой связи и радиометрических комплексах дистанционного зондирования [1-3]. Такие антенны конструктивно просты, обладают высокой технологичностью изготовления и механической прочностью, устойчивы к изменениям метеоусловий, имеют малые массогабаритные характеристики и низкие стоимостные показатели. Вместе с тем, отдельные оптимизированные варианты АДИ способны обеспечить требуемую угло-частотную зависимость и поляризационную чувствительность с сохранением высокого коэффициента полезного действия (КПД), необходимого, в случае передающих антенн для достижения требуемого коэффициента усиления (КУ), а в случае приемных – для снижения уровня внутренних шумов антенны.

Важнейшим физическим явлением, заложенным в основу принципа действия исследуемых дифракционных антенн, является эффект преобразования поверхностных электромагнитных волн в объемные волны. Эффект наблюдается при рассеянии неоднородных волн на периодически размещенных нерегулярностях, образующих дифракционную решетку (ДР) [4]. При наличии периодического возмущения (металлической ДР) вблизи диэлектрического волновода (ДВ), устанавливается

электродинамическая связь между различными волнами Флоке как в диэлектрике, так и вне его, то есть взаимодействуют различные колебания ДВ и возникает взаимосвязь собственных колебаний такого резонатора со свободным пространством [5]. В результате рассеяния плоской неоднородной волны распространяющейся вдоль ДВ на периодической ДР поле дифракции представляет собой суперпозицию плоских волн, часть из которых уходит в свободное пространство под некоторым углом Θ_m в виде объемной волны, а остальные локализованы вблизи ДР в виде спектра медленных волн, не переносящих энергию в окружающее пространство.

Направление максимального излучения Θ_m определяется замедлением u_B прямоугольного ДВ с учетом возмущения гребенкой и электрической величины периода решетки d/λ_0 (λ_0 – длина излучаемой волны):

$$\Theta_m = -\arcsin\left(u_B + \frac{n \cdot \lambda_0}{d}\right), \quad (1)$$

где n – порядковый номер излучаемой пространственной гармоники [1]. Полная эффективность антенны в направлении максимального излучения Θ_m определяется как произведение КПД на коэффициент использования поверхности (КИП).

Электродинамическая схема АДИ нашедшая широкое практическое применение представлена на рис. 1. Конструктивно такая антенна состоит из периодической гребенчатой ДР, накрытой прямоугольным ДВ, который расположен в общем случае на некотором прицельном расстоянии r, и устройства возбуждения ДВ. В отличии от более простых типов ДР (ленточной, ножевой) гребенчатая решетка не нуждается в экранировании и обладает значительным числом степеней свободы по управлению распределением мощности преобразуемой волны в пространственном спектре ее рассеяния.

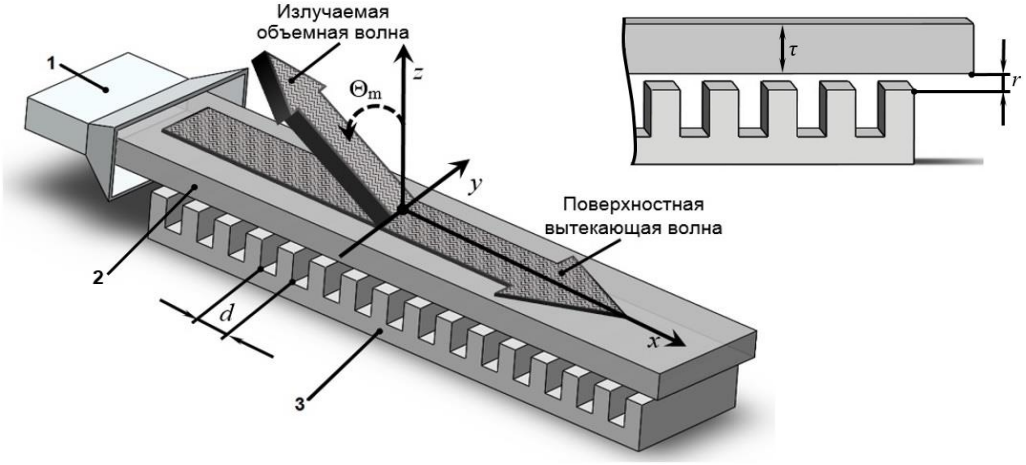


Рис. 1. АДИ с гребенчатой периодической структурой: 1 – *H*-плоскостной секториальный рупор; 2 – прямоугольный диэлектрический волновод; 3 – металлическая периодическая дифракционная решетка

Использование равномерного профиля ДР (рис. 1), при котором глубина всех канавок одинакова, для большинства технических задач не является выгодным, так как не позволяет реализовать наилучшие характеристики антенны. В целом, оптимизация характеристик исследуемой АДИ может быть выполнена как изменениями конфигурации профиля гребенчатой ДР, например вариацией глубины и ширины

канавок, так и дополнительным выбором прицельного расстояния *r*. Прицельное расстояние ДВ в работах [6-7] предполагается выбирать такой величины, чтобы исключить сильную связь волновода с гребенкой, поскольку в последнем случае эффективность отбора мощности на излучение может значительно уменьшиться из-за возрастающих дифракционных потерь. Реализация клиновидного зазора между диэлектрической линией передачи и ДР позволяет оптимизировать амплитудно-фазовое распределение в раскрыве антенны для достижения более высокого коэффициента использования поверхности (КИП) и, соответственно, полной эффективности антенны [8]. Однако для достижения предельной простоты конструкции и повышения технологичности изготовления антенны предпочтительным является вариант реализации полотна, при котором прицельное расстояние неизменно по длине ($r = const$) либо вообще отсутствует ($r = 0$).

Из теории ДР [5] известно, что для длин волн значительно превышающих период замедляющей структуры, профиль отдельного элемента ДР практически не сказывается на фазе отраженной волны, и отражение происходит от плоскости $z = 0$. При этом *E*-поляризованная волна отражается с фазой, близкой к 180º, а *H*-поляризованная – с фазой, близкой к нулю. С продвижением в область частот, где длина волны соизмерима с характерными размерами элемента ДР, на фазе отраженной волны начинает сказываться влияние профиля замедляющей структуры. Вместе с тем, это влияние более существенно в случае *H*-поляризации и в особенности для гребенчатой ДР.

Таким образом, представляется весьма актуальным исследование АДИ, содержащих отражательные гребенчатые решетки у которых в направлении вытекания поверхностной волны изменяется глубина канавок. Согласованным выбором законов изменения профиля гребенки можно достичь требуемый коэффициент использования поверхности (КИП) или снизить УБЛ ДН антенны. Цель работы заключается в исследовании возможности реализации АДИ с высоким показателем эффективности при нулевом прицельном расстоянии прямоугольного ДВ за счет глубинного профилирования одномерной квазипериодической гребенчатой решетки по полиномиальному закону. Для достижения цели использовано электродинамическое моделирование дифракции неоднородной плоской поверхностной волны ДВ на квазипериодической гребенчатой решетки, реализованное с помощью оригинальной авторской методики [9] и системы электромагнитного моделирования СВЧ-устройств CST Microwave Studio [10].

Рассмотрим антенное полотно, гребенка в составе которого эквидистантна и содержит 30 канавок одинаковой ширины. Указанного количества канавок достаточно для обеспечения значительного КПД. Расстояние между соседними канавками *L* (шаг гребенки) соизмеримо с длиной волны и составляет в нашем случае $0{,}76\lambda_0$. Пусть антенна возбуждается *E*-волной прямоугольного ДВ низшего типа (излучаемая волна вертикально поляризована). В данных условиях для реализации максимальной излучаемой способности гребенчатой ДР ширину канавок следует взять меньше $0{,}5\lambda_0$ [4], например, $a = 0{,}3L$. Зададим относительную диэлектрическую проницаемость ε_τ и толщину прямоугольного ДВ τ с учетом выполнения условия одномодовости волновода: $\tau < \lambda_0 / (2 \cdot \sqrt{\varepsilon_\tau - 1})$, а замедление единственной поддерживаемой поверхностной волны *E*-волны (без учета влияния решетки) обеспечивало излучение на (-1)-й поверхностной гармонике спектра рассеяния.

Плавное изменение глубины канавок ДР в направлении вытекания поверхностной волны может обеспечить амплитудное распределение поля на апертуре антенны, оптимальное в отношении обеспечения максимума полной эффективности с одновременной минимизацией уровня боковых лепестков (УБЛ). Проведем синтез полотна ДР с глубинным профилированием канавок по полиномиальному закону вида:

$$h_{\text{k}} = \left(b_0 + b_1 \cdot \left(k / N\right) + b_2 \cdot \left(k / N\right)^2 + b_3 \cdot \left(k / N\right)^3 - b_4 \cdot \left(k / N\right)^4\right) \cdot L, \qquad (2)$$

где b_0, b_1, b_2, b_3, b_4 – коэффициенты аппроксимации, которые могут быть подобраны эмпирически или с помощью методики из работы [11]; N – число канавок ДР; k – порядковый номер канавки. Для исследуемой электродинамической структуры оптимальный закон изменения глубины канавок гребенки с учетом рассчитанных параметров аппроксимации [11] можно представить следующим выражением:

$$h_{\text{k}} = \left(0,640 - 0,397 \cdot \left(k / N\right) + 0,826 \cdot \left(k / N\right)^2 - 0,469 \cdot \left(k / N\right)^3 - 0,161 \cdot \left(k / N\right)^4\right) \cdot L \qquad (3)$$

Профиль ДР синтезированный в соответствии выражением (3) изображен на рис. 2.

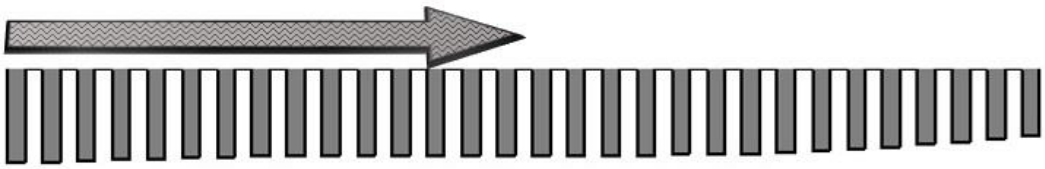


Рис. 2. Синтезированный профиль эквидистантной ДР с полиномиальным законом изменения глубины канавок в направлении вытекания волны

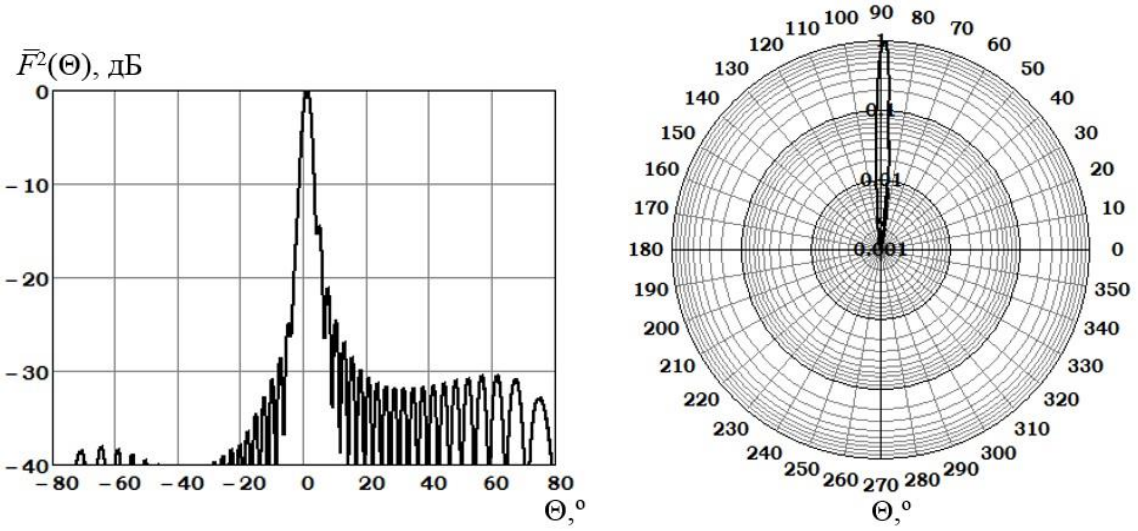
Представленные ниже результаты получены для антенного полотна с плоским ДВ, выполненным из высокочастотного материала "preperm 255" с диэлектрической проницаемостью ε_τ = 2,55, толщиной τ = 0,4L. Положим прицельный параметр r = 0, при этом основание плоского ДВ будет непосредственно контактировать с ламелями ДР.

Для сокращения времени вычисления характеристик антенны расчет проводился на частоте 2,28 ГГц. Однако в соответствии с принципом электродинамического подобия результаты исследования могут быть распространены на СВЧ и КВЧ диапазоны при условии эквивалентности потерь в материалах гребенчатой решетки и планарного ДВ.

В соответствии с расчетами, произведенными с использованием разработанной одним из автором математической модели [11-12] следует, что профилирование отражательной гребенчатой ДР по полиномиальному закону (3) позволяет обеспечить максимальный УБЛ "минус" 14,46 дБ с полной эффективностью излучения антенны – 80%. Коэффициент усиления (КУ) составляет 17,62 дБ, КИП – 83% и КПД – 97%. Ширина ДН в горизонтальной плоскости по уровню "минус" 3 дБ равна 2,7º, направление максимального излучения Θ_{m} = 1,2º (рис. 3 *а*) и Θ_{m} = 91,2º (рис. 3 *б*).

Результаты синтеза показывают возможность обеспечения эффективного излучения антенны в направлении, близком к поперечному ($\Theta_{\text{m}} \rightarrow 90^{\text{o}}$). Вместе с тем, основным препятствием для реализации излучения по нормали в схеме с одностороннем возбуждением антенного полотна является значительный рост коэффициента отражения поверхностной волны от ДР, приводящий к увеличению КСВ,

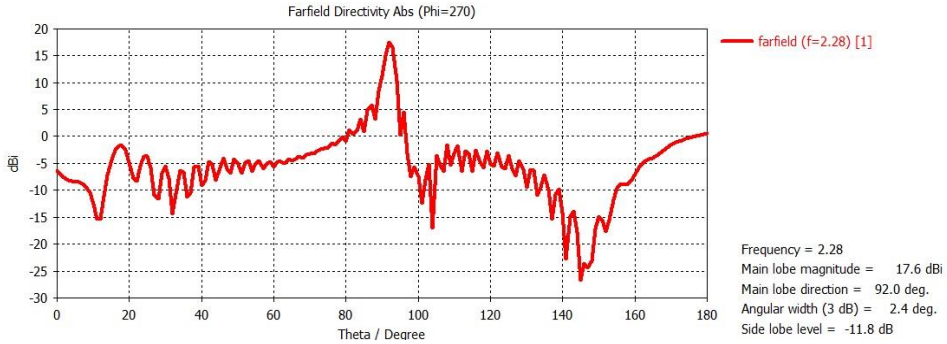
снижению КПД и возрастанию УБЛ из-за проявления брэгговского резонанса. На практике данная проблема может быть успешно решена применением интерферометрических схем возбуждения полотна АДИ.



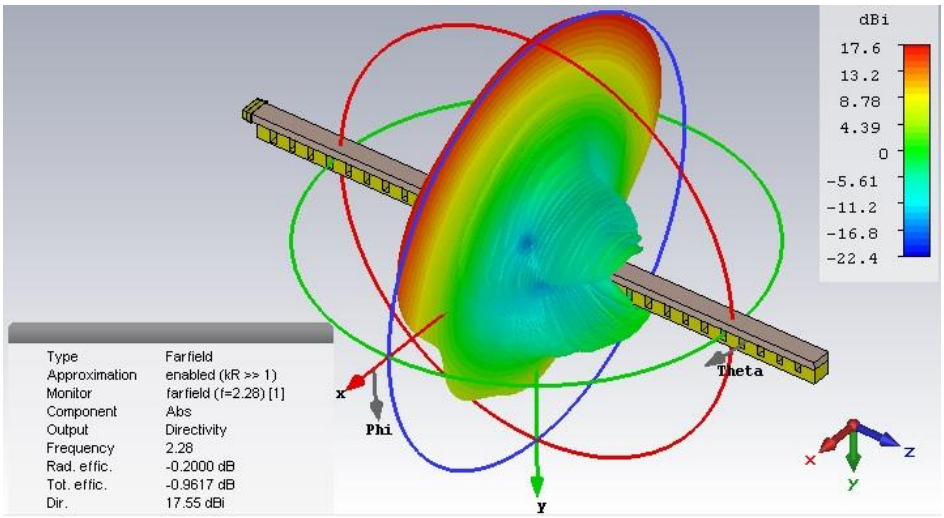
а *б*

Рис. 3. ДН антенны, рассчитанная с использованием математической модели: *а* – горизонтальная ДН в декартовой системе координат (0º соответствует излучению по нормали); *б* – горизонтальная нормированная ДН в полярной системе координат

Для подтверждения правильности математического расчета и углубленного анализа физических процессов дифракции было проведено электродинамическое моделирование антенны на основе метода конечных интегралов Вейланда [13]. Моделирование показало, что максимальный УБЛ антенны составил "минус" 11,8 дБ, КУ – 17,6 дБ. Ширина ДН в горизонтальной плоскости по уровню "минус" 3 дБ равна 2,4º, направление максимального излучения Θ_m = 92º (рис. 4). Таким образом, результаты проведенного моделирования хорошо согласуются с первичным математическим расчетом. Указанное обстоятельство свидетельствует о работоспособности и эффективности применяемой методики анализа и синтеза АДИ. Вместе с тем, представляется возможной реализация предпочтительной с конструкторской точки зрения варианта АДИ, при котором зазор между прямоугольным ДВ и гребенчатой ДР отсутствует с весьма высоким значением полной эффективности (не менее 80%).



а



б

Рис. 4. ДН антенны, рассчитанная посредством электродинамического моделирования: *а* – горизонтальная ДН в декартовой системе координат; *б* – Объемная (3D) ДН

Таким образом, представленные в настоящей работе результаты доказывают целесообразность оптимизации характеристик АДИ методом вариации глубины канавок в направлении вытекания поверхностной волны, которая может приводить к увеличению эффективности или снижению УБЛ ДН антенны. Однако для синтезированного антенного полотна характерен достаточно высокий УБЛ (порядка "минус" 10-15 дБ), обусловленный формой амплитудного распределения поля в раскрыве, реализующей максимум полной эффективности структуры.

Литература

1. Останков А.В Ретроспективный анализ возможностей, конструкций и основных характеристик дифракционных антенн вытекающей волны / А. В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. − 2010. − Т. 6. − №8. − С. 75-81.
2. Евдокимов А.П. Антенны дифракционного излучения / А. П. Евдокимов // Физические основы приборостроения. − 2013. −Т. 2. − № 1. − С. 108-124.

3. Крюков Д.Ю. Рефлексивный анализ возможностей и основных конструктивно-технических характеристик антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. − 2017. − Т. 13. − №1. − С. 95-103.
4. Шестопалов В.П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 1. Открытые структуры. Киев: Наук. думка, 1985. – 216 с.
5. Шестопалов В.П. Резонансное рассеяние волн. Т.1. Дифракционные решетки / Шестопалов В.П., Кириленко А.А., Масалов С.А., Сиренко Ю.К. – Киев: Наук. думка, 1986. – 232 с.
6. Евдокимов А.П. Новое направление в технике антенных решеток / А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1996. Т. 39. – № 9-10. – С. 54-61.
7. Резонансные свойства системы планарный диэлектрический волновод – гребенка / В.В. Крыжановский, С.В. Крыжановский, С.А. Стешенко, О.В. Чистякова // Радиофизика и электроника (Харьков). – 2008. Т. 13 – №3. – С. 481-488.
8. Крюков Д.Ю. Высокотехнологичная антенна вытекающей волны на основе дифракционной решетки с периодической гребенчатой структурой / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11, № 6. – С. 80-83.
9. Ostankov, A.V. Optimization of directional and energetic properties of diffraction antenna / A.V. Ostankov, S.A. Antipov, K.A. Razinkin // Global Journal of Pure and Applied Mathematics. 2016. Vol. 12 (4). P. 3845-3864. URL: http://www.ripublication.com/gjpam16/gjpamv12n4_86.pdf.
10. URL: https://www.cst.com.
11. Останков А.В. Синтез излучающего гребенчатого раскрыва антенны вытекающей волны // Радиотехника. – 2012. – № 2. – С. 38-44.
12. Останков А.В. Дифракционная антенна вытекающей волны с нестандартной реализацией излучающего раскрыва // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6, № 8. – С. 17-26.
13. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell`s equations for six-component fields / T.A. Weiland // Electronics and Communication, 1977. – V. 31. – PP. 116-120.

Сведения об авторах

Крюков Дмитрий Юрьевич – 1992 г.р., аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж. В 2015 году с отличием окончил Воронежский государственный технический университет по специальности «Радиотехника». Область научных исследований: техника антенн дифракционного излучения, электродинамическое моделирование антенн и СВЧ-устройств. E-mail: kryukovdy@bk.ru

Останков Александр Витальевич – 1970 г.р., доктор технических наук (2011 г.), профессор кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж. В 1995 году с отличием окончил Воронежский государственный технический университет по специальности «Радиотехника». Область научных исследований: техническая электродинамика, антенны и устройства СВЧ, волновые процессы, имитационное моделирование. E-mail: avostankov@mail.ru

МЕТОД МИНИАТЮРИЗАЦИИ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН

К.В. Асташова, Ю.А. Костычов, О.В.Кублицкая, Е.С. Попов

Рассмотрен метод миниатюризации логопериодических вибраторных антенн, основанный на использовании вибраторов, форма которых по крайней мере частично описывается фрактальными кривыми. Выполнено компьютерное моделирование нескольких разновидностей вибраторов и логопериодической вибраторной антенны. Приведены сведения о характеристиках разработанной по настоящему методу поворотной логопериодической антенны диапазона ДКМВ. Показано уменьшение габаритных размеров разработанной антенны по сравнению с лучшим зарубежным аналогом при сохранении эффективности.

METHOD OF LOG-PERIODIC DIPOLE ANTENNA MINIATURIZATION

K.V. Astashova, Yu. A. Kostychov, O.V. Kublitskaya, E.S. Popov

Method of log-periodic dipole antenna miniaturization, based on applying radiators, which is partially shaped by a fractal form. Computer simulation of several types of radiators and log-periodic dipole antenna in general was given. Characteristics of the rotary HF log-periodic dipole antenna, developed by the present method, are represented. It is shown that reduction of the overall dimensions of developed antenna in comparison with the best foreign analogue while maintaining efficiency.

Логопериодические вибраторные антенны (ЛПВА) получили распространение в аппаратуре стационарных узлов связи декаметровых волн благодаря тому, что обеспечивают направленное излучение вдоль своей продольной оси и в широком диапазоне частот сохраняют форму диаграммы направленности и близкое к постоянному входному сопротивлению. Эти свойства основаны на принципе электродинамического подобия, согласно которому излучатель имеет одинаковые электрические характеристики на двух частотах, если его геометрические размеры изменяются пропорционально длине волны, и свойстве автоматической отсечки токов, которое предполагает, что на каждой частоте ток излучается участком антенны (активной областью), за пределами которой ток быстро затухает, причем размер затухающего участка определяется величиной длины волны, на которой этот участок является активным. При смене частоты активная область перемещается вдоль продольной оси антенны, а размеры активной области по отношению к длине волны остаются постоянными, т.е. антенна обладает в широкой полосе постоянным входным сопротивлением и неизменной характеристикой направленности.

Основным препятствием широкого использования ЛПВА в аппаратуре, размещаемой на узлах связи, которые имеют ограниченные возможности для размещения антенн: подвижные объекты (суда), крыши домов и т.д. являются большие габаритные размеры антенн, поэтому усилия разработчиков подобных антенн были направлены на уменьшение размеров ЛПВА и создание так называемых поворотных ЛПВА (ПЛПВА) для обеспечения возможности работы в секторе углов от 0° до 360°. В результате были созданы ПЛПВА [1,2] в которых собственно полотно антенны размещено горизонтально на одной мачте и закреплено на вращающейся части поворотного устройства. Для уменьшения физической длины вибраторов (осевой длины) при сохранении электрической (резонансной) длины используют вибраторы различной формы (спираль, П- и Н-образную форму). Наиболее удачной следует

признать антенну фирмы Rohde&Schwarz типа HL-451. Эта антенна имеет минимальные габаритные характеристики - высота полотна 3м, ширина 16 м и длина 15м и обеспечивает работу передатчика мощностью 1 кВт в диапазоне частот от 5 до 30 МГц. Уменьшение размеров достигнуто за счет того, что вибраторы антенны выполнены в форме "спадающей" синусоиды и размещены в плоскости перпендикулярной продольной оси антенны.

Цель настоящей работы – исследование путей уменьшения размеров антенно-фидерного устройства при сохранении эффективности его работы, а также расширение рабочего диапазона частот при работе на передачу/приём.

На первом этапе работы было выполнено компьютерное моделирование одиночных симметричных вибраторов с различной геометрической формой, обеспечивающих резонанс на нижней частоте предполагаемого рабочего диапазона.

Известны электрически малые фрактальные излучатели [3], которые имеют меньшие габариты по сравнению с распространенными типами антенн при тех же резонансных частотах или вследствие принципа электродинамического подобия более низкие резонансные частоты, чем распространенные типы излучателей при тех же размерах.

В первую очередь это проволочные антенны, имеющие сильно перекрученную или сильно изломанную форму. С увеличением числа итераций, использованных для формирования фрактальной формы, линейные размеры фигуры и ее габариты остаются приблизительно прежними, но длина линии, составляющей фигуру, увеличивается, стремясь к бесконечности. Такая линия может иметь фиксированные габариты и не пересекаться лишь при условии, что она сильно перекручена. Именно эта перекрученность, или изломанность, придает антеннам, имеющим такую фрактальную форму, более низкие резонансные частоты или меньшие габариты по сравнению с распространенными типами антенн.

Последовательность операций по реализации фрактальных кривых Минковского с различным количеством итерации приведены на рис.1.

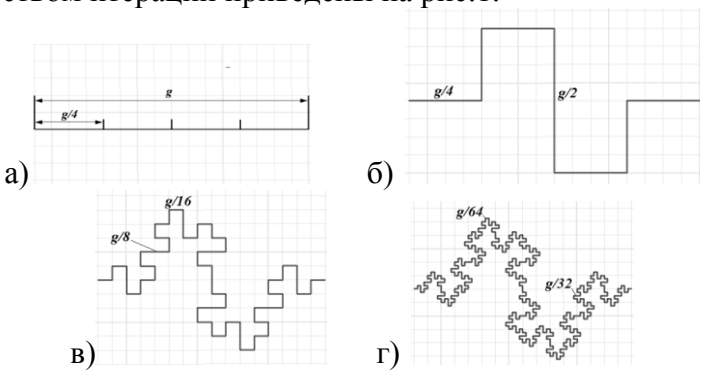


Рис.1 Иллюстрация процесса построения проводника, форма которого описывается кривой Минковского (а- итерация нулевого порядка, б- итерация первого порядка, в- итерация второго порядка, г- итерация третьего порядка).

При построении кривой Минковского исходный отрезок прямой длиной g (итерация нулевого порядка, g – осевая длина вибратора традиционного построения) делится на четыре равные части, как показано на рис. 2а. Два центральных участка заменяют двумя квадратами, соединяющимися между собой и направленными в противоположные стороны. Стороны квадратов имеют длину равную g/4. Так как в результате соединения двух сторон квадрата два отрезка сливаются в один вдвое большей длины, то образуется ломаная, состоящая из семи отрезков, шесть из которых равной длины – g/4 и один отрезок длиной g/2. Такое разбиение (итерация первого

порядка) изображено на рис. 1б. В дальнейшем для каждого отрезка ломаной линии повторяется такая операция замены (отрезок двойной длины заменяется как два разных отрезка): для итерации второго порядка (рис. 1в) на отрезках длиной g/4 строятся квадраты со сторонами g/16; для итерации третьего порядка (рис. 1г) на отрезках длиной g/16 строятся квадраты со сторонами g/64.

С каждой новой итерацией длина кривой увеличивается в соответствии выражением:

$$G = g \cdot 2^n, (1)$$

где G – длина результирующей кривой;

g – длина исходной кривой;

n – количество произведенных итераций.

В таблице 1 приведены результаты расчета коэффициента подобия по формуле (1) Км – увеличение физическая длина провода вибратора в зависимости от количество произведенных итераций. При этом осевой размер вибратора между его крайними точками остается постоянным и равным размеру обычного вибратора традиционного построения (итерация нулевого прядка).

Таблица 1

Номер итерации	0	1	2	3	4	5	6
Км	1	2	4	8	16	32	64

Итерационный процесс построения проводника, форма которого описывается кривой Коха показан на рис.2 - (а - итерация нулевого порядка, б - итерация первого порядка, в - итерация второго порядка, г - итерация третьего порядка).

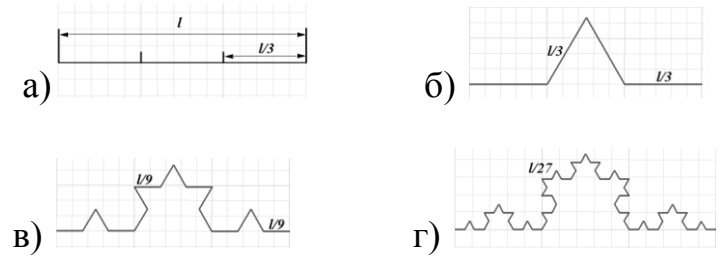


Рис.2. Иллюстрация итерационного процесса построения проводника, форма которого описывается кривой Коха

При этом исходный отрезок длиной l (итерация нулевого порядка, осевая длина вибратора традиционного построения) делится на три равные части, как изображено на рис. 2а. Центральный участок заменяют равносторонним треугольником со стороной l/3. На рис. 2б изображена ломаная, состоящая из четырех отрезков длина каждого из которых равна l/3. В дальнейшем для каждого отрезка ломаной линии процесс повторяется: для итерации второго порядка на отрезках длиной l/3 строятся треугольники со сторонами l/9; для итерации третьего порядка на отрезках длиной l/9 строятся треугольники со сторонами l/27 и т.д.

С каждой итерацией длина кривой увеличивается в соответствии выражением:

$$L = l \cdot \left(\frac{4}{3}\right)^n, (2)$$

где L – длина результирующей кривой;

l – длина исходного отрезка;

n – количество произведенных итераций.

В таблице 2 приведены рассчитанные по формуле (2) величины коэффициента подобия Кк – который показывает степень увеличения длины провода вибратора в зависимости от количества произведенных итераций.

Таблица 2

Номер итерации	0	1	2	3	4	5	6
Кк	1	1,33	1,77	2,37	3,15	4,21	5,61

Из материалов таблиц 1 и 2 видно, что с увеличением порядка итераций, использованных для формирования фрактальной кривой, линейные размеры фигуры и ее габариты остаются приблизительно прежними, но длина линии, составляющей фигуру, увеличивается, стремясь к бесконечности. В этом случае резонансные частоты вибраторов, проводники которых выполнены с формой близкой к фрактальной кривой, по мере увеличения порядка итерации для их реализации, имеют более низкие резонансные частоты, чем вибраторы, построенные из прямолинейных проводников. Указанные обстоятельства позволяют реализовать вибраторы с низкими резонансными частотами и относительно небольшими линейными размерами.

С учетом реальной конструкции логопериодической антенны в которой предполагалось использование исследуемых излучателей, излучатели разбивались на отдельные, последовательно соединенные части (Рис.3), закрепленные на каркасе, включающем жесткие продольную и поперечные несущие балки, а также механически связанные с балками гибкие элементы, образующие внешний контур каркаса. Антенное полотно, образовано совокупностью симметричных вибраторов (излучателей). Каждый излучатель содержит два плеча, проводники которых размещены в плоскостях перпендикулярных к двухпроводной симметричной линии питания, установленной вдоль продольной несущей балки. Для снижения механической нагрузки на длинные проводники вибраторов участки плеч (1 часть, Рис.3) излучателей, подключенные к линии питания, должны быть выполнены в виде структур с большим количеством итераций и обладать массой большей, чем отрезки, расположенные вблизи разомкнутых концов вибраторов, закрепленные на элементах, образующих внешний контур каркаса (2-я часть, Рис.3). Для вибраторов наибольшей длины на участках, непосредственно подключенных к симметричной линии питания, должны быть также размещены структуры с большим, а для участков, наиболее удаленных от линии питания и вибраторов малой длины, меньшим количеством итераций.

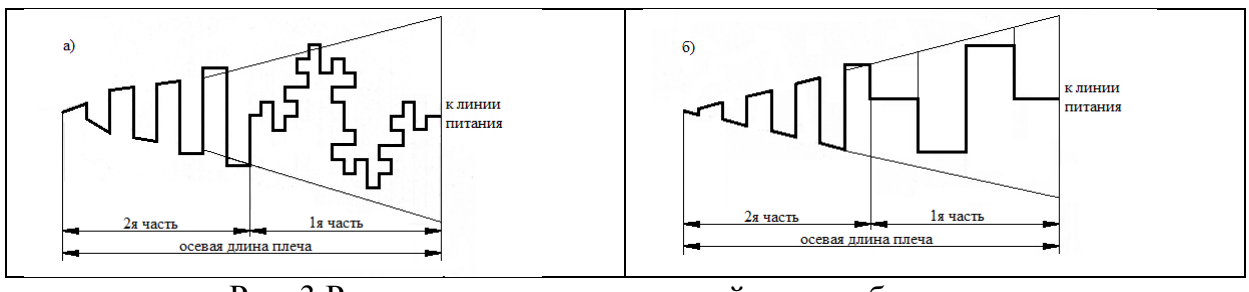


Рис. 3 Разновидности конструкций плеч вибраторов

Для проведения моделирования были выбраны пять видов излучателей, три из которых (А, Б, В, Рис.4) основаны на геометрических формах традиционного построения, а два (Г, Д, Рис 4) выбираются с использованием фрактальных структур.

В качестве геометрических форм излучателей были выбраны:

А. "Спадающая" прямоугольная последовательность;

Б. "Спадающей" синусоиды (излучатель антенны [2]);

В. Зубчатая форма;

Г. "Спадающая" фрактальная кривая Коха;

Д. "Спадающая" фрактальная кривая Минковского.

На рис. 4 изображены излучатели различных форм в указанной выше последовательности.

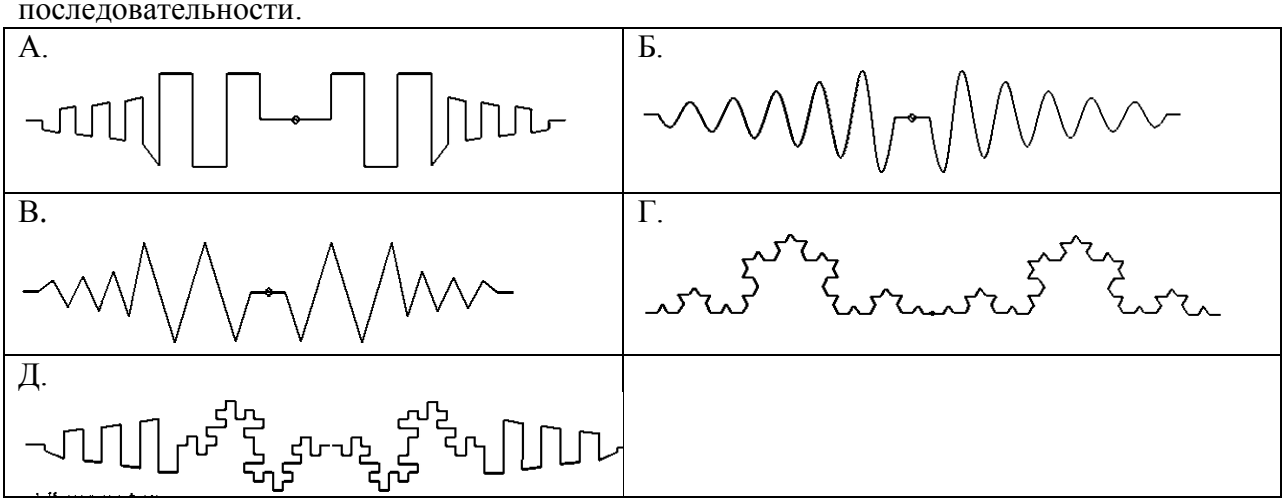


Рис.4 Геометрические формы излучателей

Резонансная частота всех излучателей предполагалась равной нижней частоте рабочего диапазона - 3 МГц. Размеры излучателя подбирались исходя из обеспечения настройки на резонансную частоту, после чего для полученных размеров определялся коэффициент усиления излучателя при его размещении в свободном пространстве.

Таблица 3

Форма излучателя	**Резонансная частота, МГц**	**Усиление, дБ**	**Размеры излучателя (длина х высота), м**
"Спадающая" синусоида	3,1	1,9	21,0 x 3,4
Зубчатая форма	3,1	1,6	20,5 x 3,0
"Спадающая" прямоугольная последовательность	3,0	1,3	18,0 x 3,0
Кривая Коха	3,0	1,9	22,2 x 3,2
Кривая Минковского	3,0	2,0	16,0 x 3,0

Исходя из значений, приведенных в таблице 3, можно сделать вывод, что по всем критериям наиболее эффективную геометрическую структуру имеет излучатель, выполненный в форме фрактальной кривой Минковского. Он обладает наибольшим усилением и наименьшими размерами. Соответственно вид этого излучателя был выбран для проведения расчетов на втором этапе работы в модели ЛПВА уменьшенных размеров.

На рис.5 приведен эскиз компьютерной модели для расчета параметров ЛПВА, составленной из симметричных вибраторов, каждое плечо которых выполнено из двух последовательно включенных отрезков, на каждом из которых проводник имеет форму фрактальной кривой, причем для вибраторов наибольшей длины на участках, непосредственно подключенных к симметричной линии питания, размещены

структуры с большим, а для участков наиболее удаленных от линии питания и вибраторов малой длины меньшим количеством итераций.

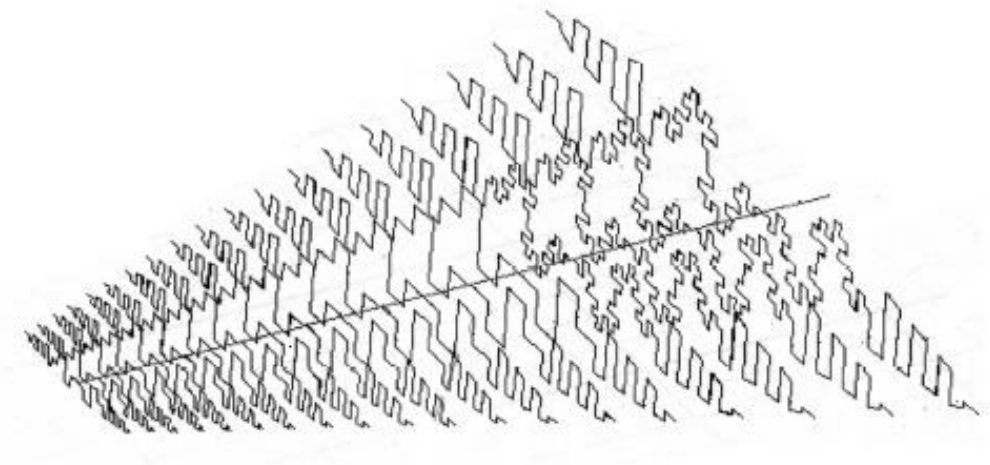


Рис.5 Эскиз компьютерной модели ЛПВА

На рис.6 приведены рассчитанные диаграммы направленности в вертикальной плоскости модели антенны при ее установке на мачте высотой 15 м. Величины коэффициента усиления антенны, установленной на мачте высотой 15 м составляет следующие величины:3МГц-3дБи; 7МГц-6дБи; 10 МГц-10 дБи; 20 МГц-12 дБи и 30 МГц-12 дБи.

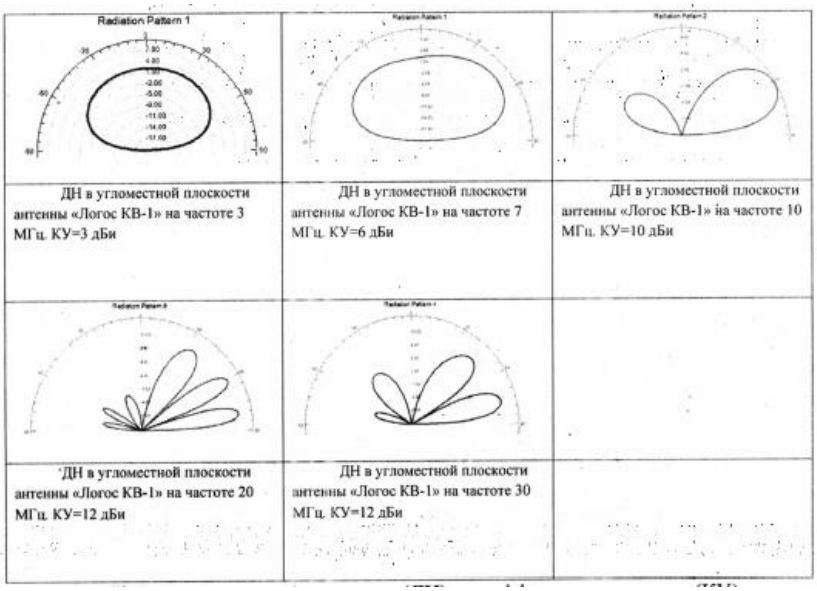


Рис. 6 Диаграммы направленности и КУ ЛПВА, уменьшенных размеров установленной на мачте высотой 15 м

ЛПВА уменьшенных размеров содержит антенное полотно, закрепленное на каркасе, включающем жесткие продольную и поперечные несущие балки, а также механически связанные с ней гибкие элементы, образующие внешний контур каркаса, а упомянутое антенное полотно, образовано совокупностью симметричных вибраторов (излучателей), каждый из которых содержит два плеча, проводники которых размещены в плоскостях перпендикулярных к двухпроводной симметричной линии питания, установленной вдоль продольной несущей балки. Первые концы плеч подключены к упомянутой линии так, что каждый последующий симметричный вибратор запитан противофазно предшествующему симметричному вибратору. Входом устройства является конец линии питания, расположенный вблизи самого короткого

вибратора. Проводник образующий плечо каждого излучателя выполнен в виде плоской кривой, составленной из одной или нескольких частей, причем хотя бы одна из частей выполнена с формой близкой к фрактальной (самоподобной) кривой.

Количество частей и количество итераций, обеспечивающих реализацию формы близкой к фрактальной кривой, а также размеры упомянутого проводника в плоскостях перпендикулярных к двухпроводной симметричной линии, определены из условий одновременного примерного равенства физической длины плеча проводника наиболее длинного симметричного вибратора четверти длины волны, соответствующей нижней рабочей частоте антенны, и осевой длины плеча этого вибратора от точки подключения проводника к двухпроводной симметричной линии питания до противоположного конца равной примерно 0,08-0,12 от его физической длины. При этом текущие координаты проводников каждого последующего симметричного вибратора, как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях, получают путем умножения текущей координаты предшествующего вибратора на коэффициент равный периоду логопериодической структуры.

Одна из частей проводника каждого симметричного вибратора ЛПВА выполнена с формой близкой к фрактальной кривой Минковского, Коха или с формой близкой к спадающей прямоугольной последовательности.

На рис.8 приведена фотография изделия «Антенна поворотная приемопередающая логопериодическая «Логос КВ-1», а на рис.7 КСВН этой антенны.

Крайне малые размеры излучателей по сравнению с длиной волны в конструкции которых использованы отрезки проводников с фрактальной формой позволили значительно снизить установочные и габаритные размеры антенны. Организация полотна антенного как логопериодической структуры обеспечивает работу в широком диапазоне частот. Дополнительно полотно антенны отличается защищенностью от наведенных грозовых разрядов (фидерная симметричная линия закорочена на своём конце, устройство симметрирующее и согласующее также имеет заземленную среднюю точку). Антенна разработана в ОА ОНИИП и выпускается в настоящее время АО «ОмПО Иртыш», г Омск.

Рис. 8 Антенна «Логос КВ-1»

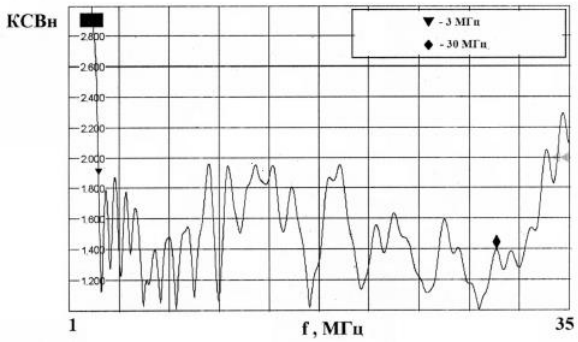


Рис.7 КСВн изделия "Антенна поворотная приемопередающая логопериодическая "Логос КВ-1"

Треугольная метка установлена на частоте 3 МГц (нижняя частота рабочего диапазона), а метка в виде ромба на частоте 30 МГц. Эксперимент показывает, что антенна имеет КСВН не более 1,9 в диапазоне частот 3-30 МГц.

Заключение

Приведенные в работе материалы были использованы при разработке изделия «Антенна поворотная приемопередающая логопериодическая «Логос КВ-1» (рис. 8). Размер полотна антенны не превышает 16х16х3 м. Антенна обеспечивает работу на передачу при подводимой мощности до 6,3 кВт в диапазоне частот от 3 до 30 МГц и на приём в диапазоне от 1 до 30 МГц. Параметры антенны "Логос КВ-1 превосходят параметры ближайшего аналога - антенны фирмы Rohde&Schwarz типа HL-451, которая при тех же габаритных и установочных размерах работает на передачу только с 5 МГц.

Литература

1. Transportable Log periodic dipole Antenna/ Model LP-1112MR. http://www.usantennaprodacts.com
2. Logarithmic-periodic compact antenna HL451 0733.8507. General Description. Drawings. Фирменный материал Rohde&Schwarz
3. Бобрешов А.М., Калашников А.Е., Потапов А.А. Фрактальные антенны. "Успехи современной радиоэлектроники", №7, 2010, стр.47-60.

Сведения об авторах

Е.С. Попов – 1944 г.р. Окончил Омский государственный технический университет в 1966 г. В настоящее время – ведущий научный сотрудник АО «Омский НИИ приборостроения».
Направление научных исследований – антенно-фидерные устройства, устройства ВЧ тракта.
E-mail: info@oniip.ru

Ю.А. Костычов – 1987 г.р. Окончил Омский государственный университет им. Достоевского в 2010 г.
В настоящее время – младший научный сотрудник АО «Омский НИИ приборостроения».
Направление научных исследований – антенно-фидерные устройства, устройства ВЧ тракта.
E-mail: info@oniip.ru

К.В. Асташова – 1992 г.р. Окончила Омский государственный технический университет в 2015 г.
В настоящее время – инженер конструктор третьей категории АО «Омский НИИ приборостроения».
Направление научных исследований – антенно-фидерные устройства, устройства ВЧ тракта.
E-mail: info@oniip.ru u.

О.В. Кублицкая – 1993 г.р. Окончила Омский государственный технический университет в 2015 г.
В настоящее время – инженер-конструктор третьей категории АО «Омский НИИ приборостроения».
Направление научных исследований – антенно-фидерные устройства, устройства ВЧ тракта.
E-mail: info@oniip.ru.

МОНОСТАТИЧЕСКИЙ РСА Р-ДИАПАЗОНА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ АНТЕНН ТИПА УДА-ЯГИ

Горячкин О.В., Маслов И.В.

Рассматривается возможный проектный облик моностатического радиолокационного комплекса Р-диапазона, использующего в качестве антенной системы антенную решетку из антенн типа Уда-Яги, как альтернативу классическим антенным системам применяемым в космической радиолокации. Рассчитаны основные тактико-технические характеристики при применении в качестве передающей системы передатчиков аналогичных радиопередающему устройству из состава радиолокационного комплекса изделия «Аист-2Д».

SPACE-BASED MONOSTATIC SAR P-BAND ON BASIS OF ARRAY IN ANTENNA TYPE YAGI-UDA

Goriachkin O.V., Maslov I.V.

In this paper we consider design monostatic SAR P-band with antenna system on the basis of the type of antennas Yagi-Uda, as an alternative to the classical antenna systems used in space radar. Calculated basic performance characteristics (resolution, sensitivity, etc.) when used as a transmission system similar to transmitters transmitting devices from the radar system of "Aist-2D".

Введение

В последние годы обсуждаются проблемы реализации космических РСА (радиолокатор с синтезированной апертурой) дистанционного зондирования Земли, работающих в диапазонах частот, на данный момент не используемых в космической радиолокации.

Особенно интересно использование диапазонов P и VHF, поскольку РЛИ (радиолокационное изображение) в этих диапазонах несет в себе информацию о распределении коэффициента отражения в толще растительности и почвы, при этом глубина проникновения под поверхность земли в VHF-диапазоне может достигать нескольких сотен метров, а в Р-диапазоне растительность уже не оказывает маскирующего действия. Кроме того, использование низкочастотных диапазонов связано с высокой эффективностью применения поляриметрических РСА для картографирования растительных покровов.

К сожалению, размещение этих систем в космосе сопровождается рядом сложных технических проблем.

Одной из основных при этом является потеря когерентности РСА, вследствие эффектов распространения радиоволн рассматриваемых диапазонов через атмосферу Земли. Эти эффекты приводят к снижению потенциального пространственного разрешения этих систем, геометрическим и поляризационным искажениям. Кроме этого, с увеличением длины волны растет необходимая площадь апертуры антенны при значительной излучаемой мощности. Осложняет задачу требование наличия полного поляриметрического базиса.

Прежде всего, данная проблематика обусловила интерес к изучению влияния атмосферных эффектов на характеристики космических (трансионосферных) РСА. На сегодняшний день опубликовано достаточно большое количество работ по данной

проблематике (например [1,2,3]), в которых показана существенная деградация разрешающей способности РСА (до десятков метров в Р диапазоне и до сотен метров в VHF диапазоне). Однако большинство исследователей сходятся во мнении, что в Р диапазоне реализация моностатического РСА, имеющего разрешающую способность до 30м, возможна при самой возмущенной ионосфере [1,2], а в бистатическом режиме возможно получение разрешающей способности до 5м [4].

Бистатический РСА (БиРЛК) малого КА «Аист-2Д», запущенного в 2016г. с космодрома «Восточный», является первым в истории космического ДЗЗ радиолокационным комплексом, работающим в Р диапазоне частот. Технические решения, отработанные в рамках экспериментов с БиРЛК, могут позволить реализовать в ближайшем будущем моностатический РСА Р-диапазона на отечественном малом аппарате с тактико-техническими характеристиками, не уступающими зарубежным.

В рамках программы создания малого КА «АИСТ-2Д» предполагается отработка ключевой технологии в виде развертывания бистатического радиолокационного комплекса с синтезированной апертурой Р-диапазона (БиРЛК).

Бортовая аппаратура БиРЛК представляет собой многорежимный импульсный передатчик (разработан в ФГУП НИИР СО), обеспечивающий широкую гамму стабильных сигналов на несущей частоте 435 МГц, в полосе до 6 (30) МГц с возможность перестройки от 1 до 30 МГц. Типы используемых зондирующих сигналов: последовательность прямоугольных импульсов, последовательность ЛЧМ-импульсов, последовательность фазоманипулированных сигналов, кодируемых М-последовательностью [4].

Бортовая передающая антенна представляет собой антенну Уда-Яги, поляризация – линейная, коэффициент усиления 5 дБ. Наземная стационарная аппаратура представляет собой двухканальный малошумящий приемник прямого усиления (до 110 дБ) с цифровой регистрацией 16-разрядных квадратурных компонент на частоте до 200МГц и последующей цифровой обработкой сигналов.

В зарубежных космических программах основой для создания низкочастотных моностатических космических РСА стало использования больших раскладывающихся зеркальных антенн (диаметр 10-12 м), с облучателем в виде антенной решетки (АР) [5,6]. Особенностями такой антенны является сложная схема разложения зеркала и соответственно высокая стоимость.

1. Антенная система моностатического космического РСА Р-диапазона

Антенная система на базе антенн типа Уда-Яги является эффективной альтернативой классическим антенным системам (АС), применяемым в космической радиолокации.

В настоящее время антенны типа Уда-Яги (или директорные, волновой канал) достаточно хорошо изучены и накоплен большой практический опыт их проектирования.

Первые директорные антенны имели однородную структуру: все директоры были одинаковой длины, одинакового диаметра и размещались на равных расстояниях относительно друг друга. При дальнейших исследованиях директорных антенн выяснилось, что при неоднородной структуре достигается более высокое максимальное усиление и «чище» диаграмма направленности. Внешне неоднородная структура отличается тем, что длина директоров и расстояние между ними непостоянны, длина директоров постепенно убывает от активного элемента, а расстояние между элементами увеличивается (до 0,4λ).

Принимая во внимание ограничения, вызванные размерами ГО (головной обтекатель), можно предварительно определить ограничение по длине антенны – не более 4,5 метров и необходимое количество элементов в антенне, среднее расстояние между ними, диаметр и длину каждого элемента [7].

Для повышения информативности предполагается использовать элементы как вертикальной, так и горизонтальной поляризации.

Исходя из полученных результатов, предварительного расчета, данная антенна была смоделирована и оптимизирована в программе MMANA. На рисунке 1 и рисунке 2 приводится вид антенны при моделировании в программе MMANA и полученная диаграмма направленности.

Так же целью оптимизации было не только достижение максимального усиления, но и обеспечения приемлемого уровня коэффициента стоячей волны (КСВ) менее 2, подавления обратного излучения и согласования в полосе частот не менее 30 МГц (рисунок 3). Таким образом, полученная антенна состоит из 21 элемента, ширина диаграммы направленности 26 градусов и максимальный коэффициент усиления около 17,5 дБ, соответственно для горизонтальной и вертикальной поляризации.

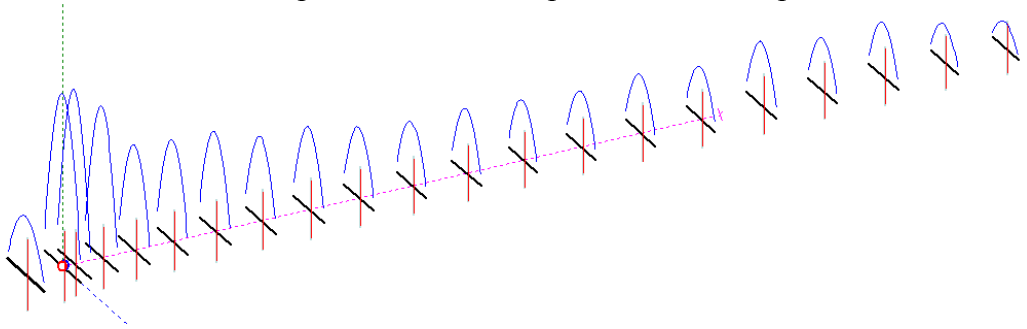


Рисунок 1 – Вид смоделированной антенны с вертикальной и горизонтальной поляризацией. Синим цветом показаны амплитуды токов при моделировании (горизонтальной поляризации)

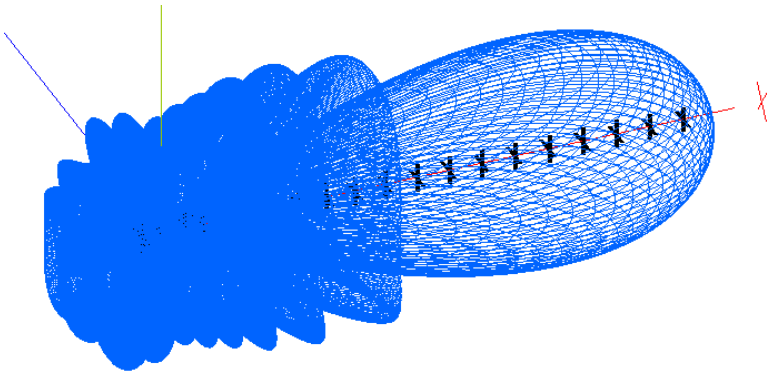


Рисунок 2 – Общий вид полученной диаграммы направленности для горизонтальной и вертикальной поляризации

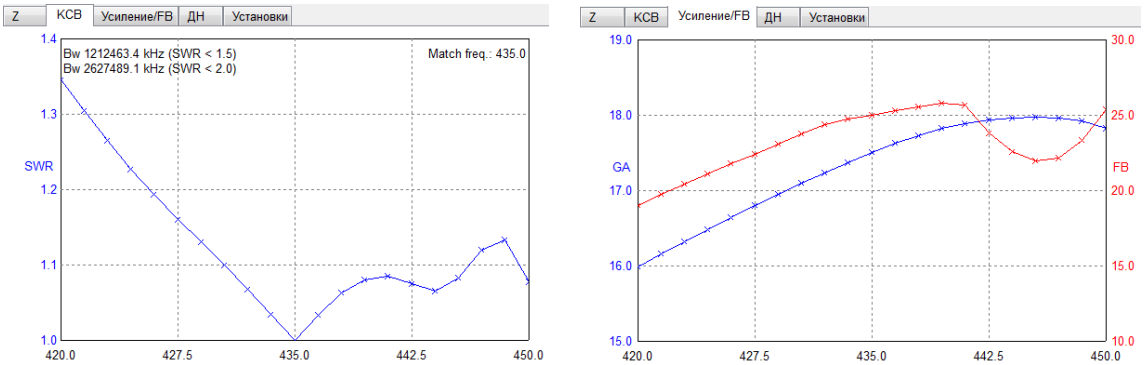


Рисунок 3 – КСВ антенны в полосе частот 420…450 МГц (слева) и коэффициент усиления и подавления обратного излучения (справа)

На рисунке 4 показана смоделированная твердотельная модель антенны. В качестве траверсы, т.е. несущей части антенны, выбран квадратный профиль.

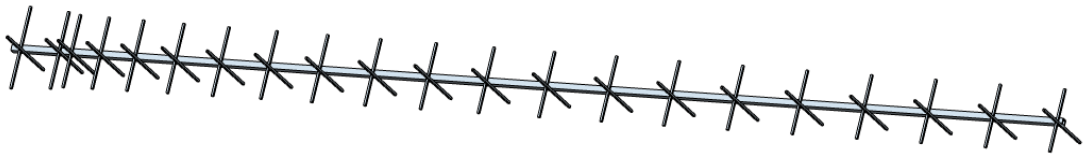


Рисунок 4 – Вид твердотельной модели антенны

Токи высокочастотного сигнала способны протекать только в поверхностном слое (скин-эффект), поэтому директоры могут быть выполнены из профиля, в принципе любого геометрического сечения: круглого (полукруглого), квадратного, или же может быть использован швеллер. На данном этапе выбран профиль с квадратным сечением (сторона 7 мм) из-за технологической простоты и наиболее точного и простого крепления к траверсе антенны. Также для обеспечения общей механической прочности директоры крепятся непосредственно к траверсе в своих геометрических центрах, т.е. в минимумах напряжений.

В качестве материала изготовления, как директоров, так и траверсы, предполагается использовать сплав АМг6, который способен, без специальных методов обработки, выдерживать условия космического пространства (глубокий вакуум, большие перепады температур и т.д.).

Предварительно было оценено, что для эффективного подавления помех неоднозначности (суммарно меньше минус 20 дБ) и обеспечения широкой полосы захвата, диаграмма направленности антенной системы должна составлять по азимуту – 3…4◦, по углу места – 11…12◦, для высоты орбиты около 500 км.

Будем рассматривать антенную решётку, состоящую из идентичных антенн типа Уда-Яги, расположенных в углах плоской координатной сетки. На рисунке 5 показано два вида сетки: прямоугольная и треугольная (гексагональная) сетка, [8].

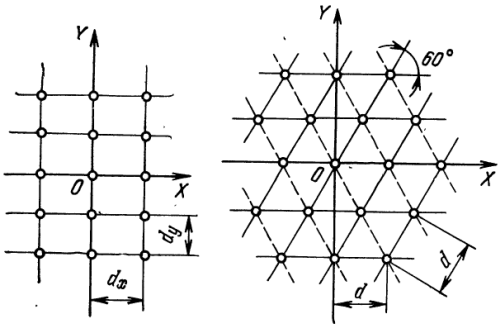


Рисунок 5 – Способ размещения излучателей: прямоугольная сетка (слева) и гексагональная сетка (справа)

Для получения достаточно высоко коэффициента усиления (в пределах 26-28 дБ) и значения уровня боковых лепестков не хуже минус 12 дБ, расстояние между антеннами должно составлять не более 2λ…2,5λ.

В таблице 1 приведены основные характеристики антенной решётки (АР) при применении прямоугольной сетки, которые были предварительно проработаны. При расположении антенн только в один ряд диаграмма направленности по углу места получается слишком широкой, она в данном случае определяется диаграммой направленности одиночной антенны. Поэтому для достижения приемлемого результата необходимо располагать антенны, в данном случае, минимум в два ряда, что позволяет обеспечить ширину диаграммы направленности около 12 градусов по углу места.

При расположении антенн в три ряда стоит учитывать, что в дальнейшем, при размещении под головным обтекателем (ГО), такая АР потребует более сложной схемы сложения по углу места.

Таблица 1 – Основные характеристики антенной решётки (АР) при применении прямоугольной сетки

Варианты	Кол.-во антенн	Ширина диаграммы, аз.хдал., град	Коэф. усиления, дБ	Габариты по крайним точкам, м
1.	8 ант. в 2 ряда 4х2	5,5х12	26,71	5,6х2,1х4,5
2.	10 ант. в 2 ряда 5х2	4х12	27,45	7,3х2,1х4,5
3.	12 ант. в 2 ряда 6х2	3,3х12	28,25	8,94х2,1х4,5
4.	14 ант. в 2 ряда 7х2	2,8х12	29,02	10,66х2,1х4,5

На рисунке 6 изображена АР при моделировании и итоговая диаграмма направленности, при использовании прямоугольной сетки.

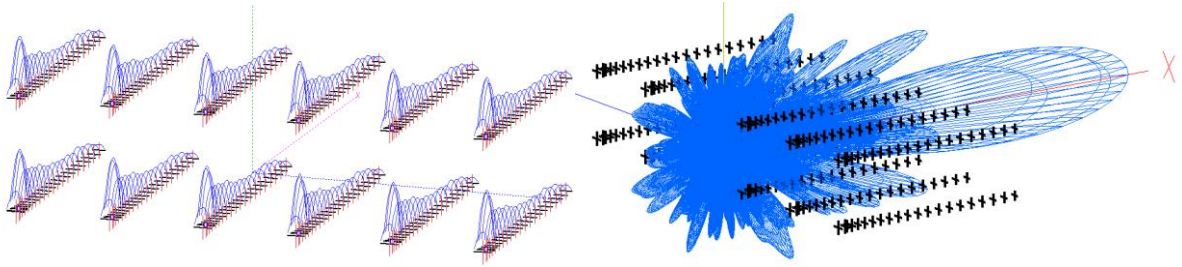


Рисунок 6 – Вид при моделировании в программе MMANA АР из 12 антенн и диаграмма направленности

В таблице 2 приведены основные характеристики АР при применении треугольной сетки.

В данном случае антенны располагаются в три ряда, поэтому возможно получить ширину диаграмму направленности по углу места чуть меньше 12 градусов, а так же разные значения по азимуту, в зависимости от количества используемых антенн. Использование большего числа антенн по углу места (больше трех), так же как в предыдущем случае, потребует предусматривать способ сложения, что бы разместить АР под ГО.

На рисунке 7 изображена АР при моделировании и итоговая диаграмма направленности, при использовании треугольной сетки.

Таблица 2 – Основные характеристики АР при применении треугольной сетки

Варианты	Кол.-во антенн	Ширина диаграммы, аз.хдал., град	Коэф. усиления, дБ	Габариты по крайним точкам, м
1.	8 ант. в 3 ряда	6x10	26,45	4,7x2,53x4,5
2.	10 ант. в 3 ряда	5x10	27,63	7,53x2,73x4,5
3.	14 ант. в 3 ряда	3x10	29,1	9,93x2,73x4,5

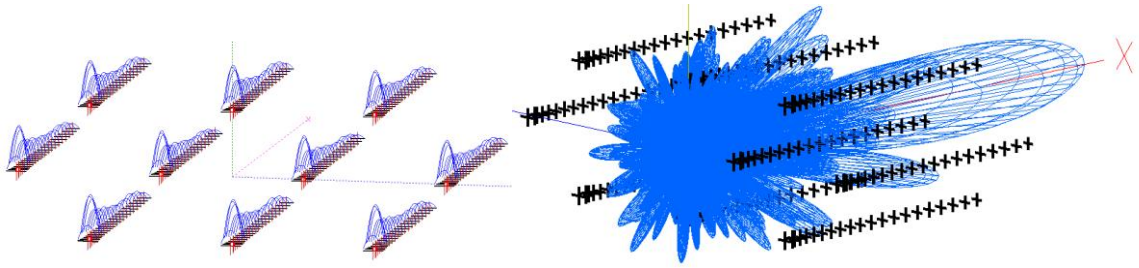


Рисунок 7 – Вид при моделировании в программе MMANA АР из 12 антенн (треугольная сетка) и диаграмма направленности

Таким образом, приемлемая ширина диаграммы направленности по азимуту и по углу места достигается при использовании 10-12 антенн.

Для обеспечения минимальных габаритов в сложенном состоянии возможно использовать ножничный механизм (рисунок 8), который, так же позволяет реализовать ряд преимуществ:

1. Исполнительный механизм разложения компактно собран в одном узле.

2. Все элементы находятся на одном уровне, т.е. сдвижка элементов не требуется, как например, при использовании раздвигающейся конструкции.

3. Возможность, при необходимости, достаточного простого уменьшения или увеличения числа антенн по углу азимута, т.к. все элементы однотипные.

На данном этапе выбрана прямоугольная сетка размещения элементов АР. Такой выбор, в основном, продиктован конструктивными ограничениями, т.к. треугольная сетка не позволяет достаточно просто реализовать ножничный механизм, из-за длинных соединений между антеннами, хотя и имеет приемлемые электрические показатели.

В качестве исполнительного механизма, производящего разложение АР, предполагается использовать электрический привод, как наиболее простую систему, с механическими замками для фиксации в разложенном состоянии.

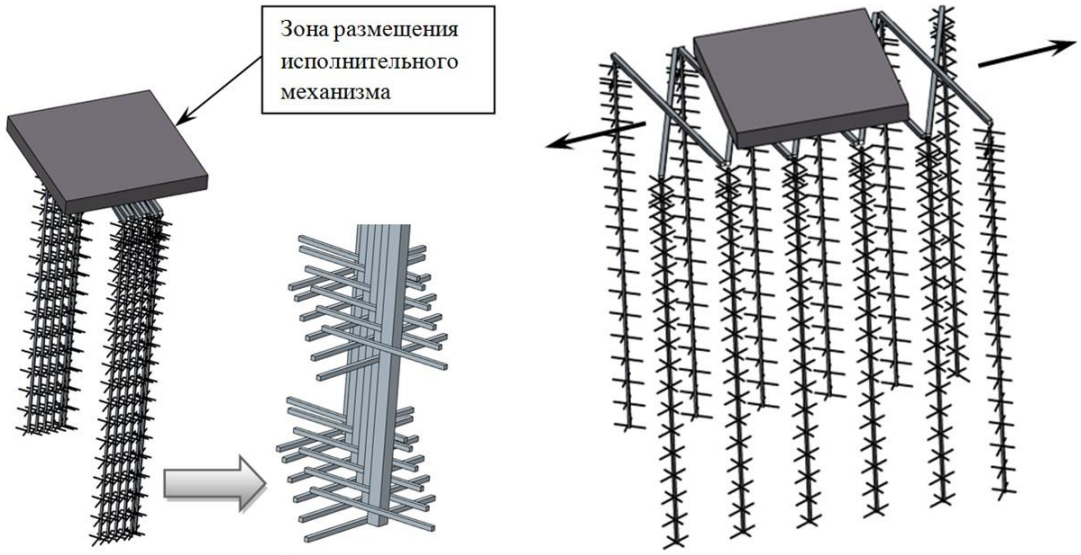


Рисунок 8 – Вариант разложения, использующий ножничный механизм, сложенное и разложенное состояние

2. Основные ТТХ моностатического космического РСА Р-диапазона

Основным режимом работы будет являться – маршрутный режим съемки, с перенацеливанием диаграммы направленности АС за счет разворотов МКА по углу крена.

По регламенту радиосвязи полоса частот разрешенная для использования в космической радиолокации в Р-диапазоне 6 МГц, но по согласованию с ГКРЧ возможно отступление от регламента и расширение полосы частот до 30 МГц. В связи с этим ТТХ (тактико-технические характеристики) для БРЛК (бортовой радиолокационный комплекс) Р-диапазона рассматриваются в двух вариантах с полосой 6 МГц и 30 МГц.

При использовании полосы частот 6 МГц и 30 МГц может быть достигнуто максимальное пространственное разрешение по дальности около 50 м и 10 м на дальнем краю полосы обзора, соответственно. По азимуту, при применении адаптивных алгоритмов, может быть достигнуто разрешение до 10 м.

В качестве передающей системы предполагается использовать шесть передатчиков аналогичных радиопередающему устройству из состава радиолокационного комплекса изделия «Аист-2Д» разработанного в ФГУП НИИР СОНИИР (Самарское отделение научно-исследовательского института радио), г. Самара, по ТЗ (техническое задание) ПГУТИ (Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики).

В таблице 3 приведены основные расчетные ТТХ МКА с РЛК Р-диапазона при применении в качестве зондирующего сигнала ЛЧМ-импульс. Для расширения полосы обзора, и соответственно увеличения углов визирования, предусмотрено применение сигналов кодированных М-последовательностью.

На рисунке 9 и рисунке 10 представлен возможный облик МКА с РЛК Р-диапазона в сложенном и разложенном состоянии, соответственно, а так же вид под головным обтекателем диаметром 4,1 м (условно показана зона размещения полезного груза).

Таблица 3 – Основные ТТХ МКА с РЛК Р-диапазона

Стек 6х2 антенны, расстояние между антеннами 2…2,5λ		
Параметр	Полоса	
	6 МГц	30 МГц
Высота орбиты (наклонение i=97°), км	500	
Период повторения, мкс	609	
Коэф. усил. (12 антенн, запитываются две антенны на одни передатчик), дБ	28	
Суммарные потери в прием.-перед. тракте и на распространение, дБ	6	
Ширина диаграмма направленности (аз. х дал.), град	3,3х12	
Разрешение по азимуту, м	до 10	
Разрешение по наклонной дальности, м	25	5
Разрешение горизонтальной дальности, м	50…96	10…20
Углы визирования, град	15-30	
Угол установки АС, град	21…24	
Полоса захвата, км	120…130	
Чувствительность РСА, дБ	минус 31 **(35)**	Минус 24 **(28)**
Импульсная мощность, кВт	0,95	
	180 Вт на один передатчик	
Стоит отметить, что импульсная мощность передатчиков может быть увеличена, без существенных доработок, до 500 Вт, что позволит увеличить чувствительность не менее чем на 4 дБ (значения указаны в скобках).		

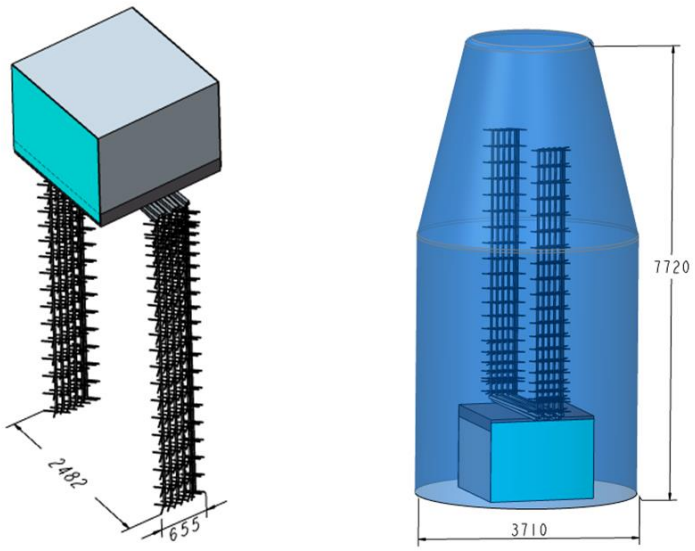


Рисунок 9 – Вид в сложенном состоянии МКА с РЛК Р-диапазона (слева), вид под головным обтекателем диаметром 4,1 м (возможен 3,3 м) (справа)

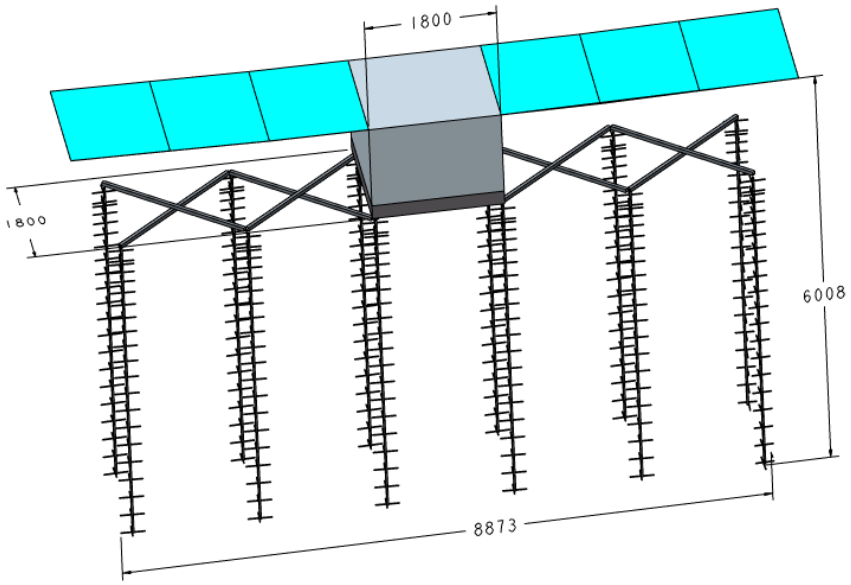


Рисунок 10 – Вид в разложенном состоянии МКА с РЛК Р-диапазона
(размеры указанны в мм)

Заключение

1. Проведен расчет антенны типа Уда-Яги с оптимальными параметрами согласно ограничениям, которые связанны с использованием антенны под головным обтекателем ракеты-носителя.
2. Показана возможность создания на основе антенн Уда-Яги АР с параметрами позволяющими реализовать на их базе моностатическую радиолокационную систему Р диапазона космического базирования.
3. По совокупности параметров, как электрических, так и конструктивных оптимальным можно считать использование АР состоящей из 10-12 антенн.
4. Разработаны твердотельные модели указанных АР и представлен способ их сложения, для размещения под ГО, с помощью ножничного механизма.
5. Представлены основные проектные ТТХ РЛК Р-диапазона, которые сопоставимы с ТТХ мировых аналогов.
6. По результатам проработки можно заключить, что существующий технический задел предприятий-разработчиков ОАО «РКЦ «Прогресс»», ПГУТИ, ФГУП НИИР СО позволяет создать МКА с РЛК Р-диапазона в ближайшие несколько лет и оптимальным является использование уже готовых малых космических платформ с минимальными доработками для установки моностатического РЛК Р-диапазона с АС на базе антенн Уда-Яги.

Литература

1. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230с.
2. Goriachkin O.V. Azimuth Resolution of Spaceborne P,VHF-Band SAR // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2004. – Vol.1. – №4. – P.251–254.

3. Борисенков А.В., Горячкин О.В., Дмитренок В.И., Долгополов В.Н., Женгуров Б.Г., Журавлев А.А., Курков И.Г., Хохлов С.М. Бистатический радиолокатор Р диапазона для МКА «АИСТ-2» // Научные и технологические эксперименты на автоматических космических аппаратах и малых спутниках: Тезисы докладов третьей международной конференции " Научные и технологические эксперименты на автоматических космических аппаратах и малых спутниках". Самара, 9-11 сентября 2014 г. - Самара, изд-во СНЦ РАН, 2014.- С.167-170.
4. Горячкин О.В., Женгуров Б.Г., Бакеев В.Б., Барабошин А.Ю., Невский А.В., Скоробогатов Е.Г. Бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой Р-диапазона для МКА «АИСТ-2» // Электросвязь. 2015. № 8. С. 34-39.
5. Ramongassie S., Valle P., Orlando G., Arpesi P.G., Hélière F., Arcioni M. P-band SAR instrument for BIOMASS// EUSAR 2014 – p.1156-1159.
6. K. Scipal, M. Arcioni, J. Chave, J. Dall, F. Fois, T. LeToan, C-C. Lin, K. Papathanassiou, S.Quegan, F. Rocca, S. Saatchi, H. Shugart, L. Ulander, M. Williams The BIOMASS mission – an ESA Earth explorer candidate to measure the biomass of the Earth’s forests// IGARSS 2010 – p.52-55.
7. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны, Том 2.: Пер. с нем. – М.:ДМК Пресс, 2011, 416 с.
8. Д.И. Воскресенский Р.А., Грановская, Н.С. Давыдова и др./ Под редакцией Д.И. Воскресенского Антенны и устройства СВЧ – М.: Радио и связь, 1981, 432 с.

Сведения об авторах

Горячкин Олег Валериевич, д.т.н., заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), научный руководитель Центра радиолокационного дистанционного зондирования Земли. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах радиотехники и связи, радиофизические методы дистанционного зондирования Земли, радиолокация с синтезированием апертуры антенны, слепая идентификация систем, прикладная статистика.

E-mail: gor@psati.ru

Маслов Иван Владимирович, инженер-конструктор, АО «Ракетно-космический центр «Прогресс», аспирант кафедры теоретических основ радиотехники и связи (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Область научных интересов: проектирование малых космических аппаратов, цифровая обработка сигналов.

E-mail: macloff@mail.ru.

УДК 621.391

ОБНАРУЖЕНИЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИЕМНИКОМ С ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ В УСЛОВИЯХ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ

Г. С. Нахмансон, С. В. Козлов

Аннотация: рассматривается прием фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС) квадратурным приемником с входным полосовым фильтром в условиях взаимных помех. Получены аналитические выражения для характеристик обнаружения ФМШПС в общем случае, когда начальные фазы сигналов случайные, а амплитуды содержат регулярные и флуктуирующие составляющие. Показано, что максимальная вероятность обнаружения сигнала достигается при отличной от нуля временной задержке принимаемого сигнала относительно опорного.

DIRECT-SEQUENCE SPREAD SPECTRUM SIGNAL DETECTION BY RECIEVER WITH BAND-PASS FILTER IN CASE OF MULTIPLE ACCESS INTERFERENCE

G. S. Nakhmanson, S. V. Kozlov

Abstract: detection if of direct sequence spread spectrum signal by quadrature correlator receiver with band pass filter has been considered. Analytical expressions for detection efficiency have been obtained in common case when phases of receiving signal and jams are random and amplitudes have both regular and fluctuating components. It has been shown that maximum of detection probability is reached with non-zero value of time delay between receiving and bearing signals.

Введение

В современных системах радиосвязи (СРС) широко применяются фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС), у которых расширение спектра осуществляется при помощи бинарной фазовой модуляции по законам псевдослучайных последовательностей (ПСП). При приеме таких сигналов ФМШПС в корреляционном приемнике возникает задача определения начала модулирующей ПСП, которая сводится к обнаружению ФМШПС [1]. В [2] исследовано обнаружение ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией без учета полосового фильтра приемника. Влияние полосового фильтра на обнаружение ФМШПС рассматривалось в [3], но анализ проводился для случая приема ФМШПС в условиях воздействия шума при отсутствии взаимных помех. Поэтому рассмотрение задачи влияния искажений ФМШПС в полосовом фильтре корреляционного приемника представляет практический интерес.

Целью настоящей работы является анализ характеристик обнаружения ФМШПС при приеме корреляционным приемником с полосовым фильтром в условиях взаимных помех.

1. Постановка задачи

Сигнал, поступающий на вход приемника, можно записать в виде:

$$x(t) = s\left(t - \tau_з\right) + s_{вз}(t) + n\left(t\right), \qquad (1)$$

где $$s(t) = ad^{(0)}U(t)\,p^{(0)}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \qquad (2)$$

– полезный ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией, a – амплитуда сигнала, $d^{(0)}$ – информационный символ, принимающий значения {-1, 1}, $U(t) = rect(t/T) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T, \\ 0, & t < 0, t > T \end{cases}$ – огибающая принимаемого сигнала, представляющая импульс прямоугольной формы длительностью T, соответствующая одному биту информации, $p^{(0)}(t) = \sum_{k=1}^{L} p_k^{(0)} rect\left[t - (k-1)\tau_u\right]$ – функция, расширяющая спектр информационного сигнала, представляющая ПСП, $rect(t)$ – элементарный импульс прямоугольной формы ПСП на временном интервале $0 < t < \tau_u$, $\{p_k^{(0)}\}$, $k = 1,\ldots,L$ – совокупность коэффициентов ПСП, принимающих значения {-1, 1}, сохраняющих их в пределах длительностей соответствующих элементарных импульсов, и определяющая закон фазовой модуляции полезного сигнала. Причем $L\tau_u = T$, то есть ширина спектра широкополосного сигнала в L раз больше ширины спектра информационного сигнала, $\tau_з$ – время задержки полезного сигнала $(|\tau_з| < \tau_u)$, $\omega_0 = 2\pi f_0$, где f_0 – несущая частота сигнала, φ_0 – случайная начальная фаза сигнала;

$$s_{вз}(t) = \sum_{i=1}^{K} a_i d^{(i)} p^{(i)}(t - \tau_i) U(t - \tau_i) \cos(\omega_0 (t - \tau_i) + \varphi_i) \qquad (3)$$

– совокупность сигналов от мешающих СРС, представляющих взаимные помехи. Здесь a_i и φ_i – амплитуда и начальная фаза i-го мешающего сигнала, $p^{(i)}(t)$ – функция, расширяющая спектр i-го помехового сигнала и отличающаяся от $p^{(0)}(t)$ коэффициентами ПСП $\{p_k^{(i)}\}$, $d^{(i)}$ – двоичный информационный символ i-го помехового сигнала, τ_i – время задержки i-го помехового сигнала (в общем случае $\tau_i < T$); K – число помеховых сигналов, $n(t)$ – внутренние шумы аппаратуры, аппроксимируемые аддитивным белым гауссовским шумом со спектральной плотностью N_0 с нулевым средним значением $< n(t) >= 0$ и функцией корреляции $< n(t_1), n(t_2) >= \frac{N_0}{2}\delta(t_1 - t_2)$.

Далее будем полагать, что полосовой фильтр корреляционного приемника имеет амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) прямоугольной формы с полосой пропускания $\Delta f_ф$, то есть импульсная характеристика фильтра определяется соотношением

$$h(t) = \frac{\Delta\omega_ф}{\pi} \sin c\left(\frac{\Delta\omega_ф}{2} t\right) \cos(\omega_0 t), \qquad (4)$$

где $\Delta\omega_ф = 2\pi\Delta f_ф$. После прохождения полосового фильтра сигнал и помехи можно представить как

$$x_Ф(t) = \int_0^t \left(s(\tau - \tau_з) + s_{вз}(\tau) + n(\tau)\right) h(t - \tau)\, d\tau. \qquad (5)$$

2. Выражения для вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги

При приеме ФМШПС квадратурный корреляционный приемник формирует выходной эффект пропорциональный [2]

$$M(\tau_з)=\left[\int_0^T x_Ф(t)\,s_{on\,c}(t)\,dt\right]^2+\left[\int_0^T x_Ф(t)\,s_{on\,s}(t)\,dt\right]^2. \qquad (6)$$

В (6)

$$\left.\begin{matrix}s_{on\,c}(t)\\ s_{on\,s}(t)\end{matrix}\right\}=U(t)\,p^{(0)}(t)\left\{\begin{matrix}\cos(\omega_0 t)\\ \sin(\omega_0 t)\end{matrix}\right\}-$$

опорные сигналы квадратурных каналов, согласованные по форме с полезным сигналом. Как следует из (6), входная смесь сигнала и помех после прохождения полосового фильтра и поступления в квадратурные каналы перемножается с опорными сигналами, усредняется по интервалу наблюдения, возводится в квадрат и суммируется, образуя выходной эффект приемника.

В дальнейшем будем полагать, что амплитуды и начальные фазы полезного и помеховых сигналов подчиняются распределению [4]

$$W(\vec{a},\vec{\varphi})==\frac{a}{2\pi\sigma_a^2}\exp\left(-\frac{a^2+a_0^2-2aa_0\cos\varphi_0}{2\sigma_a^2}\right)\prod_{i=1}^{K}\frac{a_i}{2\pi\sigma_{ai}^2}\exp\left(-\frac{a_i^2+a_{0i}^2-2a_ia_{0i}\cos\varphi_i}{2\sigma_{ai}^2}\right), \qquad (7)$$

где $\vec{a}=\{a,a_1,\ldots,a_K\}$, $\vec{\varphi}=\{\varphi_0,\varphi_1,\ldots,\varphi_K\}$, $a_i\ge 0$, $0<\varphi_i<2\pi$, $i=1,\ldots,\mathrm{K}$.

При $a_0=0$, $a_{0i}=0$ ($i=1,\ldots,\mathrm{K}$) распределение (7) хорошо описывает фединги принимаемых сигналов в СРС, при которых амплитуды флуктуируют по закону Релея, а случайные начальные фазы распределены равномерно. Если $a_0\ne 0$, $a_{0i}\ne 0$, $\sigma_a^2\ne 0$, $\sigma_{ai}^2\ne 0$ ($i=1,\ldots,\mathrm{K}$), то распределение (7) соответствует приему полезного и помеховых сигналов, отраженных от ионосферы, содержащие регулярные и флуктуирующие составляющие, а при $\sigma_a^2=0$, $\sigma_{ai}^2=0$ ($i=1,\ldots,\mathrm{K}$) соответствуют случаю, когда амплитуды принимаемых сигналов являются детерминированными.

При обнаружении принимаемого сигнала выходной эффект $M(\tau_з)$ подается на решающее устройство, в котором сравнивается с заранее установленным порогом $M_{пор}$. При $M\ge M_{пор}$ выносится решение о наличии на входе приемника ФМШПС, при $M<M_{пор}$ выносится обратное решение.

Эффективность обнаружения сигналов, как известно, характеризуется вероятностью правильного обнаружения, определяемой выражением [4]

$$D=\int_{M_{пор}}^{\infty}W_1(M)dM\,, \qquad (8)$$

где $W_1(M)$ – плотность распределения вероятностей величины M при наличии на входе приемника ФМШПС. Величина $M_{пор}$ зависит от вероятности ложной тревоги, определяемой как

$$F = \int_{M_{пор}}^{\infty} W_0(M)dM \,, \tag{9}$$

где $W_0(M)$ – плотность распределения вероятностей величины M при отсутствии на входе приемника полезного сигнала.

Используя метод характеристической функции, было получено выражение для вероятности правильного обнаружения

$$D = \sum_{\substack{\nu_1=\pm 1 \\ \cdots \\ \nu_K=\pm 1}} \frac{exp\left(-\frac{A_1(\vec{\nu})^2}{2A}\right)}{2^{K+1}A} \int_{\hat{M}_{пор}}^{\infty} \exp\left(-\frac{x}{2A}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{x}A_1(\vec{\nu})}{A}\right)dx, \tag{10}$$

где $\hat{M}_{пор} = M_{пор} / \sigma_n^2$ – величина порога, нормированного на уровень мощности шумовой составляющей на выходах линейных частей квадратурных каналов, $A = 1 + g^2(\varepsilon)Q_{\phi 0} + g_0^2 \sum_{i=1}^{K} \frac{\sigma_{ai}^2 R_i^2}{4\sigma_n^2}$, $A_1(\vec{\nu}) = \gamma g(\varepsilon)\sqrt{Q_{\phi 0}} + g_0 \sum_{i=1}^{K} \nu_i \gamma_i \frac{\sigma_{ai} R_i}{2\sigma_n}$, $Q_{\phi 0} = \frac{\sigma_a^2 T}{\beta N_0}$ – отношение сигнал/шум для флуктуационной составляющей амплитуды полезного сигнала на выходе системы обработки, $\gamma = a_0 / \sigma_a$ и $\gamma_i = a_{0i} / \sigma_{ai}$ – отношения регулярных составляющих амплитуд к среднеквадратическим значениям их флуктуационных составляющих соответственно для полезного и i-го помехового сигналов, $R_i(\tau_i) = \int_0^T p^{(0)}(t)\, p^{(i)}(t - \tau_i)dt$ $(i = 1,\ldots,\mathrm{K})$ – ВКФ ПСП полезного и i-го мешающего сигналов, $\varepsilon = \frac{\tau_з}{\tau_и}$ – задержка принимаемого сигнала относительно опорных, нормированная на величину длительности элементарного импульса,

$$g(\varepsilon) = \frac{\Delta\omega}{\pi} \begin{cases} g_1(\varepsilon), 0 \le \varepsilon \le 1 \\ g_2(\varepsilon), -1 \le \varepsilon < 0 \\ g_3(\varepsilon), -2 \le \varepsilon < -1 \end{cases}$$

– коэффициент, зависящий от ширины полосы пропускания фильтра и времени задержки принимаемого сигнала относительно опорного,

$$g_1(\varepsilon)=\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}p_{i-1}^{(0)}Y\left((i-1)\tau_u-\tau_з,(i-1)\tau_u,(i-2)\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}\sum_{k=1}^{i-2}p_k^{(0)}Z\left((i-1)\tau_u-\tau_з,(i-1)\tau_u,(k-1)\tau_u,k\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}p_i^{(0)}Y\left((i-1)\tau_u,i\tau_u-\tau_з,(i-1)\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}\sum_{k=1}^{i-1}p_k^{(0)}Z\left((i-1)\tau_u,i\tau_u-\tau_з,(k-1)\tau_u,k\tau_u\right)$$

$$g_2(\varepsilon)=\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}p_i^{(0)}Y\left((i-1)\tau_u+\tau_з,i\tau_u,(i-1)\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}\sum_{k=1}^{i-1}p_k^{(0)}Z\left((i-1)\tau_u+\tau_з,i\tau_u,(k-1)\tau_u,k\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}p_{i+1}^{(0)}Y\left(i\tau_u,i\tau_u+\tau_з,i\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}\sum_{k=1}^{i}p_k^{(0)}Z\left(i\tau_u,i\tau_u+\tau_з,(k-1)\tau_u,k\tau_u\right)$$

$$g_3(\varepsilon)=\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}p_{i+1}^{(0)}Y\left(i\tau_u+\tau_з,(i+1)\tau_u,i\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}\sum_{k=1}^{i}p_k^{(0)}Z\left(i\tau_u+\tau_з,(i+1)\tau_u,(k-1)\tau_u,k\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}p_{i+2}^{(0)}Y\left((i+1)\tau_u,(i+1)\tau_u+\tau_з,(i+1)\tau_u\right)+$$
$$+\sum_{i=1}^{L}p_i^{(0)}\sum_{k=1}^{i+1}p_k^{(0)}Z\left((i+1)\tau_u,(i+1)\tau_u+\tau_з,(k-1)\tau_u,k\tau_u\right)$$

$$Y(A,B,C)=-cos\left(b(C-A)\right)+cos\left(b(C-B)\right)-b(C-A)Si\left(b(C-A)\right)+b(C-B)Si\left(b(C-B)\right),$$
$$Z(A,B,C,D)=-cos\left((C-A)b\right)+cos\left((C-B)b\right)+cos\left((D-A)b\right)-cos\left((D-B)b\right)-$$
$$-(C-A)bSi\left((C-A)b\right)+(C-B)bSi\left((C-B)b\right)+(D-A)bSi\left((D-A)b\right)-(D-B)bSi\left((D-B)b\right),$$
$$g_0=g(0),\ Si(x)=\int_0^x\frac{\sin t}{t}dt.$$

Уровень порога выбирается исходя из заданного уровня вероятности ложной тревоги. Выражение для вероятности ложной тревоги может быть получено из (10) при $a_0=\sigma_a=0$, то есть

$$F=\sum_{\substack{\nu_1=\pm1\\ \dots\\ \nu_K=\pm1}}\frac{exp\left(-\frac{B_1^2(\vec{\nu})}{2B}\right)}{2^{K+1}B}\int_{\dot{M}_{пор}}^{\infty}\exp\left(-\frac{x}{2B}\right)I_0\left(\frac{\sqrt{x}B_1(\vec{\nu})}{B}\right)dx, \qquad (11)$$

где $B = 1 + g_0^2 \sum_{i=1}^{K} \frac{\sigma_{ai}^2 R_i^2}{4\sigma_n^2}$, $B_1(\vec{\nu}) = g_0 \sum_{i=1}^{K} \nu_i \gamma_i \frac{\sigma_{ai} R_i}{2\sigma_n}$.[2]

Выражения (10) и (11) для вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги получены для общего случая, когда амплитуды полезного и помеховых сигналов содержат как регулярные, так и флуктуирующие составляющие с учетом ограничения спектров принимаемых сигналов полосовым фильтром. Таким образом, выражения (10) и (11) справедливы для важных на практике частных случаев: преобладания регулярных составляющих у амплитуд принимаемых сигналов, то есть $\gamma >> 1$, $\gamma_i >> 1$, $i = 1,\ldots,K$, и преобладания флуктуационных составляющих, то есть $\gamma << 1$, $\gamma_i << 1$, $i = 1,\ldots,K$.

3. Обсуждение результатов

Для иллюстрации полученных результатов были проведены расчеты вероятности правильного обнаружения ФМШПС, принимаемого в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры.

При проведении расчетов база полагалась равной $L = 127$, вероятность ложной тревоги $F \sim 10^{-4}$, отношение сигнал/шум для регулярной составляющей сигнала $Q_0 = \frac{a_0^2 T}{\beta N_0} = 20$, количество помеховых сигналов $K = 10$.

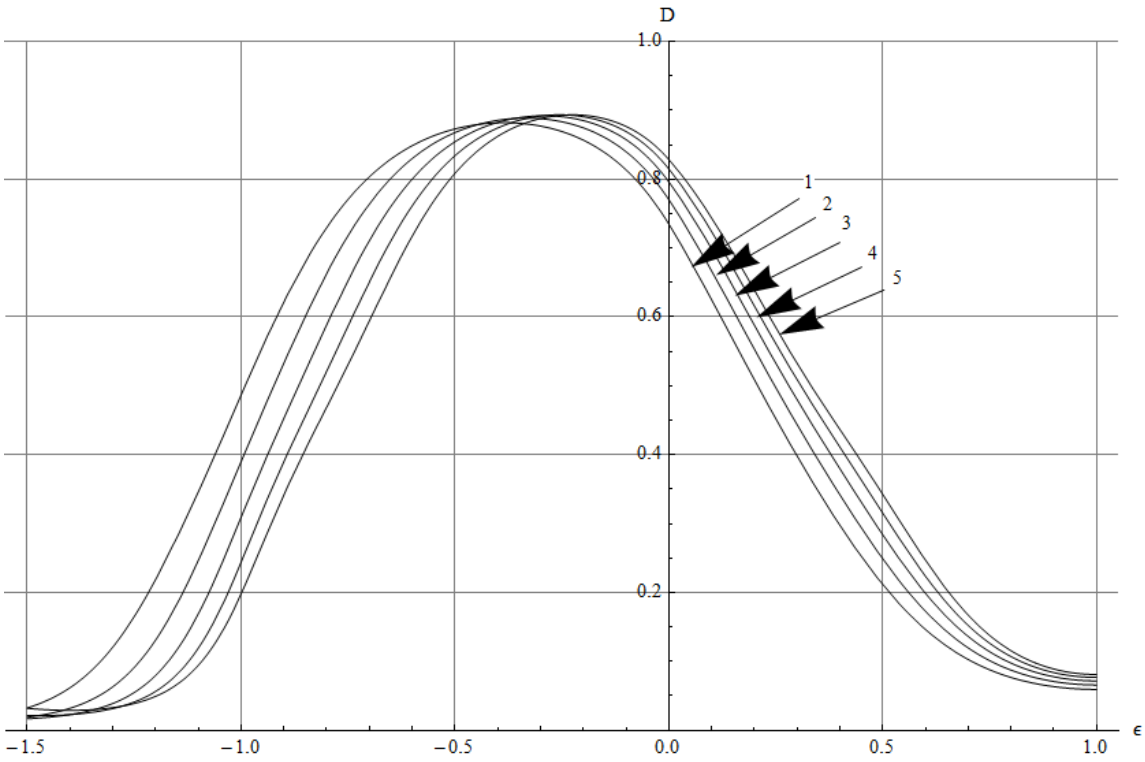


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного обнаружения D от нормированной на длительность элементарного импульса временной задержки $\varepsilon = \frac{\tau_з}{\tau_и}$ при различных значениях параметра b

На рис. 1 представлены зависимости вероятности правильного обнаружения D, как функция временной задержки ФМШПС относительно опорного сигнала нормированной на длительность элементарного импульса $\varepsilon = \frac{\tau_з}{\tau_и}$ при различных значениях нормированной полосы входного фильтра на активную ширину спектра элементарного импульса $b/\pi = \frac{\Delta f_ф}{\Delta f_ф}$ (кривая 1 – $b/\pi = 0.8$, кривая 2 – $b/\pi = 0.9$, кривая 3 – $b/\pi = 1$, кривая 4 – $b/\pi = 1.1$, кривая 5 – $b/\pi = 1.2$). Кривые на рис. 1 приведены для $\gamma = 4$.

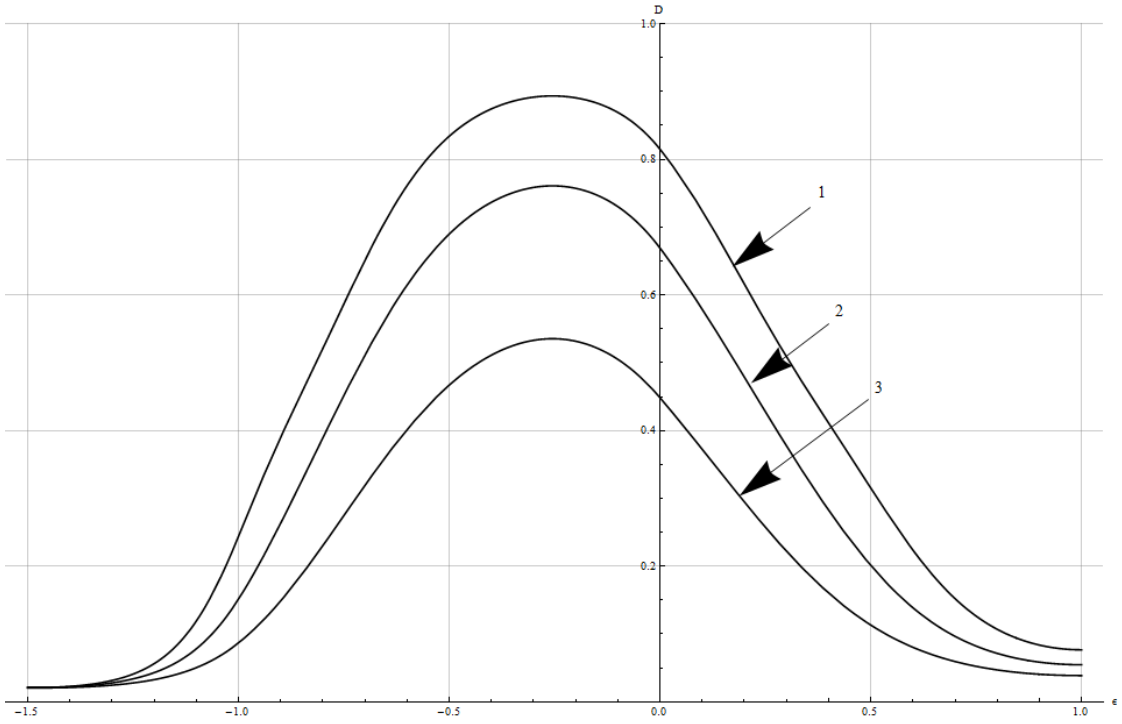


Рис. 2. Зависимость вероятности правильного обнаружения D от нормированной на длительность элементарного импульса временной задержки $\varepsilon = \frac{\tau_з}{\tau_и}$ при различных значениях параметра γ

На рис. 2 кривые зависимостей вероятности правильного обнаружения приведены при различных значениях параметра $\gamma = a_0/\sigma_a$, определяемого как отношение регулярной составляющей амплитуда принимаемого сигнала к среднеквадратическому отклонению его флуктуационной составляющей (кривая 1 – $\gamma = 4$, кривая 2 – $\gamma = 3$, кривая 3 – $\gamma = 2$). Нормированная полоса пропускания входного фильтра полагалась $b/\pi = \frac{\Delta f_ф}{\Delta f_и} = 1.1$.

Из хода кривых на рисунках следует, что вероятность правильного обнаружения достигает наибольшего значения, в отличие от случая оптимального приема, при отличных от нуля временных задержках, а именно: при опережении принимаемым сигналом опорного на $0.25\tau_и - 0.4\tau_и$. При этом модуль величины запаздывания

опорного сигнала относительно принимаемого, соответствующей максимальному значению вероятности правильного обнаружения сигнала, возрастает с уменьшением полосы пропускания входного фильтра. Так, при $\frac{\Delta f_{\phi}}{\Delta f_{и}} = 1.1$ максимальные значения вероятности обнаружения достигают $D = 0.89$ при $\varepsilon = -0.25$ по сравнению с $D = 0.81$ при $\varepsilon = 0$.

Уменьшение регулярной составляющей амплитуды сигнала (уменьшение γ) также приводит к уменьшению вероятности правильного обнаружения. Так, максимальное значение вероятности правильного обнаружения достигает $D = 0.89$ при $\gamma = 4$ и уменьшается до $D = 0.53$ при $\gamma = 2$.

Действительно, сужение полосы пропускания фильтра приводит к увеличению длительности его откликов, что вызывает максимальное совпадение во времени поступающих на вход коррелятора импульсов опорного сигнала и откликов фильтра на импульсы принимаемого ФМШПС, соответствующих одинаковым элементам модулирующей ПСП, при опережении принимаемым сигналом опорного. Последнее приводит к достижению максимальных вероятностей правильного обнаружения при конечной временной задержке опорного сигнала относительно принимаемого ФМШПС.

В остальном, поведение характеристик обнаружения сигналов в рассматриваемых случаях не отличается от известных результатов. Уменьшение вероятности ложной тревоги, вызванное увеличением уровня «порога» порогового устройства, сопровождается уменьшением вероятности правильного обнаружения. Вероятности обнаружения сигналов со случайной начальной фазой больше, чем при приеме сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой.

Заключение

Получены новые аналитические результаты характеристик обнаружения ФМШПС квадратурным корреляционным приемником в условиях взаимных помех с учетом искажений принимаемых сигналов полосовым фильтром. Показано, что наличие полосового фильтра приводит к достижению максимальной вероятности правильного обнаружения при отличной от нуля временной задержке принимаемого сигнала относительно опорного, а именно: для полосы пропускания полосового фильтра $0.8\Delta f_{и} - 1.2\Delta f_{и}$ при опережении принимаемым сигналом опорного на $0.22\tau_{и} - 0.4\tau_{и}$.

Литература

[1] Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. /Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. и др.; Под ред. В. И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

[2] Нахмансон Г. С., Козлов С. В. Обнаружение фазоманипулированного широкополосного сигнала, принимаемого в условиях взаимных помех. Часть 1. Телекоммуникации. 2015, №10.

[3] Нахмансон, Г. С., Бакаева Г. А. Обнаружение фазоманипулированного широкополосного сигнала на фоне шумов квадратурным приемником с входным полосовым фильтром. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2008. Т. 51, №9.

[4] Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966. 680 с.

Сведения об авторах

Нахмансон Г. С. – доктор технических наук, профессор. 1945 г. рождения, в 1967 г. окончил физический факультет Воронежского Государственного Университета, в 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1993 г. защитил докторскую диссертацию. Основные направления научных исследований: обработка широкополосных сигналов, оптическая обработка сигналов реальном масштабе времени. Место работы: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» 394064, г. Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а, E-mail: kig28@mail.ru

Козлов С. В. – аспирант кафедры электроники Воронежского Государственного Университета. 1990 г. рождения, защитил бакалаврскую работу в 2011 г., защитил магистерскую в 2013 г., Основные направления научных исследований: обработка сложных сигналов, цифровая обработка сигналов, статистическое моделирование. E-mail: serg_master_x@mail.ru.

ПОРОГОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПОЛОЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ПО ОТРАЖЕННЫМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМ ИМПУЛЬСАМ

А.М. Бобрешов, А.В. Киселев, В.А. Степкин, А.П. Соловьев, Г.К. Усков

В работе исследован алгоритм обнаружения целей для СШП радиолокатора ближнего действия. Проведено измерение амплитуды отраженного от объекта сигнала в зависимости от его положения в пространстве и вычислена зависимость максимума средней энергии разностного сигнала от времени задержки. Полученные результаты позволили предложить критерий пороговой фильтрации для обнаружения объекта по отраженным СКИ.

THRESHOLD FILTERING FOR DETERMINING THE POSITION OF TARGETS USING THE REFLECTED UWB PULSES

A.M. Bobreshov, A.V. Kiselev, V.A. Stepkin, A.P. Soloviev, G.K. Uskov

The algorithm of target detection for UWB radial is investigated. The amplitude of the signal reflected from the object is measured as a function of its position in space and the dependence of the maximum of the average energy of the difference signal on the delay time is calculated. The obtained results made it possible to propose a criterion for threshold filtering for detecting an object by reflected UWB pulses.

Введение

Одним из перспективных направлений, позволяющих существенно увеличить информативность радаров является применение сверхширокополосных (СШП) сигналов с шириной спектра, достигающей единиц-десятков ГГц [1]. В СШП локации повышение информативности происходит благодаря уменьшению импульсного объема зондирующего сигнала. Так, при изменении длительности зондирующего импульса с 1 мкс до 1 нс импульсный объем уменьшается с 300м до 30 см [2]. Однако, при расширении спектра принятый СШП сигнал имеет достаточно сложную форму и неизвестные параметры. Аналитически описать такой отраженный сигнал не представляется возможным. Кроме того, в СШП радаре число параметров, описывающих цель увеличивается примерно на 3 порядка по сравнению с узкополосной РЛС [3]. Во столько же раз, соответственно, растет и объем памяти системы обработки данных. Поскольку СШП сигнал изменяет свою форму при отражении от объекта в пространстве, для реализации алгоритма обнаружения множественных целей в радиусе действия макета в работе рассматривалось усредненное значение энергии разностного сигнала в заранее заданных точках пространства.

Схема эксперимента

Для экспериментального исследования предложенного алгоритма был разработан макет, блок схема которого показана на рис. 1. Для формирования сверхкоротких импульсов (СКИ) использовался генератор СКИ описанный в работе [4]. Длительность импульса составляла 150 пс при амплитуде -20 В. В

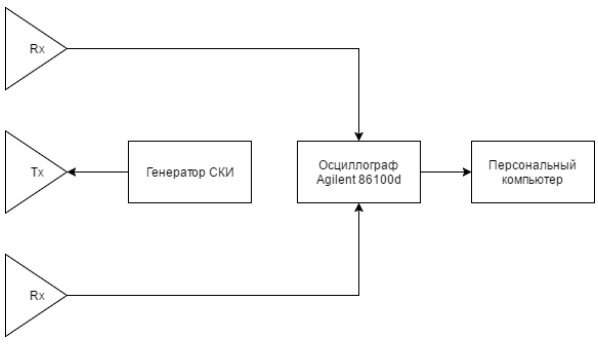
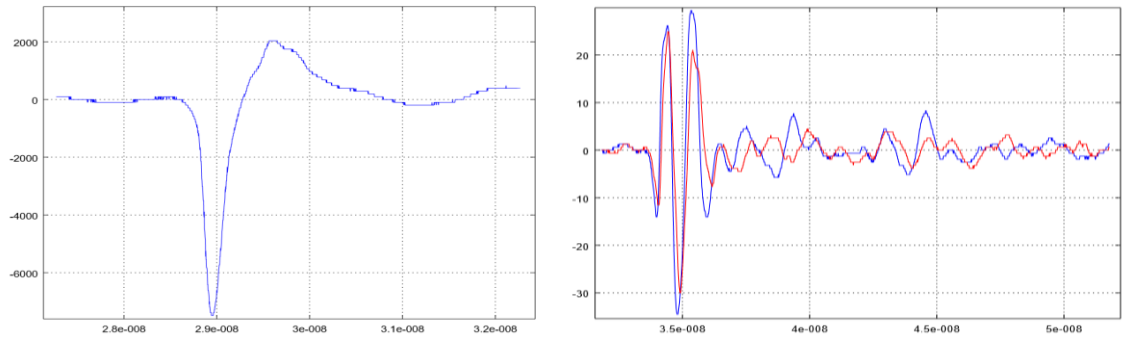


Рис. 1. Схема экспериментального макета

качестве приемного устройства использовался стробоскопический осциллограф Agilent 86100d ко входам которого подключались сверхширокополосные антенны, описанные в работе [5]. Таким образом излученный импульс отражался от цели и принимался двумя разнесенными в пространстве антеннами, а после обрабатывался описанным далее алгоритмом. Пример осциллограм сгенерированного и принятого сигналов представлены на рис. 2.



а) *б*)

Рис. 2. Сигнал на выходе генератора СКИ (*а*) и выходах приемных антенн (*б*)

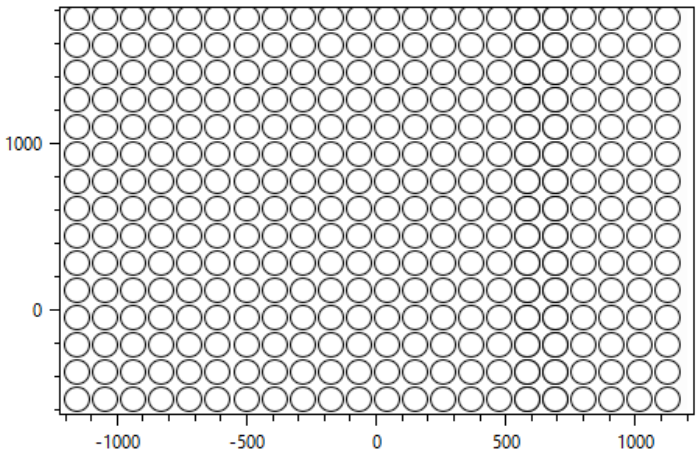


Рис. 3. Пример разбиения области действия макета на равномерную сетку

Алгоритм обработки

В предложенном алгоритме в качестве инструмента обнаружения целей использовалась не корреляционная функция двух сигналов, полученных в разные моменты времени, а разностный сигнал между некоторым опорным, записанным при начале работы системы, и сигналом, полученным в настоящий момент времени. Это вносит некоторые ограничения, однако такой подход был выбран с точки зрения экономии затрачиваемого машинного времени на вычисление результирующей характеристики.

Для работы алгоритма рассчитывается равномерная сетка (рис. 3), которая используется для определения времени задержки прохождения импульса от передающей антенны до приемных. Поскольку все операции вычисления производятся исключительно над цифровыми сигналами, полученными по протоколу Ethernet с осциллографа, определение сетки задавалось непосредственно количеством отсчетов, соответствующем временному сдвигу в конкретной ячейке.

После создания равномерной сетки происходит считывание и оцифровка сигнала, и последующее вычисление дифференциального сигнала между принятым в текущий момент времени, и сохраненным в момент включения экспериментального макета. Далее, радарная установка фокусируется на каждом участке сетки путем выравнивания задержек пришедших с двух каналов сигналов и вычисления усредненной энергии сигналов в каждой ячейке сетки. Яркость каждого пикселя в сетке может быть представлена как [6-7]:

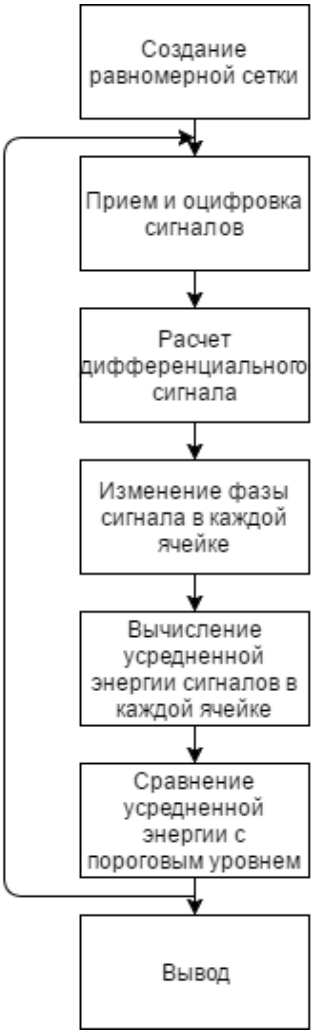


Рис. 4. Блок-схема реализованного алгоритма

$$I_{j,k} = \int_{TW} s_{1,ij}(t) \cdot s_{2,ij}(t)dt \quad (1)$$

$$s_{1(2),ij} = s_{1(2)}\left(t - \frac{D_0}{c} - \frac{D_{ij\,1(2)}}{c}\right), \quad (2)$$

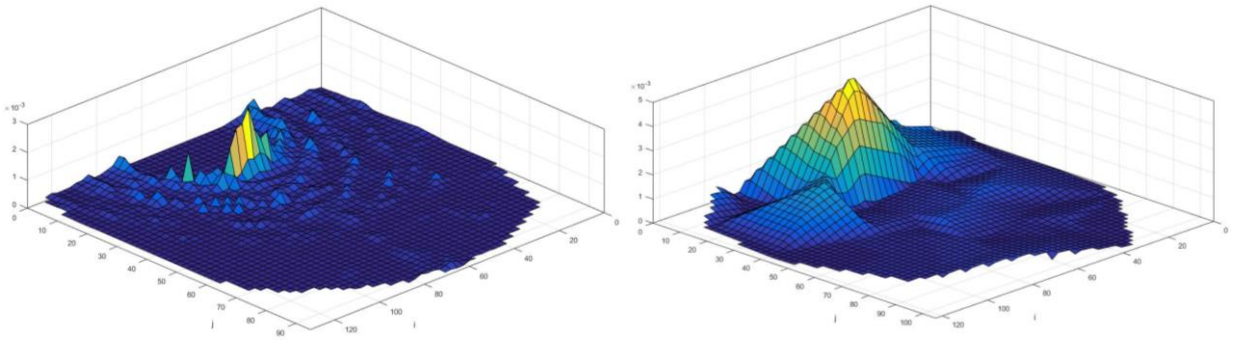
где- TW – временное окно для усреднения в ячейке, s_1 и s_2 – сигналы принятые двумя каналами, D_1 и D_2 – расстояния от приемных антенн до ячейки с индексом *i j*.

После вычисления средней энергии для каждой ячейки проводится пороговая фильтрация с использованием калибровочной функции. Необходимость в этом возникает вследствие сильного затухания СКИ при распространении в пространстве. Поэтому была измерена зависимость амплитуды отраженного от объекта сигнала от заранее известного положения в пространстве (рис. 5а), по которой была вычислена зависимость максимума средней энергии разностного сигнала от времени задержки (рис. 5б).

Экспериментальные результаты

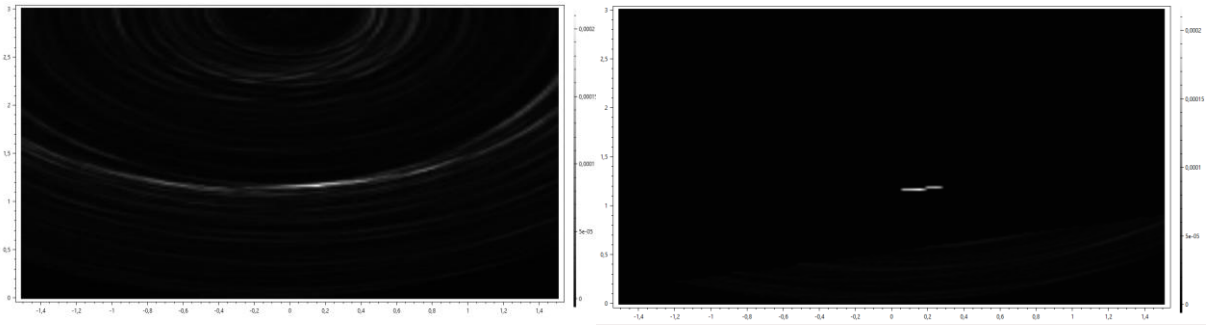
На рис. 6 представлены экспериментальные результаты полученные для макета локатора, использовавшего описанный ранее алгоритм. Экспериментальный макет расположен в точке (0; 0). В представленной реализации каждое изображение представляет собой карту высот, в которой объекту соответствует наиболее яркая точка.

На рис. 6(а) показано изображение цели в случае отсутствия пороговой фильтрации. Можно увидеть, что кроме цели на изображении присутствует множество шумов и помех. Для более точного обнаружения целей необходимо применить пороговую фильтрацию. Для получения порога используется зависимость амплитуды импульса от времени задержки. Результат работы алгоритма с применением фильтрации показан на рис. 6(б).



а) *б)*

Рис. 5. Зависимость амплитуды отраженного сигнала от: *а)* положения в пространстве, *б)* от времени задержки



а) *б)*

Рис. 6. Изображение цели: *а)* без применения пороговой фильтрации, *б)* с применением пороговой фильтрации

Выводы

Таким образом в работе исследован алгоритм обнаружения целей для СШП радиолокатора ближнего действия. Проведено измерение амплитуды отраженного от объекта сигнала в зависимости от его положения в пространстве и вычислена зависимость максимума средней энергии разностного сигнала от времени задержки. Полученные результаты позволили предложить критерий пороговой фильтрации для обнаружения объекта по отраженным СКИ.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и гранта РФФИ №16-07-01238а.

Литература

1. Имнореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности / И.Я. Имнореев // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. – 1998. – №4 . – С. 25-56.

2. Имнореев И.Я. Сверхширокополосная локация: основные особенности и отличия от традиционной локации / И.Я. Имнореев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 1997. – №1. – т.2. – С. 81-88.

3. Безуглов В.А. Алгоритм обработки данных сверхширокополосного локатора для обнаружения подвижных объектов за оптически непрозрачными преградами / А.В. Безуглов, С.С. Негодяев, А.В Царьков // Спецтехника и связь. – 2013. – №3. – С. 33-39.

4. Бобрешов А.М. Экспериментальное исследование генератора сверхкоротких импульсов с обострителем фронта на основе диодов с накоплением заряда / А.М. Бобрешов, А.С. Жабин, А.Д. Рязанцев, В.А. Степкин, Г.К. Усков // Радиолокация, навигация, связь : XXII Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 19-21 апр. 2016 г. — Воронеж, 2016 .— Т. 1. - С. 361-365.

5. Бобрешов А.М. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением/ А.М. Бобрешов, П.А. Кретов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19. № 3. С. 6-11.

6. Охотников Д.А. Сверхширокополосный радиолокатор для обнаружения людей за оптически непрозрачными препятствиями / Д.А. Охотников // III Всероссийские Армандовские чтения. – 2013. – 25-27 июня.

7. D. L. Sostanovsky. UWB radar imaging system with two-element receiving array antenna / D. L. Sostanovsky, A. O. Boryssenko // 2005 5th International Conference on Antenna Theory and Techniques, Kiev, 24-27 May 2005. — Kiev, 2005. — p. 357 – 360.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АКТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ИНТЕРМОДУЛИРУЮЩИХ И НТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПОМЕХ В РАДИОТРАКТЕ С НУЛЕВОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТОЙ

Ю.Н. Паршин, С.В. Колесников, М.В. Грачев

Исследуется активная антенная решетка на основе цифровых трансиверов USRP X300 с нулевой промежуточной частотой. Проведен анализ нелинейных свойств приемного радиотракта для когерентного и некогерентного объединения интермодуляционных помех на выходе каждого приемника. Проведен расчет матрицы пространственной крреляции суммы интермодулирующих и интермолуляционных помех. Исследованы угловой спектр мощности помех, а также отношение сигнал-помеха на выходе нелинейной антенной решетки.

INTERFERENCES IMMUNITY OF ACTIVE ANTENNAS ARRAY IN NONLINEAR RADIO PATH WITH ZERO INTERMEDIATE FREQUENCY

Yu.N. Parshin, S.V. Kolesnikov, M.V. Grachev

Active antenna array with RF circuits are based on digital transceivers USRP X300 with direct conversion. An analysis of nonlinear properties of receiver RF channel with specified microelectronics devices for coherent and noncoherent composition of intermodulation interferences on output of each RF circuits is performed. Spatial correlation matrixes of the sum of active and intermodulation interferences are evaluated. The angular power spectrum dependence on the nonlinear distortion in RF circuits of the active antennas array is studied. Power values of virtual spatial interferences and their angular positions are calculated.

Для современных радиосистем характерным является широкое применение активных антенных решеток (ААР) в сочетании с пространственной обработкой сигналов [1]. Наличие активных элементов в радиотракте каждого канала ААР, обладающих заметной нелинейностью, приводит к интермодуляционным искажениям мощных сигналов в активных элементах радиотракта и возникновению интермодуляционных помех [2,3], которые существенным образом влияют на характеристики радиосистем с ААР. Целью данной работы является исследование влияния нелинейности радиотракта, построенного на основе типового цифрового трансивера с прямым преобразованием, на помехоустойчивость оптимальной линейной обработки в активной антенной решетке.

Внешние помехи, называемые интермодулирующими задаются пространственно сосредоточенными, статистически независимыми узкополосными гауссовскими стационарными случайными процессами. Пространственные свойства сигналов и помех определяются их амплитудно-фазовым распределением на раскрыве антенной решетки. Сигнал на входе каждого из N приемных модулей ААР представляется в виде суммы полезного сигнала, M интермодулирующих помех и стационарного гауссовского шума. При слабой нелинейности сигнал на выходе приемных модулей в целом повторяет по форме входной сигнал, а отличия состоят в дополнительных интермодуляционных помехах.

Значение отношения мощности сигнала к мощности помех и шума на выходе пространственного фильтра Винера, реализующего весовую обработку сигналов с выходов приемных модулей ААР определяется соотношением [4]:

$$q(\gamma) = \mathbf{F}^{\mathrm{H}}(\gamma)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{F}(\gamma)D_S, \quad (1)$$

где D_S – мощность полезного сигнала, $\mathbf{R}$ – комплексная матрица пространственной корреляции суммы интермодулирующих и интермодуляционных помех, $\mathbf{F}(\gamma)$ – опорный вектор, характеризующий плоскую волну, распространяющуюся в направлении визирования γ. Угловой спектр мощности комплекса помех, включающего интермодулирующие и интермодуляционные помехи, по методу Бартлетта определяется следующим выражением [1]:

$$P(\gamma) = \mathbf{F}(\gamma)^{\mathrm{H}}\mathbf{R}\mathbf{F}(\gamma). \quad (2)$$

Расчет комплексной матрица пространственной корреляции проведен аналитическим методом при известной матрице линейного преобразования $\mathbf{A}$, отображающего вектор источников интермодулирующих помех в вектор интермодуляционных помех на входах радиотракта ААР в работе [3]. Другим способом расчета корреляционной матрицы является непосредственное моделирование нелинейных преобразований сигналов и помех в радиотракте и вычисление элементов корреляционной матрицы путем усреднения по ансамблю реализаций. Помеховые колебания поступающие в ААР от M пространственно разнесенных источников представляются в виде квазигармонических колебаний, комплексные огибающие которых равны: $\mathbf{X} = \left\{x_m(t) = A_m(t)e^{j\psi_m(t)}, m = 1,...,M\right\}$. Сигнал на входе радиотракта каждого из N элементов ААР образуется в результате линейного преобразования $\mathbf{V} = \left\{V_n(t) = B_n(t)e^{j\varphi_n(t)},\ n = 1,...,N\right\} = \mathbf{AX}$, где матрица пространственного преобразования $\mathbf{A}$ помех содержит информацию о направлениях прихода помех и пространственной структуре ААР. Сигнал $\mathbf{D} = \left\{D_n(t)e^{j\varphi_n(t)},\ n = 1,...,N\right\}$ на выходе радиотракта каждого из элементов ААР образуется путем преобразования амплитуды входного сигнала $D_n(t) = a_1V_n(t) + \frac{3}{4}a_3V_n^3(t)$, где a_1, a_3 – коэффициенты степенной аппроксимации переходной характеристики радиотракта. Элементы пространственной корреляционной матрицы интермодулирующих и интермодуляционных помех на выходе радиотракта ААР равны: $\mathbf{R} = \left\{R_{nk} = \overline{D_n(t)D_k(t)e^{j[\varphi_n(t)-\varphi_k(t)]}}, n,k = 1,...,N\right\}$.

Вследствие высокой загруженности радиочастотного диапазона к динамическому диапазону и линейности радиоприемного тракта предъявляются повышенные требования. Это утверждение справедливо применительно как аналоговой части, так и к цифровой части радиотракта [6]. В работе исследуется типовой радиотракт, реализованный в цифровой трансивере USRP X300 с установленными в него двумя радиочастотными платами CBX-120 (1,2 ГГц - 6 ГГц) [7]. Данный тип трансивера с нулевой промежуточной частотой широко применяется для прототипирования различных радиотехнических систем и устройств.

Распространенной моделью радиочастотного тракта является представление его в виде типового радиотехнического звена, состоящего из безынерционного нелинейного элемента с переходной характеристикой $i = a_1u + a_3u^3$ и полосового фильтра, выделяющего область частот в окрестности несущей частоты. Так как радиотракт трансивера USRP X300 содержит несколько каскадов, в том числе нелинейных, то представим их в виде последовательно соединенных типовых радиотехнических звеньев. Рассмотрение структурной схемы радиочастотной платы позволяет выявить каскады, нелинейность которых вызывает интермодуляционные помехи.

При последовательном соединении нескольких каскадов нелинейные свойства всего радиотракта можно описать общей точкой iIP3. Последовательность включения $K = 5$ каскадов радиочастотной платы цифрового трансивера соответствует структур-

ной схеме USRP X300, а их усилительные и интермодуляционные параметры представлены в табл. 1. Расчет точки пересечения iIP3 проводится при условии, что возникающие интермодуляции в каждом из каскадов достаточно малы и не вызывают новых интермодуляций в последующих каскадах.

Таблица 1

Наименование каскада	Тип элемента	Коэффициент передачи, дБ	Точка iIP3, дБм
Малошумящий усилитель	VMMK-3603	17	25
Ключ	AS225-313LF	-0,6	53
Цифровой аттенюатор	HMC624LP4E	-2,2…-31,5	55
Усилитель	MGA82563	13	31
Квадратурный демодулятор	ADL5380	7	28

Если фазы интермодуляционных помех, возникающих в каждом каскаде неизвестны и считаются случайными величинами, то сложение помех на выходе радиотракта производится по мощности, а входная точка iIP3 всего радиотракта равна [6]:

$$iIP3 = \left(\frac{1}{iIP3_1^2} + \frac{H_{P1}^2}{iIP3_2^2 L_{P1}^3} + ... + \frac{H_{P1}^2 ... H_{P(K-1)}^2}{iIP3_K^2 L_{P1}^3 ... L_{P(K-1)}^3} \right)^{-1/2} = 0{,}79 \text{ дБм}, \quad (2)$$

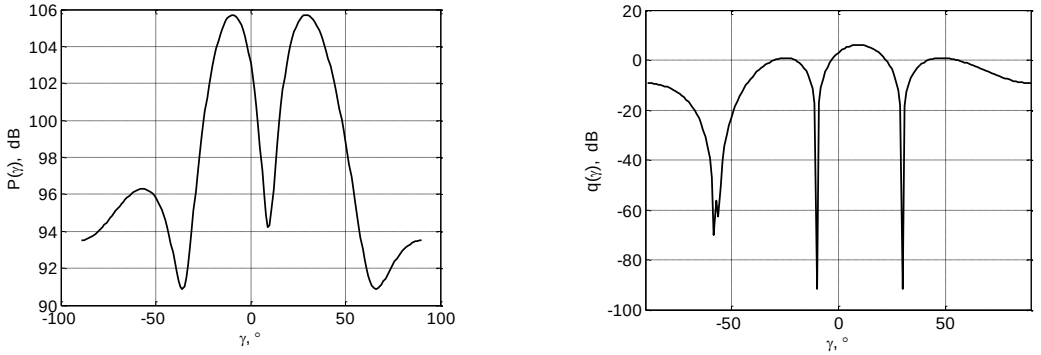
где H_{Pi}, $iIP3_i$ - коэффициент усиления по мощности и входная точка IP3 i-го каскада, L_{Pi} - коэффициент затухания мешающего сигнала по мощности в фильтре i-го каскада. Если фазы интермодуляционных помех, возникающих в каждом каскаде известны, а их величина такова, что сложение интермодуляционных помех на выходе радиотракта производится синфазно, то iIP3 всего радиотракта минимальна и равна [6]:

$$iIP3 = \left(\frac{1}{iIP3_1} + \frac{H_{P1}}{iIP3_2 L_1^{3/2}} + ... + \frac{H_{P1} ... H_{P(K-1)}}{iIP3_K \left(L_1 ... L_{K-1}\right)^{3/2}} \right)^{-1} = 0{,}67 \text{ дБм}. \quad (3)$$

Для рассмотренного трансивера проведен анализ отношения сигнал-помеха на выходе радиотракта и углового спектра мощности суммы интермодулирующих и интермодуляционных помех, рассчитанных по формулам (1), (2) для эквидистантной линейной с межэлементным расстоянием d/λ для точек iIP3, рассчитанных по формулам (2), (3). Исследовано также влияние последовательности включения каскадов в приемном тракте на уровень нелинейных искажений. Установлено, что при включении аттенюатора на входе радиотракта величина iIP3 значительно повышается. Результаты анализа углового спектра представлены на рис. 1-5 а), отношения сигнал-помеха – на рис. 1-5 б) при отношении помеха-шум в полосе частот 100 МГц равном 80 дБ.

Наличие нелинейности радиотракта приводит к появлению интермодуляционных помех, что усложняет помеховую остановку на выходе ААР. Действие интермодуляционных помех можно представить как появление дополнительных виртуальных пространственно сосредоточенных помех, приходящих с определенных направлений. Число виртуальных помех пропорционально зависит от числа имеющихся активных помех, размера апертуры ААР а также угловых координат активных помех. При некоторых значениях указанных параметров виртуальные помехи могут иметь пространственно

распределенный характер (рис. 1), что затрудняет их подавление с помощью линейных алгоритмов.



а) б)

Рис. 1.

$N = 5,\ M = 2,\ d/\lambda = 0.5,\ \gamma_1 = -10^\circ,\ \gamma_2 = 30^\circ,$ iIP3 = 0,8 дБм

Угловое положение виртуальных помех задается положениями максимумов угловых спектра, представленных на рис. 1-5 а). При большом числе помех и малом числе элементов ААР разрешающей способности углового спектра недостаточно для однозначного выделения каждой из виртуальных помех. В этом случае положение и интенсивность помех можно определить по зависимостям $q(\gamma)$ на рис. 1-5 б).

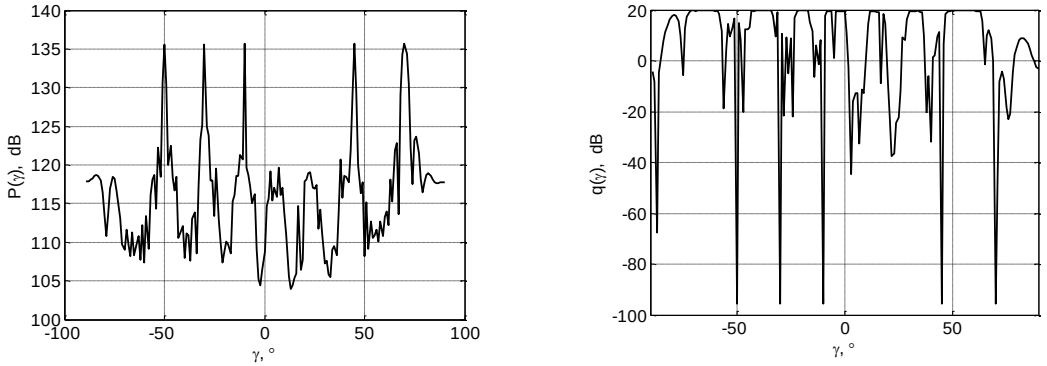


Рис. 2.

$N = 100,\ M = 5,\ d/\lambda = 0.5,\ \gamma_1 = -50^\circ,\ \gamma_2 = -30^\circ,$
$\gamma_2 = -10^\circ, \gamma_2 = 45^\circ, \gamma_2 = 70^\circ,$ iIP3 = 0,8 дБм

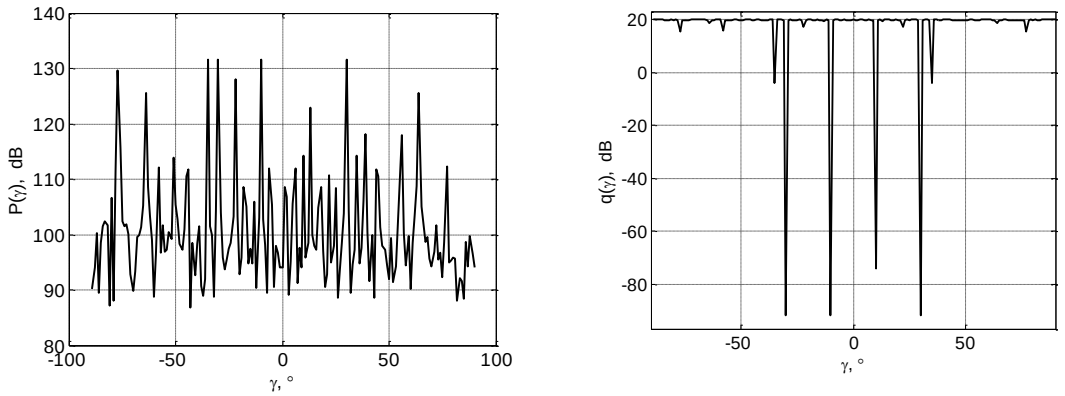


Рис. 3.

$N = 100,\ M = 2,\ d/\lambda = 5,\ \gamma_1 = -10^\circ,\ \gamma_2 = 30^\circ,\ \text{iIP3} = 0{,}8\,\text{дБм}$

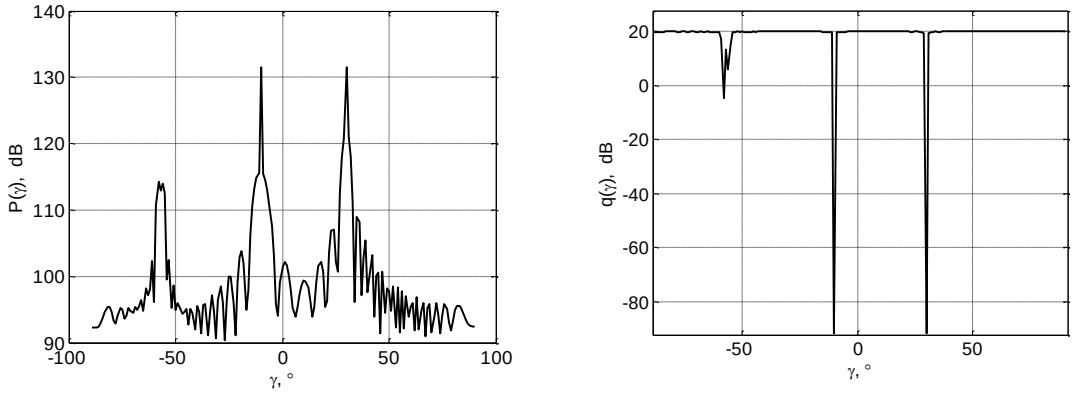


Рис. 4.

$N = 100,\ M = 2,\ d/\lambda = 0.5,\ \gamma_1 = -10^\circ,\ \gamma_2 = 30^\circ,\ \text{iIP3} = 0{,}8\,\text{дБм}$

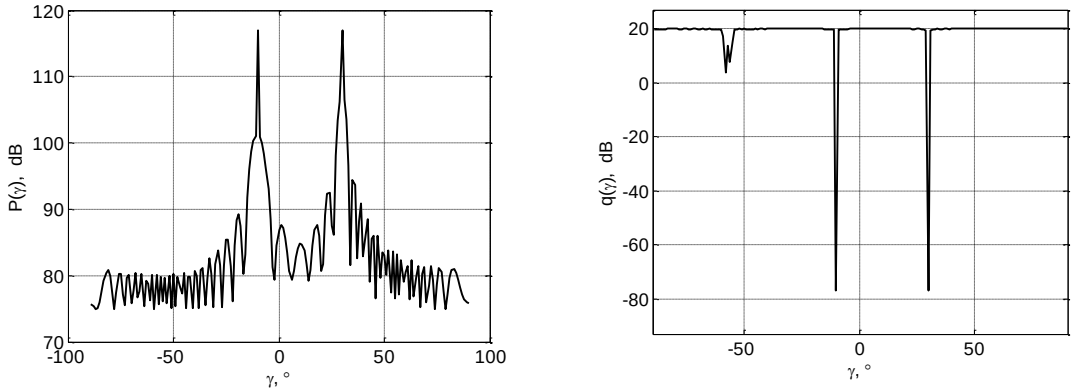


Рис. 5.

$N = 100,\ M = 2,\ d/\lambda = 0.5,\ \gamma_1 = -10^\circ,\ \gamma_2 = 30^\circ,\ \text{iIP3} = 24{,}8\,\text{дБм}$

Приведенные в работе методы расчета углового спектра мощности и отношения сигнал-помеха для активной антенной решетки с учетом нелинейности приемо-передающего модуля на примере цифрового трансивера USRP X300 показали, что нелинейные искажения приводят к эффекту появления виртуальных пространственно-сосредоточенных помех. Для подавления этих помех необходимы дополнительные ресурсы в виде дополнительных элементов антенной решетки, а также вычислительные ресурсы процессора для обработки сигналов антенной решетки с большим числом элементов. Учитывая происхождение интермодуляционных помех, целесообразно также использовать нелинейные алгоритмы оптимальной компенсации этих помех.

Исследования выполнены при поддержке гранта Российского научного фонда, проект № 14-19-01263 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Литература

1. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки [Текст] М.: / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
2. Лойка С.Л. Интермодуляционные каналы приема в активных ФАР // Радиоэлектроника. – 1996. – Т. 39. – №2. – С. 68–73.
3. Колесников С.В. Пространственная корреляция интермодуляционных помех в активной антенной решетке // Вопросы радиоэлектроники, сер. Радиолокационная техника. – 2011. – Вып.1. – С. 50-61.
4. R.A. Monzingo, T.W. Miller. Introduction to Adaptive Array. John Wiley & Sons, 1980.
5. С.В. Колесников, Т.В. Зайцева, А.Ю. Рогожкина, С.А. Ушаков, А.В. Комиссаров. Влияние пространственной структуры активной антенной решетки на угловые спектры мощности интермодуляционных помех // Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона». – 2012. – №4. – Часть 2.
6. Radio desigh in nanometer technologies. Mohammed Ismail, Delia Rodrigues de Llera Conzales. Published by Springer, 2006.
7. https://www.ettus.com/product/details/X300-KIT

Сведения об авторах

Паршин Юрий Николаевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических устройств Рязанского государственного радиотехнического университета. Область научных интересов: пространственная обработка сигналов, компенсация помех, MIMO технология в системах передачи информации и радиолокации, цифровые приемо-передающие устройства, обработка сигналов в антенных решетках.

E-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Колесников Сергей Валерьевич, старший преподаватель кафедры радиотехнических устройств Рязанского государственного радиотехнического университета. Область научных интересов: пространственная обработка сигналов, компенсация помех, цифровые приемо-передающие устройства, обработка сигналов в антенных решетках.

E-mail: sergey_v.k@mail.ru

Грачев Максим Викторович, студент Рязанского государственного радиотехнического университета. Область научных интересов: пространственная обработка сигналов, компенсация помех, цифровые приемо-передающие устройства, обработка сигналов в антенных решетках.

E-mail: grachovmaksim@mail.ru

ФОРМИРОВАНИЕ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕНЕТИЧЕКИХ АЛГОРИТМОВ

А.М. Бобрешов, А.А. Лещинский, Г.К. Усков

В работе представлен метод формирования предыскажений суперпозиции сверхкоротких импульсов для получения требуемой формы сигнала, основанный на определении импульсной характеристики с регуляризацией по Тихонову. Параметры импульсов вычислялись численными методами на основе генетических алгоритмов. Для апробации метода использовались результаты электродинамического моделирования сверхширокополосной рупорной антенны.

PREDISTORTION METHOD FOR ULTRASHORT RADIATED PULSES BASED ON GENETIC ALGORITHMS

A.M. Bobreshov, A.A. Leschinskiy, G.K. Uskov

Predistortion technique for superposition of ultra-short pulses for obtaining required waveform was developed. It is based on determination of impulse response with Tikhonov regularization. Genetic algorithms were used to calculate pulses parameters. Results of electrodynamic simulation of ultra-wideband horn antenna were used for approval.

Введение

Сверхкороткие импульсы (СКИ) находят широкое применение в различных областях науки и техники, например, радиолокация, связь, построение радиоизображений. В частности, они могут применяться для определения импульсной характеристики системы, куда входят предающая, принимающая антенны и среда распространения [1, 2]. Этот метод сводится к решению некорректно поставленной обратной задачи на основе регуляризации Тихонова, которая применяется к данным, полученным из эксперимента или электродинамического моделирования излучения и распространения СКИ.

Поскольку дифракция и дисперсия достаточно сильно изменяют форму сигнала со сверхшироким частотным спектром, возникает задача компенсации искажений.

В работе предложен метод формирования предыскажений на основе суперпозиции сверхкоротких импульсов с целью получения их требуемой формы при излучении.

Апробация метода проводилась на основе моделирования сверхширокополосной рупорной антенны. В качестве сигнала использовалась суперпозиция гауссовских импульсов с заданными амплитудой, длительностью и задержкой, которые варьировались численно. Оптимизация параметров проводилась на основе применения генетических алгоритмов [3]. Было показана возможность уменьшения длительности импульса благодаря применению предыскажений.

Определение импульсной характеристики

Для вычисления импульсной характеристики использовались данные моделирования типичной TEM рупорной антенны, изображенной на рис.1. Расчеты проводились в среде электродинамического моделирования CST Microwave

Studio 2014. Размеры антенны составили: длина рупора – 6 см, ширина рупора – 8 см, высота раскрыва антенны – 4 см, угол раскрыва ≈ 33°.

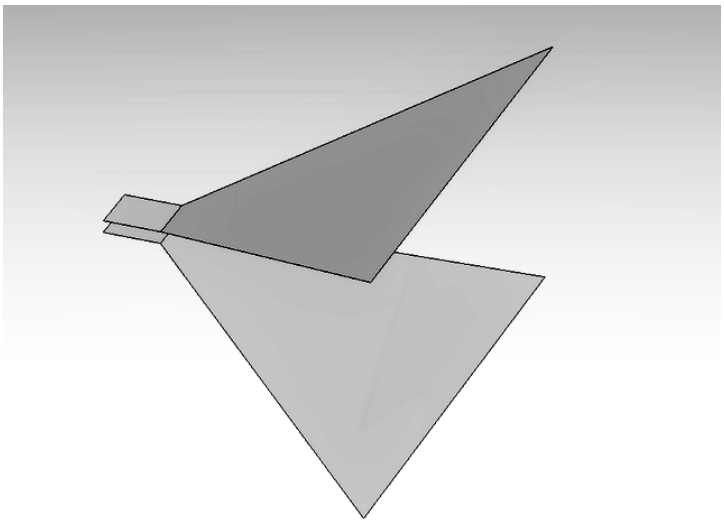


Рис.1. Модель рупорной антенны в среде CST MWS.

Для расчета импульсной характеристики применим метод, описанный в [1]. Рассмотрим некоторую систему, состоящую из излучающей антенны и среды распространения. Поскольку данная система является линейной и подчиняется принципу взаимности, сигнал на входе $s_{вх}$ и выходе $s_{вых}$ системы будет описываться интегралом свертки с импульсной характеристикой $h(t)$ [4]:

$$s_{вых}(t) = \int_{-\infty}^{t} s_{вх}(\tau) h(t-\tau)\, d\tau \qquad (1)$$

Для решения такой задачи применим метод регуляризации Тихонова, который заключается в следующем [5]:

1) Нахождение регуляризирующего оператора

$$\tilde{R}\left(s_{вх}(t), s_{вых}(t), \alpha\left(s_{вх}(t), s_{вых}(t), \delta\right)\right)$$

такого, что

$$h_\alpha(t) = \tilde{F}^{-1}\left(\tilde{R}\left(S_{вых}(j\omega) / S_{вх}(j\omega), s_{вх}(t), s_{вых}(t), \alpha\right)\right),$$

где $S_{вх}(j\omega)$ – спектр входного сигнала, $S_{вых}(j\omega)$ – спектр выходного сигнала, α – параметр регуляризации, является решением интегрального уравнения (1), наименее уклоняющимся от точного решения $h(t)$.

2) Определение параметра регуляризации

$\alpha\left(s_{вх}(t), s_{вых}(t), \delta\right)$,

зависящего от начальных данных и погрешности измерений δ.

В качестве регуляризирующего оператора возьмем функцию вида

$$\tilde{R}(j\omega, \alpha) = \frac{|S_{вх}(j\omega)|^2}{|S_{вх}(j\omega)|^2 + \alpha(\omega - \omega_0)^2}. \qquad (2)$$

Таким образом, импульсная характеристика системы определяется выражением

$$h(t) = \tilde{F}^{-1}\left(\frac{S_{вых}(j\omega)}{S_{вх}(j\omega)} \frac{|S_{вх}(j\omega)|^2}{|S_{вх}(j\omega)|^2 + \alpha M(j\omega)}\right). \qquad (3)$$

В качестве сигнала для определения импульсной характеристики на входе антенны при моделировании был использован гауссовский моноцикл, длительностью 40 пс по уровню 0,5 (кривая 1 на рис. 2). Выходной сигнал как напряженность электромагнитного поля рассчитывался в точке, расположенной на продольной оси антенны на расстоянии 1 м. Сигнал на входе и распределение поля в тестовой точке изображены на рис.2.

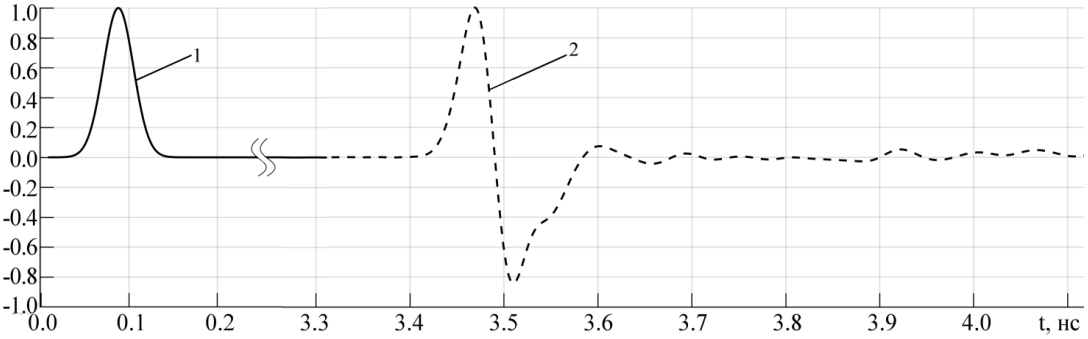


Рис.2. СКИ на входе рупорной антенны (*1*) и нормированная напряженность поля (*2*).

Как видно из рис.2, при излучении и распространении форма СКИ искажается (в частности, может увеличиваться его длительность), что связано с влиянием антенн и среды распространения. Изменение формы импульса, а также возникновение переотражений сигнала, может негативно сказаться на характеристиках сверхширокополосной системы в целом.

Результат расчета $h\ t$ по формуле (3) представлен на рис.3. Правильность вычисления $h\ t$ подтверждается совпадением момента прихода тестового импульса с максимумом импульсной характеристики.

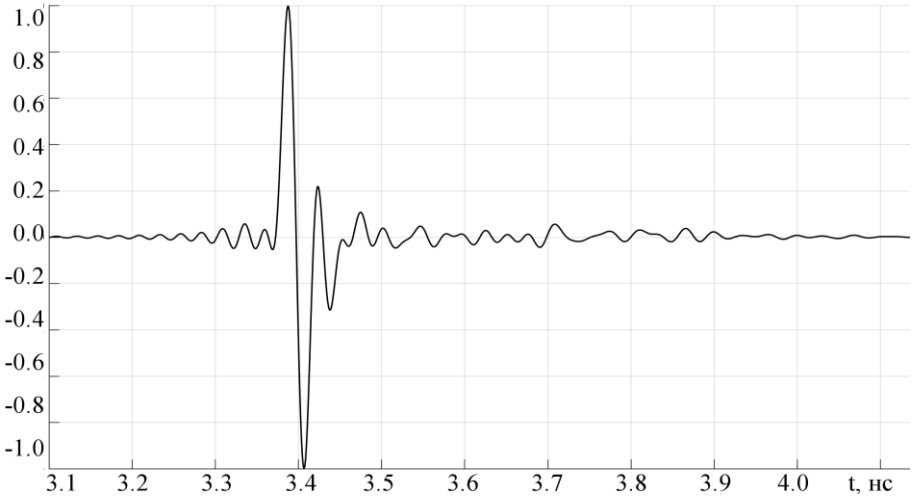


Рис.3. Нормированная импульсная характеристика моделируемой системы $h(t)$.

Известно, что суперпозиция излученных импульсов меньше подвержена дифракции [6], а также позволяет получить требуемую форму результирующего импульса за счет определенным образом подобранных параметров базовых импульсов.

Метод построения предыскажений сверхкоротких импульсов

Предыскажения сигналов используются при цифровой обработке, в частности для компенсаций изменения спектральных составляющих при прохождении через нелинейные цепи приемника [7]. Ранее предлагались методы предыскажений основанные на информации о сверхширокополосной системе, полученной из

импульсной характеристики [8]. В настоящей работе предложено решать задачу формирования поля заданной формы с помощью варьирования параметров суперпозиции базовых импульсов.

Для простоты расчетов в качестве требуемой формы импульса зададим биполярный гауссовский импульс следующего вида:

$$S(t) = A \cdot exp\ -\ t - t_0\ ^2 / w^2\ - A \cdot exp\ -\ t - t_0 - w\ ^2 / w^2\ , \qquad (4)$$

где A – амплитуда импульса, t_0 – временная задержка, w – ширина импульса. Сформируем целевую функцию для нахождения параметров суперпозиции импульсов с учетом (3):

$$\tilde{F} = \sum_k \left(\sum_{n=1}^{N} s_n\ t_k, a_n, w_n, t_{0n}\ - S\ t_k\ \right), \qquad (5)$$

где N – число базовых импульсов $s(t)$ в суперпозиции, $-1 \le a_n \le 1-$ амплитуда импульса, w_n – ширина импульса, t_{0n} – задержка отдельного импульса, а суммирование ведется в некотором временном интервале $t \in t_1, t_2$.

Метод определения параметров a_n, w_n, t_{0n}, заключается в минимизации функции (5) с помощью численных алгоритмов. В качестве численного алгоритма был взят один из алгоритмов случайной оптимизации – генетический алгоритм. Программа, реализующая алгоритм минимизации целевой функции (5), была написана в среде MATLAB.

Генетические алгоритмы относятся к эвристическим алгоритмам случайного поиска, позволяющие эффективно использовать накопленную в процессе работы алгоритма информацию. Эвристический алгоритм — это алгоритм решения задачи, правильность которого для всех возможных случаев не доказана, но про который известно, что он даёт достаточно хорошее решение в большинстве случаев, даже если при этом результат неточный, но всё же приемлемый. Эвристические алгоритмы широко применяются для решения задач высокой вычислительной сложности, где невозможен простой перебор вариантов или иные методы решения.

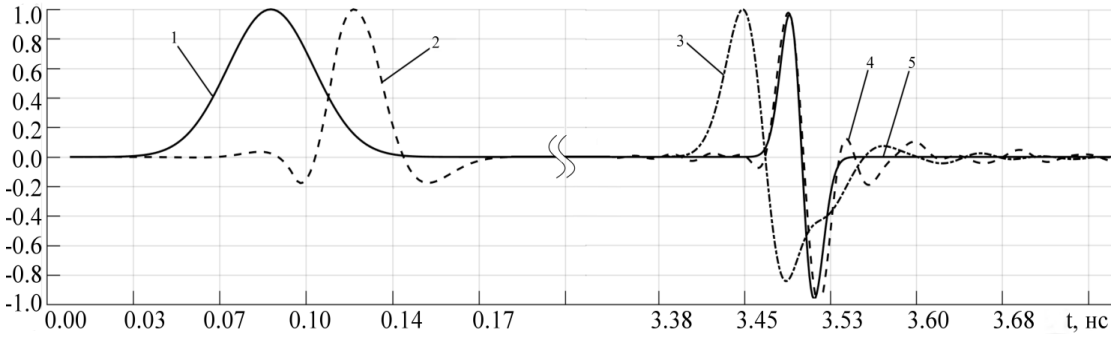


Рис.4 Предыскажение суперпозиции *N=5* импульсов: базовый импульс (кривая 1), суперпозиция базовых импульсов (кривая 2), излученный базовый импульс (кривая 3), излученная суперпозиция импульсов (кривая 4), гауссовский биполярный импульс (кривая 5).

В генетических алгоритмах используются методы, основанные на механизмах естественного отбора – скрещивании, мутации и наследовании, которые применяются при формировании вектора возможных решений задачи [3]. Главное достоинство алгоритмов случайного поиска заключается в переборе большого числа направлений поиска возможных решений, что позволяет использовать алгоритмы для решения

многомерных задач, с которыми не справляются детерминированные алгоритмы. В задачах, решаемых в данной работе, генетические алгоритмы применяются для поиска минимума целевой функции многих переменных, которая также требует многократного вычисления значения в разных точках в ходе каждой итерации.

В качестве основного критерия оптимизации была взята ширина положительного выброса излученного импульса. Результаты работы процедуры оптимизации представлены на рис.4

Таким образом, при численном моделировании была показана возможность получения импульса требуемой формы даже при небольшом числе базовых импульсов, что реализуемо на практике.

Заключение

Используемый метод определения импульсной характеристики системы на основе регуляризации обратной задачи по Тихонову является сравнительно простой и надежной, а также позволяет не только оценить параметры сверхширокополосной системы, но и построить модель распространения. Предложенная методика предыскажений СКИ на основе генетических алгоритмов позволяет получить импульс заданной формы с учетом среды распространения в пространстве, приемной и передающей антенн.

Было показано, что даже при небольшом числе базовых импульсов удается с достаточно хорошей точностью получить требуемую форму СКИ, например, с меньшей длительностью импульса. Также возможен учет влияния различных объектов и их вклад в импульсную характеристику.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и гранта РФФИ №16-42-360381р_а.

Литература

1 Бобрешов А. М., Лещинский А. А., Усков Г. К. Метод формирования предыскажений суперпозиции сверхкоротких импульсов на основе расчета импульсной характеристики системы. // Радиотехника. – 2017. – № 1. –с. 137–141.

2. Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Лещинский А.А., Усков Г.К. Определение импульсной характеристики СШП антенны на основе экспериментальных данных по методу регуляризации обратной задачи // Сборник трудов: Радиолокация, навигация, связь XXII международная научно-техническая конференция. – 2016. – С. 898-905.

3. Гладков Л. А., Курейчик В. В., Курейчик В. М.. Генетические алгоритмы. – М.: Физматлит, 2006.— 319 с.

4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы – М.: Радио и связь, 1986.– 512 с.

5. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач: учебное пособие для студ. вузов. — Изд. 2-е, перераб. и доп. — М.: Наука, 1979 .— 284 с.

6. Ziolkowski R.W. Localized wave physics and engineering // Physical Review. – 1991. – A44. – pp. 3960-3984

7. Аверина Л. И., Бобрешов А. М., Шутов В. Д. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений. // Нелинейный мир. – 2013. – №10. – с.720-727.

8. Бобрешов А. М., Мещеряков И. И., Усков Г. К. Схема компенсации искажений формы сверхкоротких импульсов электромагнитного поля, излучаемых сверхширокополосной антенной. // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т.58. – № 4. –с. 330–336.9.

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ СПЕКТРАЛЬНЫХ МЕТОДОВ К ОПИСАНИЮ ИМПУЛЬСНЫХ АНТЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

А. М. Бобрешов, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков

В работе приведено моделирование импульсных характеристик рупорной антенны по семейству монохроматических диаграмм направленности. По результатам построены диаграммы направленности по энергии за период следования и по пиковому значению сигнала. Проведено экспериментальное измерение импульсных диаграмм. Представлено сравнение результатов симуляции и натурных измерений.

ON THE QUESTION OF APPLICATION OF SPECTRAL METHODS TO THE DESCRIPTION OF PULSED ANTENNA CHARACTERISTICS

A. M. Bobreshov, S. E. Neskorodov, G. K. Uskov

The simulation of impulse characteristics of a horn antenna according to a family of monochromatic radiation patterns is given. Based on the results, energy directivity diagrams for the repetition period and the peak signal value were constructed. Experimental measurement of pulse diagrams is carried out. A comparison of simulation results and field measurements is presented.

Введение

В последние годы расширяется использование сверхширокополосных сигналов, среди которых можно выделить класс сверхкоротких импульсов (СКИ). Потенциально высокие информационные возможности, совместно с характеристиками скрытности, по сравнению с узкополосными сигналами, позволяют применять их в устройствах радиолокации, связи, в различных сферах гражданской обороны и борьбы с терроризмом [1]. В связи с этим актуально рассмотрение задач по исследованию работы антенн при излучении таких сигналов. Так, одним из свойств импульсного излучения является зависимость формы излученного сигнала от направления излучения [2], для исследования которой на сегодняшний день наиболее распространенным является метод электродинамического моделирования, основанный на решении полной задачи электродинамики излучения антенных систем [3]. Такой подход является наиболее точным, однако ввиду сложности получения решения, в работах, как правило, рассматриваются лишь излучатели простой формы [2]. Применение спектральных методов, несмотря на отсутствие ограничений по применению, считается некорректным [3-7]. В тоже время, исторически такой метод применялся как при формировании сигналов, так и при анализе радиотрактов [8].

В данной работе проведено моделирование импульсных антенных характеристик с помощью узкополосных параметров, полученные результаты сравнены с натурными измерениями.

Расчет импульсных характеристик по монохроматическим параметрам

Пусть с генератора поступает импульс длительностью τ и периодом T. Будем считать известным семейство коэффициентов усиления (КУ) излучающей $F(w,\varphi,\gamma)$ и приемной $G(w)$ антенн, где w - частота φ – азимутальный угол, γ – угол места. КУ является наиболее всеобъемлющей характеристикой, так как он учитывает реальный КПД антенны [9]. Полагая малыми потери в изоляторах и заземлении, что является обычной практикой при расчетах УКВ-СВЧ антенн, считаем, что КПД антенны на

частоте фактически определяется согласованием антенны и фидера а также потерями в фидере. Будем считать фидер идеальным, тогда

$$F(w,\varphi,\gamma) = D(w,\varphi,\gamma)\frac{4 \cdot VSWR(w)}{\left(1 + VSWR(w)\right)^2},$$

Где *D(w,φ,γ)* – коэффициент направленного действия (КНД) антенны, а *VSWR(w)* – КСВН антенны на частоте w. Таким образом, коэффициент усиления полностью описывает не только характеристики излучения, но и характеристики согласования.

Расположим антенны в свободном пространстве таким образом, чтобы передающая антенна вращалась в плоскости приемной антенны вокруг точки закрепления, и назовем эту плоскость горизонтальной. Будем считать, что расстояние между антеннами равно *r*, причем сигнал проходя это расстояние испытывает задержку меньше чем период следования импульсов. Приемная и передающая антенны направлены друг на друга (φ=0), а расстояние r больше границы дальней зоны по критерию $Er = const$. Представим сигнал в виде разложения в ряд Фурье:

$$\mathbf{s(t)} = \sum_{\mathbf{i}} \hat{\mathbf{s}}_{\mathbf{i}}\, e^{\mathbf{j}w_i \mathbf{t}},$$

где $\hat{\mathbf{s}}_{\mathbf{i}} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{T}}\int_0^T \mathbf{s(t)} e^{-\mathbf{j}w_i \mathbf{t}}\mathbf{dt}$, $w_i = \frac{2\pi i}{T}$.

Тогда на приемной антенне

$$y(t) = \sum_i \frac{c\sqrt{F(w_i,\varphi,0)G(w_i)}}{2w_i r} e^{-j\left(\frac{w_i}{c}r + \theta_F(w_i,\varphi,\gamma) + \theta_G(w_i)\right)} \hat{s}_i e^{\mathbf{j}w_i \mathbf{t}}, \quad (1)$$

где $\theta_F(w_i, \varphi, \gamma)$ и $\theta_G(w_i)$ – набег фазы в передающей и приемной антеннах соответственно. Если набег фазы пропорционален частоте в выбранном диапазоне, то множитель будет соответствовать временному сдвигу сигнала и не окажет влияния на соотношения между составляющими в фазовом спектре. Если считать, что антенны удовлетворяют этому условию, то сигнал, принятый с направления (φ, 0) можно записать в следующем виде:

$$y(t) = \sum_i \frac{c\sqrt{F(w_i,\varphi,0)G(w_i)}}{2w_i r} \hat{s}_i e^{\mathbf{j}w_i(\mathbf{t}-\tau)}, \quad (2)$$

где $\tau = \frac{w_i}{c}r + \frac{\theta_F(w_i,\varphi,\gamma)}{w_i} + \frac{\theta_G(w_i)}{w_i}$. Из этого выражения можно построить диаграммы по пиковому значению. Далее найдем энергию, принятую с направления (φ, 0) за период *T* следования импульсов как:

$$E(\varphi,\gamma) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y^2(t)dt$$

Энергетический коэффициент усиления (ЭКУ) в направлении φ и может быть найден по формуле:

$$H(\varphi,\gamma) = \frac{E(\varphi,\gamma)}{\frac{1}{4\pi}\int_0^{4\pi} E(\varphi,\gamma_1)d\Omega}, \quad (3)$$

где $d\Omega = d\varphi d\gamma_1$ – элементарный стереоугол, а $E(\varphi,\gamma)$ определяется выражением (2). Таким образом, ИЭДН антенны в импульсном режиме определяется семейством узкополосных ДН, а также количеством составляющих в спектре, то есть длительностью и частотой повторения импульсов. В случае наличия только одной составляющей, выражение (2) принимает известный вид для монохроматических сигналов. Анализируя (3), очевидно, что в *H(φ,0)* входит параметр $G(w_i)$ приемной

антенны, поэтому для измерений ИЭДН следует воспользоваться частотно-независимой антенной.

Методика эксперимента

Для расчета импульсных характеристик по приведенной методике требуется знать семейство коэффициентов усиления антенн, как приемной, так и передающей. Были проведены измерения коэффициентов усиления антенн АШП-1, производства АО «НОВО» и антенна П6-48, производимая АО «Специальное конструкторское бюро радиоизмерительной аппаратуры» в диапазоне 300-900 МГц. КСВ данных антенн в полосе импульса не превышал 2. Измерения проводились методом поднятого полигона (вышки) [10]. Полученные результаты на эталонных частотах имели ошибку до 5^{o} (3-6%) по ширине нормированной диаграммы направленности относительно паспортных данных. Помимо амплитудного значения принятого сигнала снимался также и набег фазы на радиотрассе. Погрешность измерений составила 8 %. Проведение измерения импульсных характеристик было выполнено также по методу вышки. В качестве импульсного сигнала использовался биполярный гауссов импульс длительностью τ=2,5 нс и амплитудой 45 В.

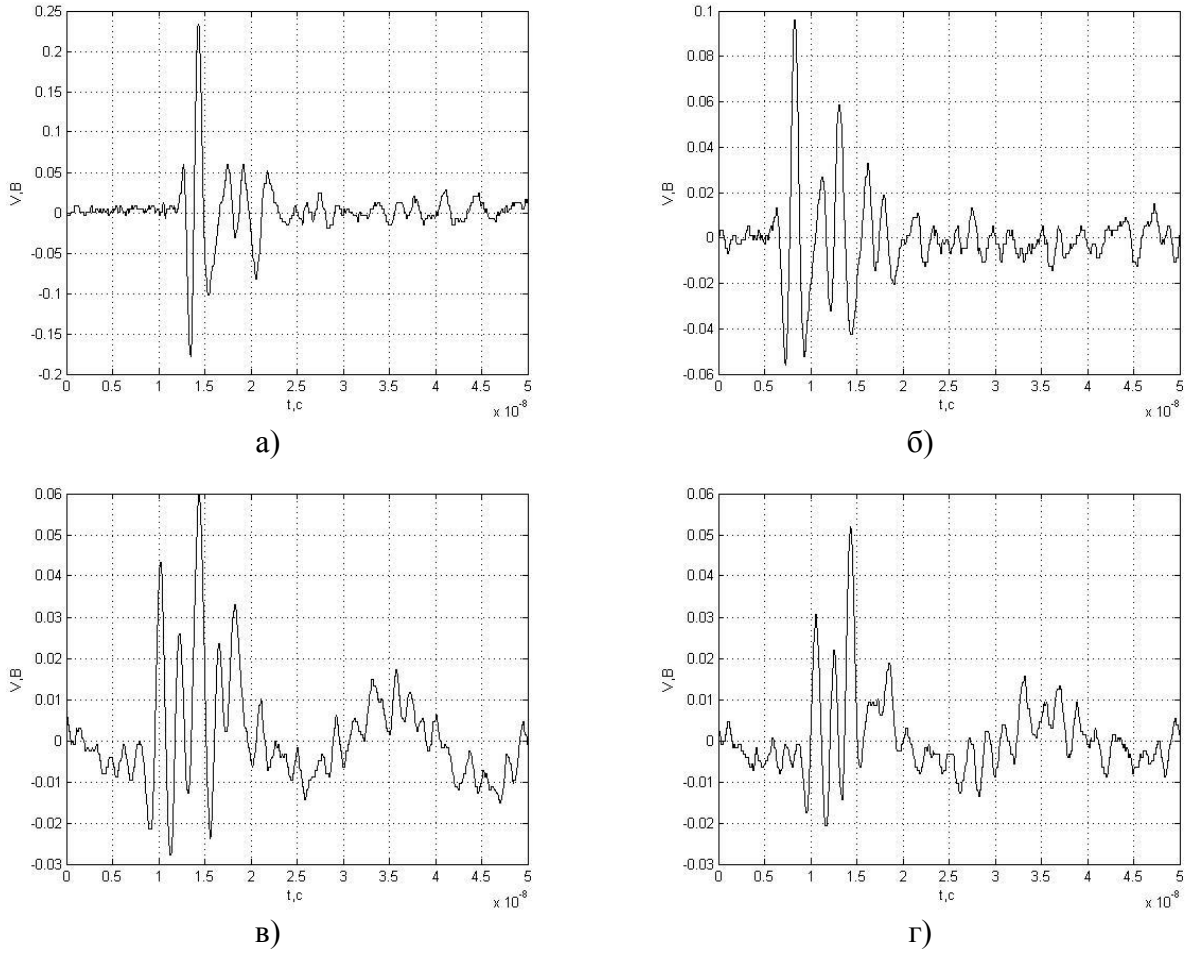


Рис. 1 Временная форма сигналов в различных направлениях: а) на оси φ=0o; б) φ=35o; в) φ=50o; г) φ=60o

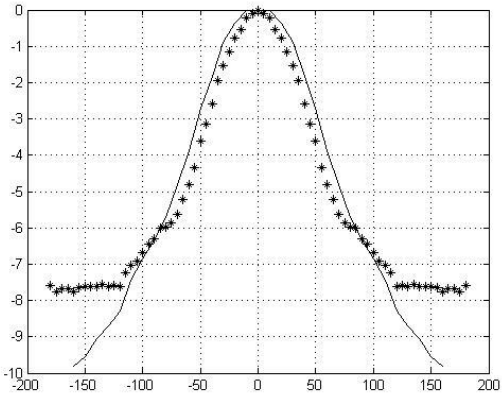


Рис.2 Нормированная диаграмма направленности по пиковому значению.

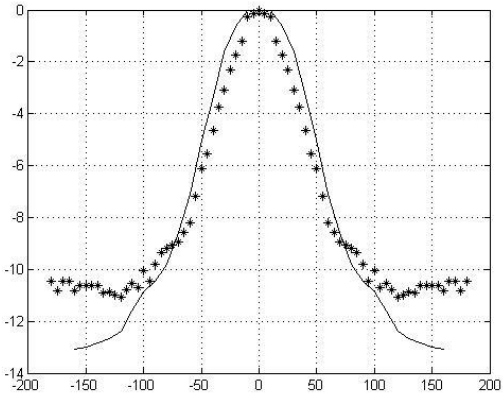


Рис.3 Нормированная диаграмма направленности по энергии.

Такому сигналу соответствует частотный диапазон 300-900 МГц по уровню спектральных компонент -10 дБ относительно максимума. Передаваемый импульс был сформирован генератором, описанным в работе [11, 12], а в качестве приемника использовался осциллограф Rohde & Schwarz RTO 1022. Частота следования импульсов составляла 5 МГц. Соединение антенн с аппаратурой выполнено измерительными кабелями длиной 0.5 и 8 м с полосой пропускания 0-18 ГГц и затуханием 2 дБ/100 м.

Высота поднятия антенн на диэлектрических мачтовых устройствах составила 8 м. Данная высота не менее чем трехкратно превышает первую зону Френеля для сигнала, распространяющегося по кратчайшей траектории в радиоканале. Расстояние между антеннами выбрано из критерия $E_{\text{п}} r = const$, где $E_{\text{п}}$ – пиковое значение сигнала на приемной антенне, и составило 11 м. Передающей выбрана антенна П6-48, мачта обеспечивает вращение рупора вокруг фазового центра в горизонтальной плоскости на 360°. Вращение антенны осуществлялось с шагом в 5°. Погрешность измерений

Сравнение результатов

Примеры регистрируемых сигналов на приемной антенне для различных направлений изображены на рис. 1 а-г. Принятые сигналы искажены относительно сгенерированного, что обуславливается различным КУ для каждой спектральной составляющей как в амплитудном спектре, так и в фазовом. Влияние иных факторов пренебрежительно мало благодаря использованию высокоэффективной аппаратуры.

Измеренная и расчетные диаграммы в горизонтальной плоскости изображены на рис. 2 (по пиковому) и 3 (ЭКУ). Ошибка в определении ширины главного лепестка через сумму гармоник составляет: для диаграммы по пиковому значению 25° (32 %), по энергии – 20° (33 %). В обоих случаях измеренная диаграмма уже рассчитанной. Ошибка в определении максимума оказалась менее существенной: 1 дБ (15 %).

Проведенное сравнение показывает, что применение метода суперпозиции сопряжено с существенной ошибкой по сравнению с экспериментальными данными.

Заключение

В настоящей работе проведен расчет импульсных диаграмм направленности антенн методом суперпозиции монохроматических волн. Несмотря на исторический опыт применения данного метода для оценки излучающих характеристик антенн в импульсном режиме, экспериментальные результаты показали существенную ошибку в таком подходе.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и гранта РФФИ №16-42-360381р_а.

Литература

1. Белкин В. С., Шульженко Г. И. Формирователи мощных наносекундных и пикосекундных импульсов на полупроводниковой элементной базе. Новосибирск: Институт ядерной физики, 1991. 36 с.

2. Бахрах Л. Д., Литвинов О. С., Морозов Н. Я. // Антенны. 2006 Т. 110, № 7. С. 85-91.

3. Иммореев И. Я. Синявин А. Н. // Антенны. 2001. Т. 47, № 1. С. 8-16.

4. Содин Л. Г. // РТиЭ. 1991. № 5. С. 1014-1022.

5. Беличенко В. П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В. П. Беличенко, Ю. И. Буянов, В. И. Кошелев.; Под. ред. В. И. Кошелева // Новосибирск: Наука, 2015. 481 с.

6. Хармут Х. Ф. Теория Секвентного анализа. Основы и применения. – М.: Мир, 1980. 576 с.

7. Астанин Л. Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев // М.: Радио и связь, 1989. 192 с.

8. Финкельштейн М. И. Радиолокация слоистых земных покровов / М. И. Финкельштейн, В. Л. Мендельсон, В. А. Кутев; Под ред. М. И. Финкельштейна // М.: Советское радио, 1977. 176 с.

9. Наденко С. И. Антенны // М.: Связьиздат, 1959. 554 с.

10. Цейтлин Н.М. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л. Н. Захарьев, А. А. Леманский, В. И. Турчин и др.; Под ред. Н. М. Цейтлина // М.: Радио и связь, 1985. 368 с.

11. Бобрешов А.М., Китаев Ю. И., Усков Г. К., Степкин В. А. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т.14, №3. С. 103-108

12. Бобрешов А. М. Нескородов С. Е. Усков Г. К. // Радиолокация, навигация, связь: XX Международная научно-техническая конференция, 15-17 апр. 2014 г., г. Воронеж. Т.3. С. 1877-1882

Сведения об авторах

А.М. Бобрешов - доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники, декан физического факультета ВГУ. Область научных интересов: нелинейные явления во входных твердотельных приборах; автоматизированные измерительные системы научных исследований; хаотические системы связи.

E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

С.Е. Нескородов – аспирант кафедры электроники физического факультета ВГУ. Область научных интересов: излучение сверхкоротких импульсов, сверхширокополосные системы связи и локации.

E-mail: neskorodov93@mail.ru

Г.К. Усков - доктор физико-математических наук, доцент кафедры электроники ВГУ. Область научных интересов: нелинейные явления в усилительных каскадах, генерация сверхкоротких импульсов, сверхширокополосные системы связи и радиолокации, антенны и антенные решетки для сверхширокополосных систем связи.

E-mail: uskov@phys.vsu.ru

СИНТЕЗ НЕОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ

А.М. Бобрешов, П.А. Кретов, Н.С. Сбитнев, Г.К. Усков

В работе рассматривается способ формирования диэлектрической структуры для антенны Вивальди с целью улучшения ее свойств направленности и характеристик согласования. Идея метода состоит в выравнивании волнового фронта антенны путем вариации диэлектрической проницаемости в зависимости от направления распространения волны. Путем численного моделирования рассчитаны основные характеристики антенны.

SYNTHESIS OF THE STRUCTURE WITH VARYING DIELECTRIC PERMITTIVITY TO IMPROVE THE PERFORMANCE OF THE VIVALDI ANTENNA

A.M. Bobreshov, G.K. Uskov, P.A. Kretov, N.S. Sbitnev

A method of forming a dielectric structure for Vivaldi antenna in order to improve its characteristics of directivity and concordance is considered. The idea of the method consists in the alignment of wavefront of the antenna by varying the dielectric constant depending on the direction of wave propagation. Further, the main characteristics of the antenna are obtained by numerical simulation.

Введение

Антенна Вивальди, как одна из составляющих современных сверхширокополосных радиосистем, находит все большее применение за счет высоких характеристик согласования и направленности. Существуют различные методы улучшения вышеназванных свойств антенны, как например изменение формы расширяющейся щелевой линии [1], создание антенн с двусторонней металлизацией [2] и др. Предлагаемый в настоящей работе метод подразумевает создание и последующее расположение на антенне неоднородной структуры с распределенной диэлектрической проницаемостью для выравнивания волнового фронта.

Описываемый метод имеет некую схожесть с идеей, описанной в работе [3], где был проведен синтез диэлектрической структуры для ТЕМ–рупора. Положительные результаты, полученные в вышеуказанной статье, позволили сделать предположение о применимости данного метода с некоторыми изменениями и для антенны Вивальди.

В работе исследуются основные характеристики антенны с диэлектрической структурой и без нее при излучении гауссова импульса. Для обоих антенн проводится расчет диаграмм направленности (ДН), коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН), а также коэффициента направленного действия (КНД) в главном направлении. Все характеристики рассчитываются с помощью метода конечных разностей во временной области (*Finite Difference Time Domain*, FDTD) [4].

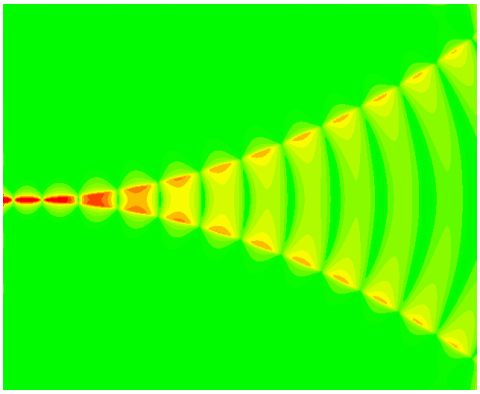


Рис. 1. Амплитуда поля антенны Вивальди с учетом фазы на частоте 7 ГГц.

Процедура выравнивания волнового фронта

Фронт волны, излучаемой антенной Вивальди, имеет квазисферическую форму. На рис. 1 изображена амплитуда электромагнитного поля с учетом фазы и хорошо видно, что проекция волнового фронта на плоскость, в которой лежит антенна, представляет собой с довольно высокой долей точности дугу окружности. Поэтому очевидной выглядит идея выравнивания этого фронта (хотя бы в одной плоскости) для улучшения характеристик направленности исследуемой антенны. Одним из возможных вариантов осуществления этого является использование диэлектрической структуры диэлектрическая проницаемость ε которой зависит от направления распространения волны. Естественно, ε должна быть максимальна в центре антенны (для того, чтобы «затормозить» там волну) и минимальна по краям, но не может быть меньше единицы, так как это физически неосуществимо. Из этих соображений и может быть выведен закон распределения диэлектрической проницаемости предлагаемой структуры:

$$l / v(l) = l_0 / v(l_0), \tag{1}$$

$$\frac{l\sqrt{\varepsilon(l)}}{c} = \frac{l_0\sqrt{\varepsilon(l_0)}}{c}, \tag{2}$$

где l и l_0 – расстояния, проходимые волной по краям антенны и в ее центре соответственно, а v – скорость распространения волны в зависимости от направления.

$$\varepsilon(l) = \varepsilon(l_0)\frac{l_0^2}{l^2} \tag{3}$$

Здесь $\varepsilon(l_0)$ – максимальная диэлектрическая проницаемость, которую необходимо обеспечить. Она определяется из условия равенства единице ε на краю, то есть на начале области металлизации

Следует заранее сказать, что для антенны с криволинейным профилем, каковой и является антенна Вивальди, невозможно полноценно обеспечить такое распределение. Поэтому профиль антенны аппроксимируется линейными участками, и для каждого такого участка рассчитываются диэлектрические проницаемости. Следующий участок формируется с учетом того, что на выходе предыдущего сформирован плоский волновой фронт.

Синтез диэлектрической структуры.

Для проверки предложенной идеи была выбрана антенна Вивальди (рис. 2), описанная в работе [3]. Она представляет собой антенну с двусторонней металлизацией с экспоненциальным раскрывом.

Геометрические размеры были выбраны следующие: длина антенны L = 220 мм, ширина W_L = 150 мм, перехлест слоев металлизации b = 1 мм.

Как было сказано выше, для синтеза диэлектрической структуры необходимо аппроксимировать гладкую расширяющуюся щель линейными отрезками. Вся длина антенны была разбита на 10 равных промежутков, на каждом из которых экспоненциальная зависимость была заменена на линейную. Далее на каждом таком участке с обоих его сторон расстояние между слоями металлизации делилось на 100 равных отрезков. В каждой из получившихся трапеций подсчитывалась диэлектрическая прони-

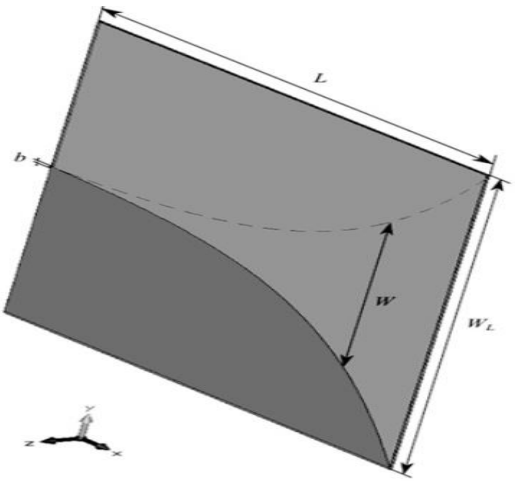


Рис. 2. Аннтенна Вивальди, использованная в работе.

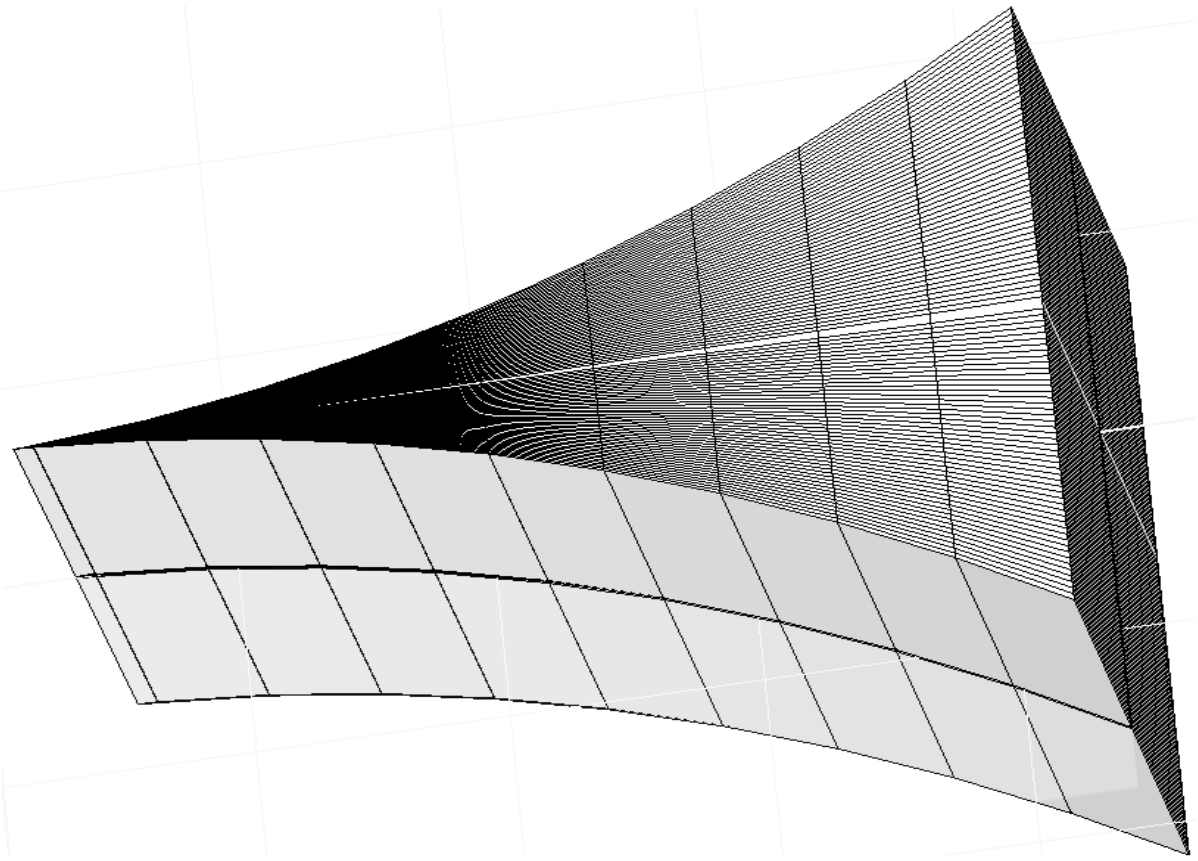


Рис. 3. Диэлектрическая структура для антенны Вивальди.

цаемость по формуле (3). После этого трапеции были превращены в объемные трапецеидальные параллелепипеды с высотой 60 мм, которые заполнялись материалом с заранее подсчитанной ε. Подобная процедура была выполнена с обоих сторон антенны, и получившаяся структура представлена на рис. 3.

Видно, что первый участок линейной аппроксимации имеет значительно меньшие геометрические размеры по сравнению с остальными. Это вызвано тем, что на нем построение предлагаемой структуры было начато с точки, где заканчивался перехлест слоев металлизации, то есть там, где проекция расстояния между их кромками равно 0.

Следует также сказать и о выбранной высоте трапецеидальных параллелепипедов. Были произведены расчеты для различных высот, которые позволили выяснить, что увеличение высоты дает больший прирост коэффициента усиления в главном направлении. Данное значение было выбрано в качестве некоторого компромисса между улучшением характеристик антенны и увеличением ее габаритов.

Численное моделирование.

После формирования вышеописанной структуры было произведено ее электродинамическое моделирование. На вход обеих антенн (с заполнением и без) подавался сверхширокополосный гауссовский импульс и моделировалось его излучение. По результатам моделирования отыскивались коэффициент стоячей волны

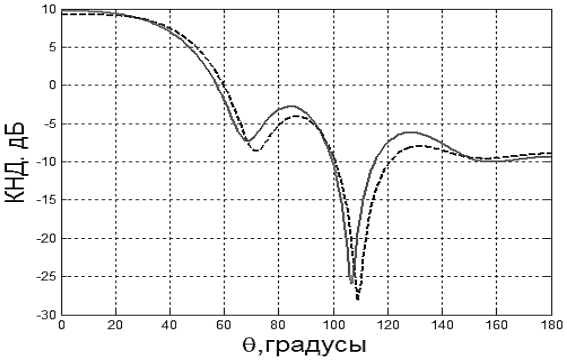


Рис. 4. Диаграммы направленности антенн с линзой (сплошная линия) и без линзы (пунктир) на частоте f=2 ГГц.

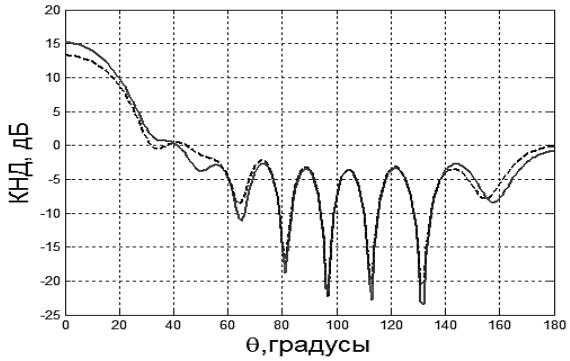


Рис. 5. ДН на частоте f=5 ГГц.

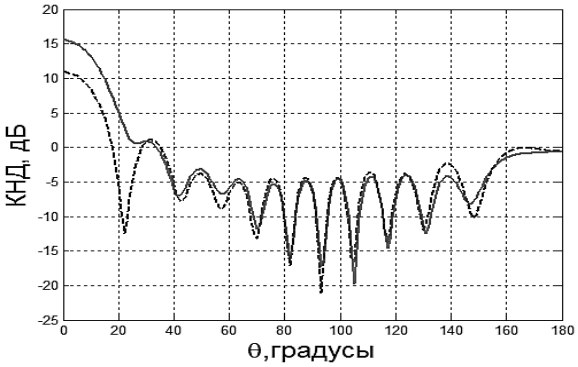


Рис. 6. ДН на частоте f=7 ГГц.

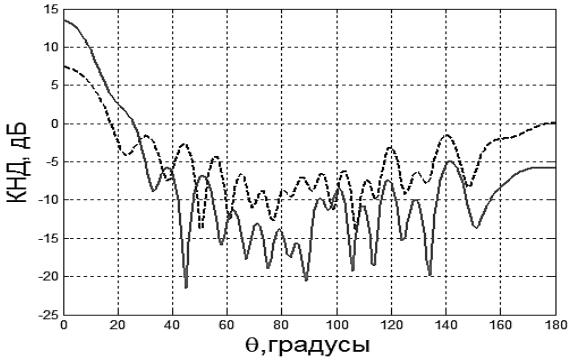


Рис. 7. ДН на частоте f=10 ГГц.

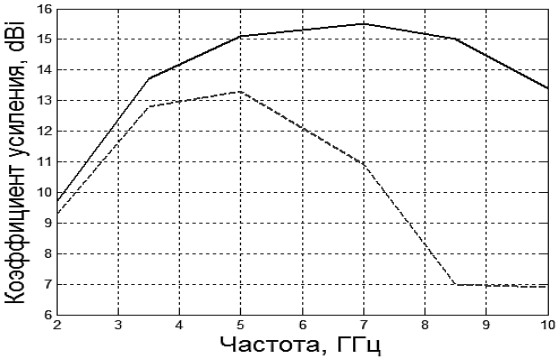


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента усиления в главном направлении.

по напряжению (КСВН) и диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости на следующем наборе частот: f = 2, 5, 7, и 10 ГГц. Расчёт диаграмм направленности выполнялся при помощи преобразования ближнего поля в дальнее посредством интеграла Кирхгофа.

Диаграммы направленности представлены на рис. 4-7, где пунктирной линией показаны зависимости для антенны без линзы, а сплошной с линзой.

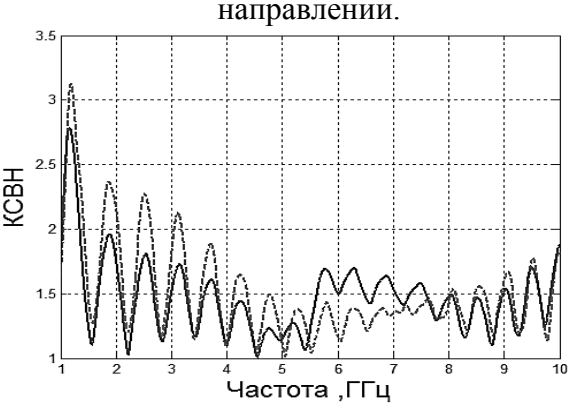


Рис. 9. Коэффициент стоячей волны по напряжению.

При сравнении графиков видно, что у антенны с диэлектрической структурой наблюдается значительное улучшение направленных свойств, по сравнению с антенной без заполнения: на всех частотах она обнаруживает более высокий коэффициент усиления в главном направлении. Для большей наглядности на отдельном графике представлена зависимость коэффициента усиления от частоты (рис. 8). Добавление диэлектрической структуры привело к увеличению коэффициента усиления на 8 дБ на частоте 8,5 ГГц.

Дополнительно была определена частотная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению (рис. 9), которая также улучшилась. Так, нижняя граничная частота по уровню КСВН = 2,5 уменьшилась на 100 МГц, и, кроме того, практически на

всем исследуемом диапазоне частот КСВН антенны с линзой существенно меньше антенны без линзы.

Для того, чтобы наглядно продемонстрировать корректность предположения о выравнивании волнового фронта, на рис. 10 представлена амплитуда поля с учетом фазы для антенны с линзой. Хорошо видно, что по сравнению с рис. 1,волновой фронт стал значительно менее искривленным. Превратить его в полностью плоский не получилось из-за того, что закон распределения диэлектрической проницаемости был выведен из условия его сферичности, что, строго говоря, является серьезным упрощением.

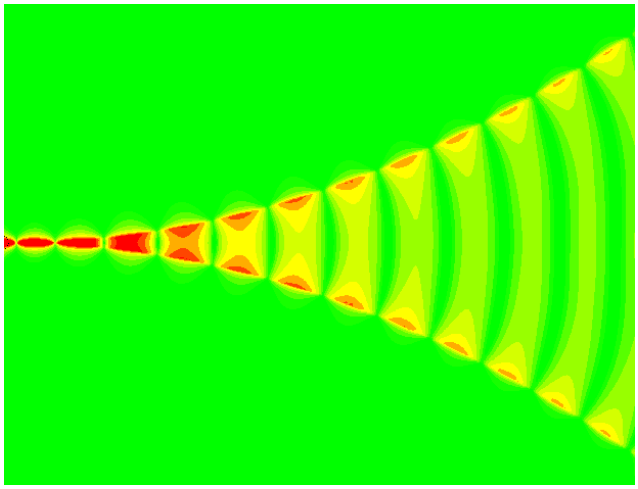


Рис. 10. Амплитуда поля с учетом фазы на антенне Вивальди с диэлектрической структурой.

Заключение

В данной работе была предпринята попытка исследовать зависимость улучшения характеристик антенны Вивальди от размещения на ней диэлектрической структуры с переменной ε. Было установлено, что использование диэлектрических линзовых структур существенно улучшает характеристики исследованной антенны в широком диапазоне частот, что выразилось в увеличении коэффициента направленного действия и понижении коэффициента стоячей волны.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-7902.2016.9) и гранта РФФИ №16-07-01238а.

Литература

1. Jian Bai, Shouyuan Shi, Dennis W. Prather Modified Compact Antipodal Vivaldi Antenna for 4–50-GHz UWB Application, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 59, no. 4, april 2011.

2. Бобрешов А. М., Мещеряков И. И., Усков Г. К. Моделирование генератора сверхкоротких импульсов совместно с антенной Вивальди, Вестник ВГУ, серия: системный анализ и информационные технологии, 2014, № 3.

3. Бобрешов А.М.,Кретов П.А., Лысенко Н.А., Усков Г.К. Исследование направленных свойств ТЕМ-рупорной антенны с заполннением пространства раскрыва неоднородным диэлектриком в приближении геометрической оптики, III Всероссийская микроволновая конференция, Москва, 2015 г.

4. Бобрешов А. М., Кретов П.А., Мещеряков И.И., Усков П.А. Программа электродинамического моделирования RFDTD-3D: свидетельство 2012660468/ Воронежский государственный университет, — 2013. (№2012618063; заявл. 26.09.2012; опубл. 21.11.2012).

АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ПОКРЫТИЕМ

В.В. Харченко, В.В. Бурдюг

В работе предлагается использование антенной решетки с интеллектуальным покрытием в качестве антенной системы радиолокационного комплекса. Покрытие применяется для управления характеристиками и параметрами антенны. Приведен анализ влияния параметров покрытия на направленные свойства цилиндрической антенной решетки щелевых излучателей.

THE ANTENNA SYSTEM WITH THE SMART COVER

V.V. Kharchenko, V.V. Burdyug

This paper proposes the use of antenna array with smart cover as the antenna system of the radar complex. The coating is used to control the characteristics and parameters of the antenna. The analysis of the impact of the coverage parameters in the directional properties of a cylindrical antenna array of slotted radiators.

К современным радиолокационным комплексам (РЛК) предъявляется ряд общих и специфических требований [1]. Учитывая то, что в настоящее время помеховая обстановка в районе применения указанных комплексов становится все более сложная, актуальной становится задача по совершенствованию их отдельных элементов в целях повышения эффективности применения последних.

Снижение эффективности комплекса при наличии преднамеренных и непреднамеренных помех обусловлено тем, что резко ухудшается качество функционирования радиолокационных средств, возникают ошибки при первичной обработке радиолокационной информации и анализе обстановки системой управления РЛК, заключающиеся в необнаружении целей с низкой мощностью отраженного сигнала на фоне более «блестящих точек». Воздействие помех на приемные устройства информационно-измерительной системы, входящей в состав радиолокационного комплекса, затрудняет или исключает возможность выделения сигналов, отраженных от целей, и, следовательно, делает невозможным обнаружение целей с помощью радиоэлектронных средств комплекса, снижает дальность действия указанных средств и их точность измерений. Возможность реализации в РЛК заданных требований по обеспечению необходимых уровня живучести, помехоустойчивости и рабочего сектора во многом определяется характеристиками антенн, используемых в информационно-измерительных системах, входящих в состав РЛК.

Используемые в настоящее время в РЛК антенные системы осуществляют обзор пространства с применением механического сканирования. В то же время, при размещении излучающих элементов на неплоских конструкциях, механическое сканирование можно заменить на электрическое. Поведенный анализ [2, 3] показал, что наиболее полно совокупности требований по обеспечению заданного сектора сканирования, возможности быстрого углового перемещения главного максимума диаграммы направленности (ДН), независимости характеристик излучения от направления сканирования удовлетворяет цилиндрическая антенная решетка (ЦАР). При этом, для снижения уровня бокового и заднего излучения в таких антеннах может быть использовано спадающее амплитудно-фазовое распределение в излучающем раскрыве АР [1, 3].

Однако другим способом снижения уровня бокового и заднего излучения может являться использование интеллектуальных покрытий, которые позволяют не только управлять характеристиками излучения и согласования таких антенн, но и защитить излучающий раскрыв от механических повреждений и негативного влияния окружающей среды [2, 3].

Рассмотрим цилиндрическую антенную решетку с интеллектуальным покрытием, показанную на рисунке 1. Решетка представляет собой набор колец, на боковых стенках которых, параллельно образующей цилиндра размещены щелевые излучатели. Покрытие, представляющее собой в общем случае магнитодиэлектрический материал, позволяет управлять параметрами и характеристиками антенной системы за счет изменения электрофизических свойств самого покрытия.

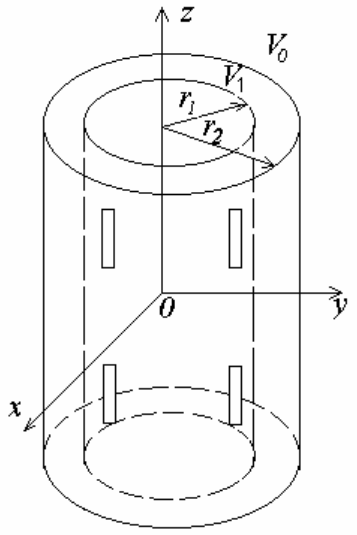


Рисунок 1 – Цилиндрическая антенная решетка щелевых излучателей с интеллектуальным покрытием

Внутренний радиус магнитодиэлектрического покрытия совпадает с радиусом цилиндра r_1, а внешний радиус магнитодиэлектрика равен r_2. Относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости магнитодиэлектрика имеют соответственно значения ε и μ. На поверхности цилиндра располагается система магнитных излучателей, ориентированных параллельно образующей цилиндра, ко входам которых подключены ЭДС. В качестве излучателей выбраны щели, так как их использование не будет накладывать дополнительные ограничения на толщину покрытия. Области, обозначенные на рисунке V_1 и V_0, представляют собой слой магнитодиэлектрического покрытия и область свободного пространства соответственно.

Решение задачи о возбуждении идеально проводящего цилиндра с покрытием магнитным излучателем подробно рассмотрено в [3-5]. Воспользуемся результатами указанных работ для анализа влияния параметров покрытия (ε и μ) на характеристики рассматриваемой антенной системы.

На рисунках 2, 3 представлены нормированные диаграммы направленности цилиндрических антенных решеток щелевых излучателей, состоящих из двенадцати колец, по двадцать пять излучателей в каждом, размещенных в кольце с шагом 0.6λ и шагом между кольцами 0.6λ.

Сплошными кривыми изображены диаграммы направленности цилиндрической АР без покрытия со спадающим амплитудно-фазовым распределением в раскрыве антенны, а штриховыми линиями – диаграммы направленности цилиндрических антенных решеток с магнитодиэлектрическим покрытием с различными параметрами при равномерном амплитудно-фазовом распределении.

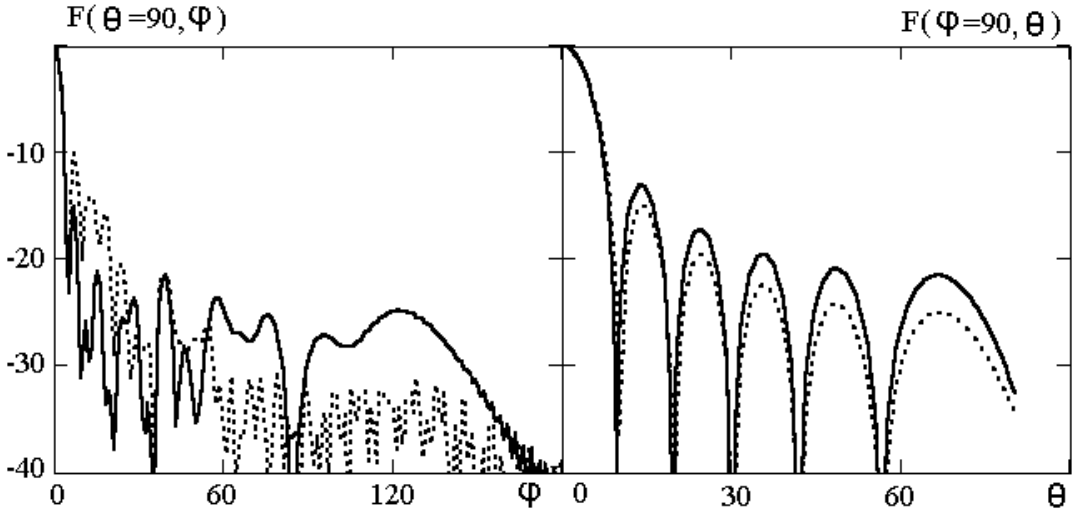


Рисунок 1 - Диаграммы направленности антенн с параметрами покрытия $\varepsilon = 1.2$, $\mu = 1{,}95$

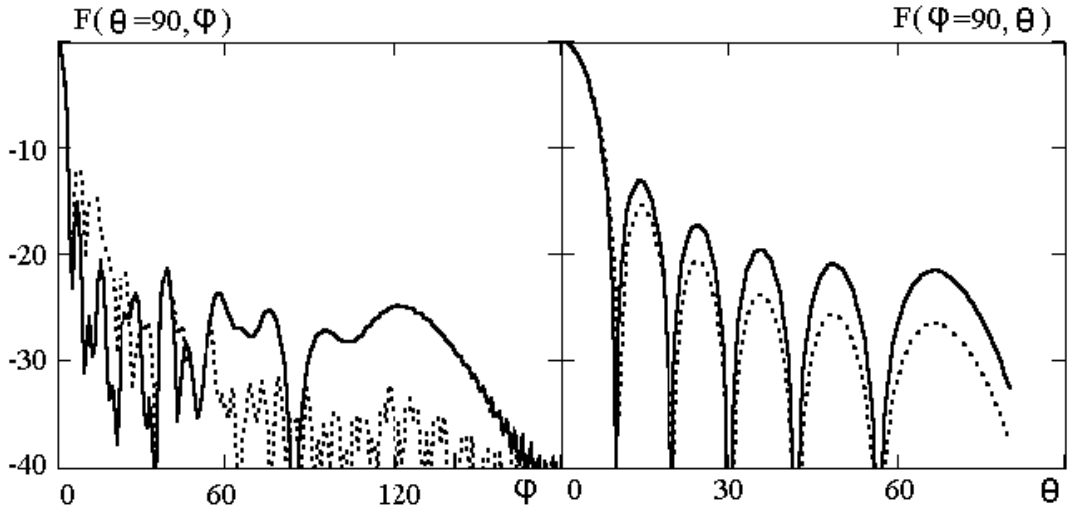


Рисунок 2 - Диаграммы направленности антенн с параметрами покрытия $\varepsilon = 2{,}3$, $\mu = 1{,}32$

Из рисунков видно, что использование магнитодиэлектрического покрытия с определенными параметрами позволяет значительно изменять характеристики излучения ЦАР. При этом указанные изменения характеристик излучения возможны как в лучшую, так и в худшую стороны.

Проведенный анализ показывает, что при использовании магнитодиэлектрических покрытий в ЦАР щелевых излучателей при определенных

параметрах данных покрытий, можно добиться снижения уровня бокового и заднего излучения таких антенн в диапазоне углов 30…180 градусов в азимутальной плоскости, и в диапазоне углов 0…90 градусов в угломестной плоскости по отношению к аналогичным цилиндрическим антенным решеткам без покрытия.

Для оценки эффективности применения интеллектуальных покрытий необходимо ввести показатель, который связывал бы основные параметры радиолокационной станции (РЛС) и помехозащищенность антенных систем данной РЛС.

Эффективность РЛК связана с точностью определения координат цели. Таким промежуточным показателем может служить энергетическое отношение сигнал/(помеха+шум):

$$q^2 = \frac{2E_c}{N_n}, \tag{1}$$

где E_c - энергия принимаемого сигнала, N_n - спектральная плотность мощности шумов и помех [5, 6].

Выбор такого показателя физически оправдан, т.к. отношение сигнал/(помеха+шум) зависит от всех основных параметров РЛК обнаружения целей, в первую очередь от помехозащищенности используемых антенн, внешней среды и целей. С другой стороны от ОСПШ непосредственно зависят точностные характеристики РЛС.

Так среднеквадратическое значение потенциальной погрешности измерения задержки немодулированного по частоте радиоимпульса $v(t) = \exp\left(-\frac{\pi t^2}{\tau_c^2}\right)$ равно [6]:

$$\sigma_\tau = \frac{\tau_c}{q\sqrt{\pi}}, \tag{2}$$

где τ_c - длительность импульса.

Соответственно среднеквадратическое значение потенциальной погрешности измерения расстояния до цели составляет:

$$\sigma_{\ell R} = \frac{c\tau_c}{q\sqrt{\pi}}, \tag{3}$$

где *c* – скорость распространения электромагнитных волн.

Среднеквадратическое значение потенциальной точности измерения угловых координат имеет вид [6]:

$$\sigma_{\ell\theta} = \frac{1}{q\ell^{\theta}_{эф}}, \tag{4}$$

$$\sigma_{\ell\varphi} = \frac{1}{q\ell^{\varphi}_{эф}}, \tag{5}$$

где $\ell^{\theta}_{эф}$, $\ell^{\varphi}_{эф}$ - эффективный размер антенного раскрыва.

Таким образом, энергетическое отношение сигнал-помеха является таким обобщенным параметром, который может быть использован при проектировании РЛК, с повышением которого эффективность применяемых комплексов будет расти.

Из графиков, приведенных на рисунках 2 и 3 видно, что использование магнитодиэлектрического покрытия с определенными параметрами, позволяет снизить

уровень бокового излучения (УБИ) при неизменной ширине диаграммы направленности ЦАР в диапазоне углов 30…180 градусов, либо сузить ширину ДН при незначительном изменении УБИ, что в свою очередь позволяет повысить ОСПШ на выходе ЦАР с покрытием по отношению к ЦАР без магнитодиэлектрического покрытия в два раза. Следовательно, применение магнитодиэлектрического покрытия в соответствии с выражением (6) позволяет снизить значения ошибки определения координат цели в два раза:

$$\sigma_{\ell}^2 = \sigma_{\ell R}^2 + \left(\sigma_{\ell\theta}^2 + \sigma_{\ell\varphi}^2\right)R^2, \qquad (6)$$

где σ_{ℓ}^2 - точность определения координат цели; R, θ, φ - расстояние до цели и углы места и азимута, определяющие положение цели в системе координат, связанной с РЛС; $\sigma_{\ell R}^2$, $\sigma_{\ell\theta}^2$ и $\sigma_{\ell\varphi}^2$ - дисперсии ошибок измерения соответствующих координат.

Таким образом, результаты проведенного анализа показали, что применение в информационно-измерительных системах РЛК антенных решеток с интеллектуальными покрытиями (с определенными параметрами), позволяет повысить эффективность функционирования комплекса в целом, по сравнению со случаем использования антенных систем без покрытий.

Литература

1. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции. Монография. – М.: Радиотехника, 2015. – 416 с.

2. Василин Н. Я. Зенитные ракетные комплексы / Н. Я. Василин, А. Л. Гуринович – Мн.: ООО «Попурри», 2002. – 464с.: ил.

3. Вендик О. Г. Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию) / Под ред. Л.Д. Бахрака. – М.: Сайнс-Пресс, 2002, 233с. с ил.

4. Харченко В.В., Герасимов Н.И., Сухопаров П.Е. Анализ эффективности использования интеллектуальных покрытий в антеннах радиолокационных комплексов [Электронный ресурс] /. Современные проблемы науки и образования. Электронный научный журнал. ISSN 1817-6321. №6. 2012.

5. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Харченко В.В. Влияние параметров магнитодиэлектрического покрытия на излучение продольной щели на цилиндре // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2004, Т.7, №4, с. 34-39.

6. Лифанов Ю.С., Саблин В.Н., Федоринов Л.Н., Шапошников В.И. Направления развития современных радиолокационных средств и систем разведки наземных целей // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. №5. С. 3-14.

Сведения об авторах

Харченко Виктор Викторович 1978 г.р., Ростовский военный институт ракетных войск, 2000г. **Направление научных исследований:** применение интеллектуальных покрытий в антенной технике. **Год защиты диссертации:** 2005г. **Место работы:** Военный учебно-научный центр ВВС «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

E-mail: vahrostov@mail.ru

Бурдюг Владислав Владимирович 1996 г.р., курсант Военного учебно-научного центра ВВС «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

А.В. Карпов, О.М. Лепешкин, Н.А. Попов

В докладе рассматриваются актуальные вопросы объяснения явлений изменения мощностей падающих на «объект» и переотраженных от «объекта» сигналов, формулирования предложений по совершенствованию аппаратуры нелинейной радиолокации и отработке методов пеленгации.

The report discusses the current issues of explaining power changes phenomena of changing the power incident on the object, and the object of the multipath signals, the formulation of proposals for improving the nonlinear radar equipment and DF processing methods.

Нелинейная радиолокация, в отличие от линейной, представляет больше возможностей для распознавания объектов поиска скрытых электронных средств промышленного шпионажа. Это объясняется тем, что на основе анализа спектра отраженного сигнала, значительно отличающегося от спектра первичного сигнала, можно судить о характере обнаруженного объекта.

Существующие системы нелинейной радиолокации одночастотные, структура поля при их эксплуатации практически не исследовалась. Трудности практической реализации многочастотного режима обусловлены, прежде всего, необходимостью создания широкополосных СВЧ устройств: мощных импульсных генераторов, высоконаправленных антенн и чувствительных приемников. Выявляется картина явной многолучевости сигнала, затрудняющая пеленгацию, и объясняющая многочисленные проблемы, с ней связанные.

Поле отраженных гармоник, как и поле падающих гармоник, имеет квазипериодическую структуру. Оно также случайным образом меняется при перемещении оператора к «объекту», и, кроме того, зависит от уровня падающей на «объект» волны. Это совместное явление фиксируется «регистратором» оператора. Таким образом необходимо учитывать процессы падающей и отраженной на гармониках волн. Кроме того, незначительные перемещения «излучателя» в сторону «объекта» могут проводить к резким изменениям уровня поля на «объекте» и изменения уровней поля в каждом из направлений в значительной степени зависят от подстилающей поверхности.

Расчеты напряженности поля позволяют оценить пространственную напряженность поля, падающего на «объект» при его произвольном размещении на поверхности. Полученные оценки могут быть положены в основу объяснения явлений изменения мощности падающих на «объект» сигналов, явлений изменения мощности переотраженных от «объекта» сигналов, формулирования предложений по совершенствованию аппаратуры нелинейной радиолокации и отработке методов пеленгации.

Литература

1. Нарышкин Е.М. Волновая служба и антенные устройства / Нарышкин Е.М., Серков В.П. – М: Воениздат, 1982. – 288 с.
2. Электродинамика и распространение радиоволн / А.А. Кураев, Т.Л. Попкова, А.К. Синицын. – Мн: Бестпринт, 2004. – 357 с.

ЗАДАЧА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ОДОМЕТРИЧЕСКИМ ДАТЧИКОМ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНОГО ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА

С.В. Михайлов[1]
[1]АО «НПП «Рубин»

Задача определения основных параметров движения наземного транспортного средства является комплексной и требует разработки специальных алгоритмов и методов. Поэтому статья, посвящённая вопросам реализации комплексированных систем навигации на основе БИНС с дополнением информации от одометрического датчика для определения путевых и скоростных параметров движения наземного транспортного средства является несомненно актуальной. В настоящее время ведется активная разработка и совершенствование бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС). Привлекательность таких систем в том, что в них не требуется гиростабилизированная платформа (ГСП) – наиболее сложный, следовательно, дорогостоящий узел ИНС.

В работе в лаконичной и доступной форме изложены основные сведения для пояснения принципа работы БИНС и датчика пути. Показаны разновидности уравнений определения проекций скоростей и координат.

Предложен вариант алгоритма комплексирования БИНС и одометра с использованием фильтра Калмана. В качестве вектора-состояния системы выбран шестимерный вектор, в котором определены скоростные и путевые параметры движения. Алгоритм использует всю измерительную информацию, поступающую от блоков.

В целом материал статьи имеет определённое научное и практическое значение. Данный материал может быть полезен на начальном этапе разработки навигационных алгоритмов, а также инженерам технических специальностей.

Сведения об авторе

Михайлов Сергей Владимирович, 1991, Пензенский Государственный Университет, 2013,АО «НПП «Рубин», 440000, Пенза, ул. Байдукова, д. 2, тел.: 8 (8412) 20-89-38, e-mail:smikhaylov987@mail.ru.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МАТРИЧНОГО СПОСОБА ОЦЕНКИ АКТИВНОГО КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ СКАНИРУЮЩИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

М.И. Козлов, Г.В. Подшивалова

Рассмотрен способ оценки уровня отраженной волны для взаимодействующих антенных систем. Экспериментально доказана достаточная точность предложенного способа оценки учета взаимного влияния на примере эквидистантной кольцевой 4-х элементной антенной решетки.

EXPERIMENTAL IMPLEMENTATION OF METHOD FOR EVALUATION OF ACTIVE STANDING WAVE RATIO FOR LOW-ELEMENT SCANNING ARRAY

M.I. Kozlov, G.V. Podshivalova

The proposed method of assessing the level of the reflected wave for interaction antenna systems. Experimentally proved the sufficient accuracy of the proposed method of assessment of mutual influence on the example of equidistant circular 4-element antenna array.

Введение

Современное уровень развития радиотехники предполагает использование широкополосных фазированных антенных решеток (ФАР). Существующие усилители мощности и фазовращатели для передающих АФАР могут быть чувствительны к избыточному уровню отраженной энергии. В частности, происходит временное блокирование излучения в результате перегрузки тракта передающего канала или же полный выход из строя отдельных каналов изделия. Типовым решением данной проблемы является применение специальных устройств, позволяющих трансформировать паразитное обратное излучение в тепловую энергию. К основным недостатками таких устройств относят дополнительные потери (уменьшение КПД), повышенный тепловой режим работы изделия, а также частотная узкополость. По этим причинам возникает вопрос о контроле уровня отраженной волны (или коэффициента стоячей волны элемента) непосредственно во всех возможных режимах работы и, в частности, при различных углах сканирования. В данной работе рассмотрен один из способов определения взаимосвязи между уровнем отраженной энергии (активного КСВ) и фазовым распределением в каналах ФАР.

Хорошо известно [1], что сопротивление излучения и диаграмма направленности (ДН) каждого из излучающих элементов зависят от взаимного расположения излучателей в решетке. Любое изменение условий, в которых находится элемент, влечет за собой изменение его электродинамических характеристик. Для случая ФАР стоит заметить, что любой антенный элемент (АЭ) находится в суперпозиции полей, создаваемых остальными элементами решетки. При условии применения режимов электронного сканирования, результирующее поле меняется в зависимости от выставленных фазовых коррекций. Кроме того, при рассмотрении широкополосных и сверхширокополосных высокоэффективных ФАР возникает ситуация сверхплотного ($d < \lambda/2$) расположения элементов, что приводит, в свою очередь, к необходимости работы в условиях существенного роста взаимного влияния между элементами. Подробно процесс формирования сопротивления излучения антенного элемента в составе решетки рассмотрен в [2].

На рисунке 1 представлено взаимодействие элементов на примере 4-х элементной эквидистантной антенной решетки с межэлементным расстоянием d.

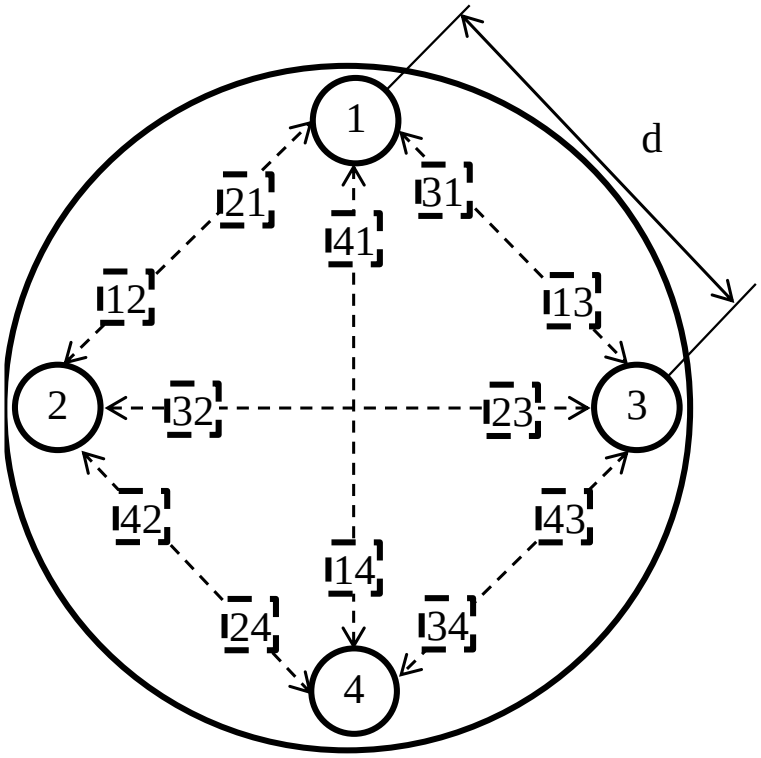


Рисунок 1 Схема взаимосвязей 4-х элементной кольцевой антенной решетки.

Взаимодействие элементов можно представить в виде матрицы рассеяния $S = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix}$, основным достоинством которой является возможность описания любого линейного пассивного СВЧ-устройства [3]. Получение элементов матрицы рассеяния можно свести к измерению параметров падающей и отражённой волн на входах устройства [4]. Опираясь на физический смысл матрицы рассеяния, определим значение активных S-параметров (т.е. параметров взаимодействующих элементов) как суперпозицию произведения коэффициентов матрицы S и комплексных амплитуд возбуждающих сигналов:

$$S_m^{active} = \sum_{i=1}^{N} S_{mi} * \frac{a_i}{a_m} \qquad m = 1,..,N \qquad (1)$$

где, S_{mi} – коэффициенты матрицы рассеяния,

a_i, a_m– комплексное значение возбуждающего сигнала i-го и m-го элемента соответственно.

Тогда матрица активных S параметров может быть представлена в виде диагональной матрицы, размерностью совпадающей с матрицей рассеяния:

$$S^{active} = \begin{bmatrix} S_1^{active} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & S_N^{active} \end{bmatrix} \qquad (2)$$

Электронное сканирование, в общем случае, подразумевает зависимость амплитудно-фазового распределения возбуждающих сигналов от угла сканирования. Предварительный анализ полученных активных S-параметров даёт возможность исключения нежелательных амплитудно-фазовых комбинаций сигналов в каналах ФАР по критерию избыточного уровня отражённой волны. Одним из основных показателей, характеризующих данную величину, является коэффициент стоячей волны (КСВ). Введём понятие "активного КСВ" из классического определения, как отношения уровня отраженной энергии к уровню излученной энергии при условии наличия наведенного поля от остальных элементов антенной решетки, что в терминах матрицы рассеяния может быть представлено следующей формулой:

$$\text{КСВ}_m^{active} = \frac{1+|S_m^{active}|}{1-|S_m^{active}|} \qquad m = 1,..,N \qquad (3)$$

Целью работы является экспериментальная проверка данных теоретических выкладок и доказательство возможности оценки активных КСВ для малоэлементных сканирующих ФАР до включения изделия в штатном режиме излучения (на стадии проектирования) с достаточной для последующей конструктивной реализации степенью точности.

Экспериментальная часть

В качестве исследуемого изделия авторами была выбрана кольцевая 4-х элементная эквидистантная антенная решетка. Пространственное расположение элементов соответствует рисунку 1. С целью исключения паразитного влияния переотраженных волн на качество эксперимента все измерения проводились в безэховой экранированной камере.

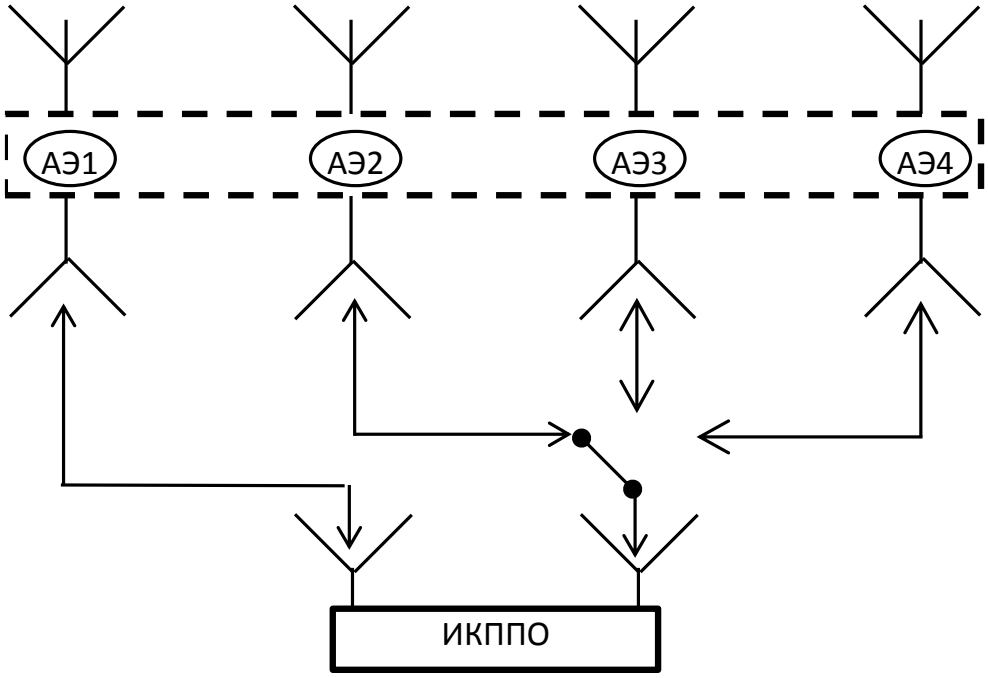


Рисунок 2 Схема измерения матрицы S-параметров

На первом этапе была измерена полная матрица рассеяния S данной решетки. На рисунке 2 представлена схема измерительной установки, основанной на измерителе комплексных коэффициентов передачи и отражении (ИККПО).

В силу того, что любая пассивная антенная система обладает принципом взаимности [5], количество измерений для N-элементной антенной решетки можно представить общей формулой:

$$\text{Количество измерений} = \frac{N * (N+1)}{2} \quad \text{, где } N - \text{кол-во элементов ФАР.}$$

Общий вид матрицы рассеяния для 4-х элементной решетки имеет вид (4):

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \tag{4}$$

С учетом симметрии расположения антенных элементов, результаты измерения представлены только для параметров $S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}$ (рисунок 3)

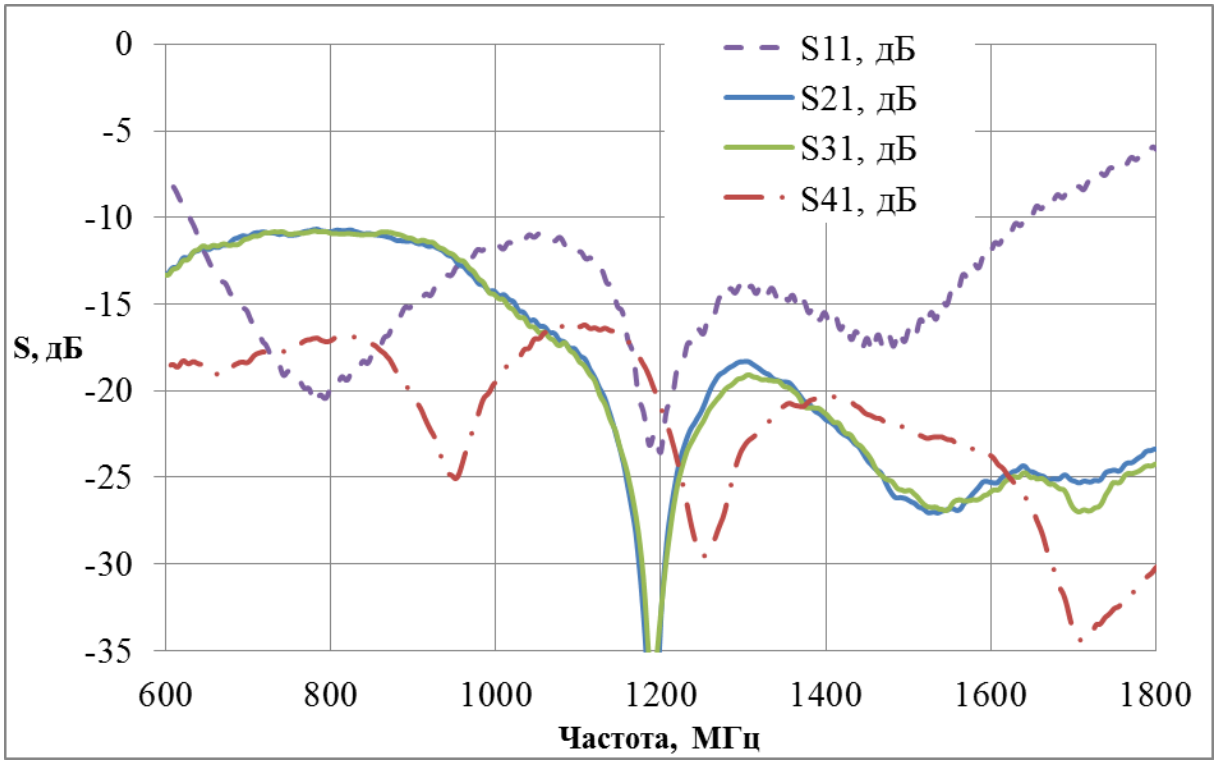


Рисунок 3 Результат измерения матрицы S-параметров

Как видно из графиков (см. рисунок 3) амплитуд коэффициентов передачи, полученных на основании матрицы рассеяния S, наибольшее взаимное влияние между элементами происходит на частотах 600-1100МГц.

Для определения пределов изменения активного КСВ при различных фазовых соотношениях каналов ФАР было проведено статистическое моделирование (10^6 реализаций) по добавлению случайных фазовых значений к комплексным коэффициентам матрицы рассеивания S. Значение случайной фазовой величины было распределено в диапазоне [-180^0 180^0] по нормальному закону с математическим ожиданием, равным нулю. Из анализа результатов эксперимента для каждой частоты была определена область, ограниченная сверху максимальным значением активного КСВ, а снизу, соответственно, минимальным его значением. На рисунке 4 графически полученная область отображена штриховкой. В силу симметрии кольцевой решетки

выбор элемента для испытания произволен. Хорошо прослеживается корреляция между графиками на рисунках 3 и 4, а именно, максимальная ширина разброса значений активного КСВ в области сильного взаимного влияния элементов (600-1100МГц) и область менее выраженного разброса в области частот выше 1100МГц, где антенная решетка электрически более разрежена. Для дальнейшего рассмотрения выберем частоту 900МГц. Очевидно, что все полученные ниже выкладки будут актуальными и для других частот.

По итогам моделирования можно сделать вывод, что превышение типичного критического уровня отраженной энергии (КСВ > 4), приводящее к выходу из строя оборудования ФАР, возможно более чем на трети частот рабочего диапазона. Отсюда вытекает необходимость определения и исключения нежелательных фазовых соотношений.

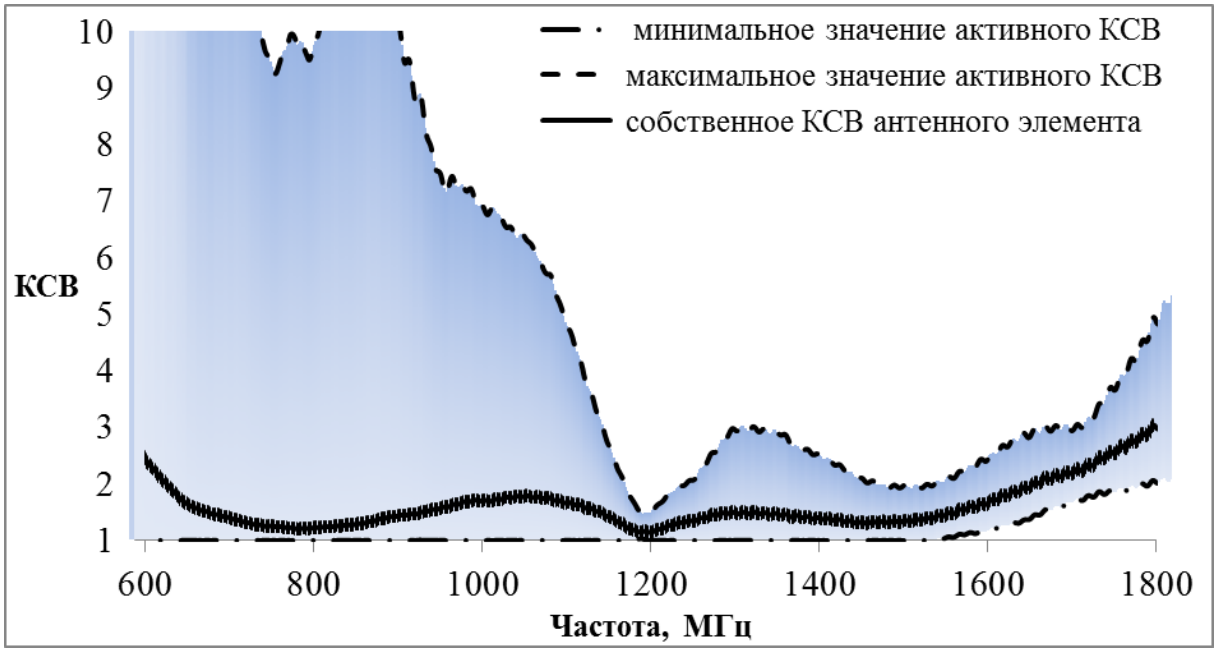


Рисунок 4 Частотная зависимость пределов изменения активного КСВ

Экспериментальная проверка с целью подтверждения полученных значений проводилось поэтапно. Как уже отмечалось выше, в силу симметрии кольцевой решётки выбор исследуемого антенного элемента может быть произвольным. Здесь и далее все результаты измерения активного КСВ проводились для АЭ1.

Первый эксперимент проведён для 2-х активных антенных элементов. Схема эксперимента представлена на рисунке 5. В качестве источников сигналов использовались 2 синхронизированных генератора (G1,G2) с возможностью выставления фазового сдвига, а в качестве измерительного прибора использовался КСВ-метр. Суть эксперимента заключалась в измерении зависимости показаний КСВ-метра от разности фаз возбуждающих сигналов между активными элементами.

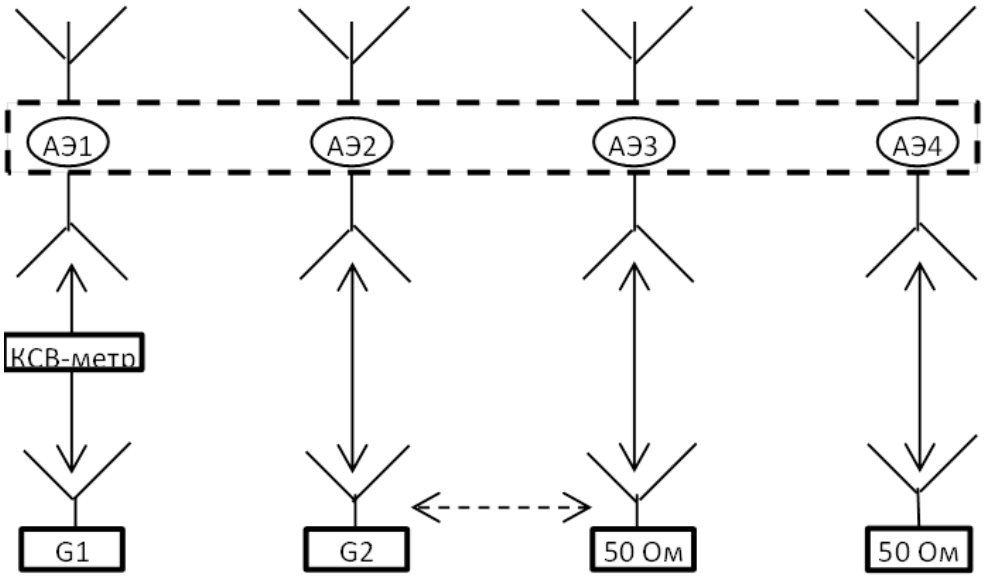
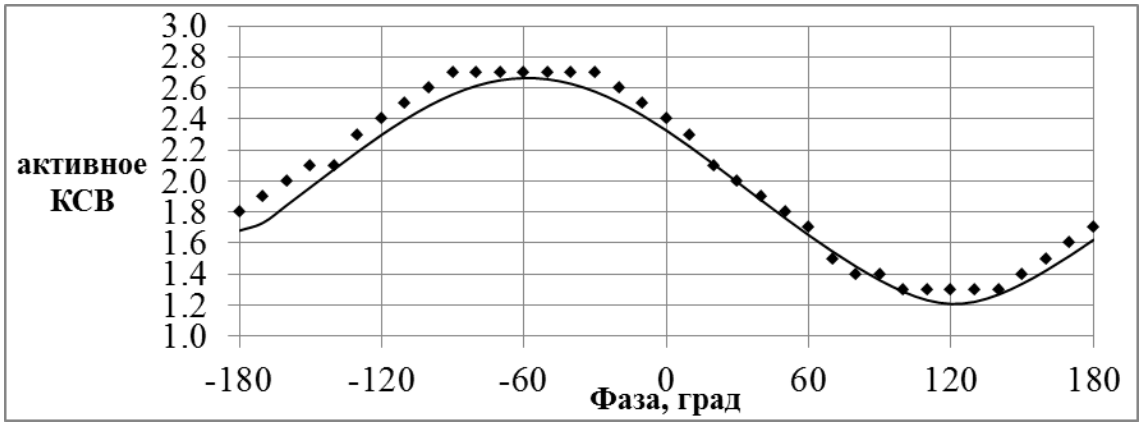
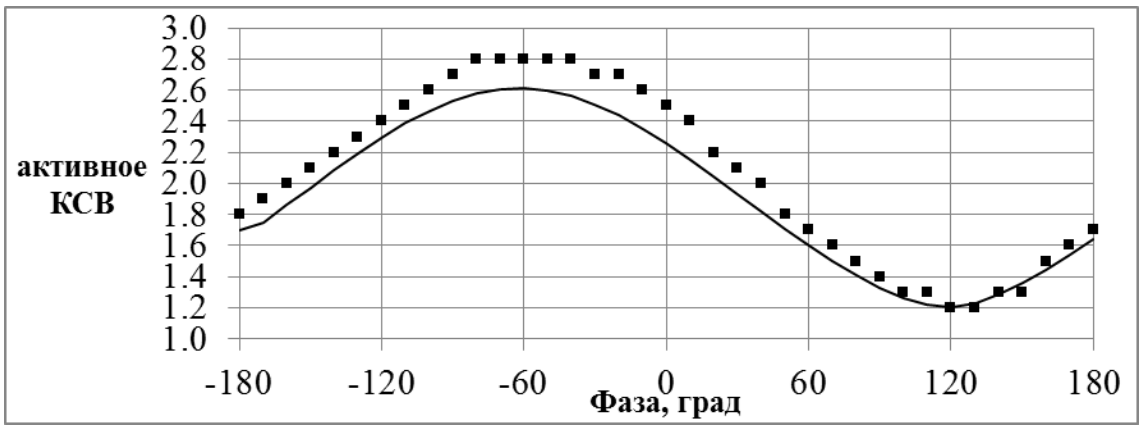


Рисунок 5 Схема измерения для двух активных антенных элементов



а) Активные элементы 1 и 2



б) Активные элементы 1 и 3

Рисунок 6 Зависимость КСВ от разницы фаз возбуждающих сигналов для случая двух активных антенных элементов

На рисунке 6 (а, б) представлены графики измеренных значений КСВ и рассчитанных из матрицы S значений для пары элементов (АЭ1-АЭ2, АЭ1-АЭ3).Точками обозначены результаты замеров, полученных в соответствии со схемой рисунка 5. Сплошная линия описывает результат расчета матрицы рассеяния. Отклонение измеренных результатов от расчетных составляет не более 5%, что говорит о хорошем совпадении двух методов определения указанной величины.

На следующем этапе рассчитаем КСВ для 3-х активных элементов. Для этого добавим в предложенную выше схему третий, также синхронизированный, генератор сигналов (G3). Новая схема измерения представлена на рисунке 7.

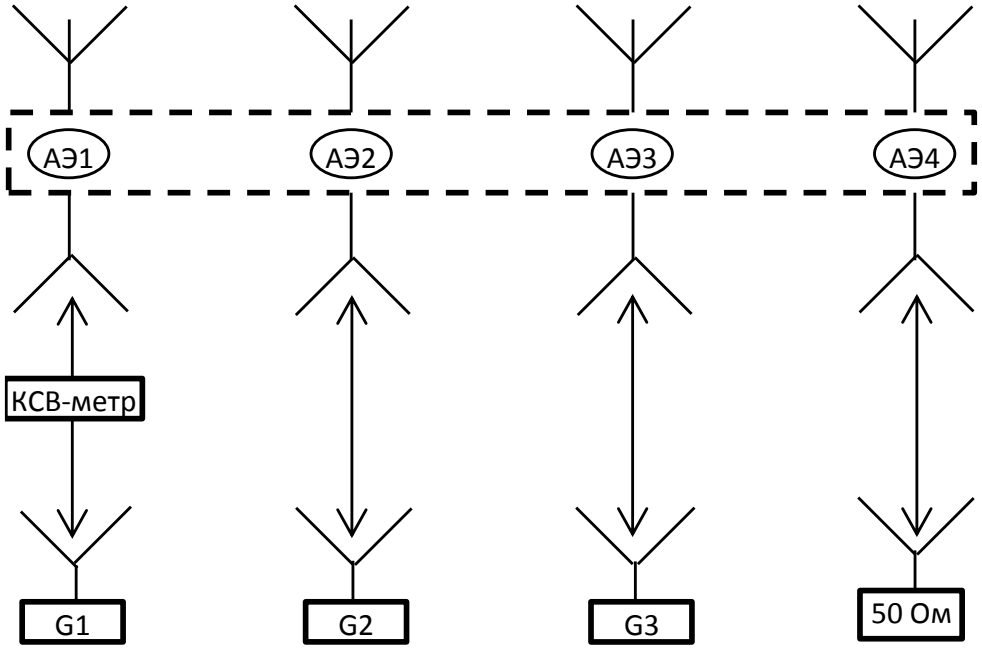


Рисунок 7 Схема измерения для трёх активных антенных элементов

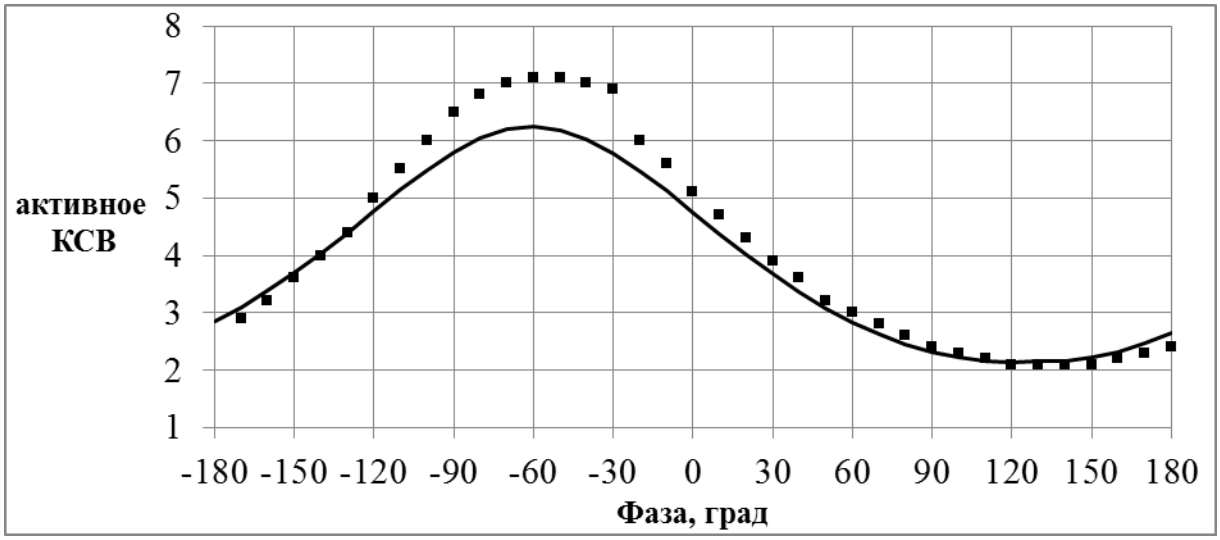


Рисунок 8 Зависимость КСВ от разницы фаз возбуждающих сигналов для случая трех активных антенных элементов

Проанализировав результаты расчетов, полученные на основании матрицы S, можно заметить, что максимальное значение КСВ на заданной частоте для трех

активных АЭ формируется при фазовом распределении [-60^0 0^0 0^0]. Для подтверждения этого факта была измерена зависимость значений КСВ от изменения разности фаз между АЭ1 и синфазной парой элементов 2 и 3 в диапазоне [-180^0 180^0]. Результаты рассчитанной и полученной фазовой зависимости активного КСВ для данного случая представлены на рисунке 8. Точками обозначены результаты замеров по схеме рисунка 7, сплошная линия описывает результат расчета матрицы рассеяния. Видно, что форма графиков полностью совпадает, Отклонение между результатами составляет около 10%. Расхождение значений в максимумах графиков может быть обусловлено ростом погрешности измерения больших значений КСВ.

В заключении следует отметить, что приведенная здесь в качестве наглядного примера схема измерения четырехэлементной кольцевой эквидистантной антенной решетки в общем случае усложняется. Измерение активного КСВ всех элементов произвольной решетки в штатном режиме работы предполагает подключение диаграммообразующей системы, что будет реализовано в дальнейшем. Применимость данного метода в общем случае ограничена чисто техническими трудностями, связанными с получением полной матрицы рассеяния многоэлементной решетки, т.к. количество измерений (при допущении $S_{ij} = S_{ji}$) равняется $\frac{N*(N+1)}{2}$, где N – количество активных антенных элементов решетки. Очевидным решением этой проблемы может стать автоматизация измерений с использованием аппаратных коммутационных матриц.

В целом, полученные результаты позволяют уже на стадии проектирования ФАР не только отслеживать допустимые уровни ухудшения КСВ, но и проверять реализуемость требуемых режимов сканирования с точки зрения работоспособности передающего устройства. Своевременное исключение критических режимов работы позволяет упростить конструкцию и повысить эффективность ФАР за счет исключения блоков контроля над отраженной энергией (циркуляторов, ответвителей и т.д.).

Выводы

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что рассмотренный способ оценки значения активного КСВ решетки является корректным, реализуемым.

Литература

1 – Баланис К.А. Введение в смарт-антенны. – М.: Техносфера, 2012. – 200с.

2 – Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ. – том 2 – М.: Советское радио, 1969. – 496 с.

3 – Нечаев Ю.Б., Николаев В.И., Андреев Р.Н., Винокурова Н.Н. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии: учебное пособие. – Воронеж: ОАО "Концерн "Созвездие", 2008. – 629с.

4 – Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высш. шк., 1988. – 432с.

5 – Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. – М. Госиздат литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 815с.

Сведения об авторах

Козлов Максим Игоревич – 1987 г.р., аспирант, ст. конструктор АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж. Область научных интересов: антенные системы, электродинамическое моделирование, радиопеленгация. E-mail: Begun87@mail.ru

Подшивалова Галина Владимировна – 1952г.р., канд. техн. наук, нач. отдела АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж. Область научных интересов: антенны и распространение радиоволн, радиопеленгация. E-mail: Galinawrn@mail.ru

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ АСПЕКТЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА

Шевырёв А. В., Замятин А. Ю.

На концептуальном уровне рассматриваются некоторые аспекты информационного противоборства: современная ситуация, нормативная база, варианты, направления деятельности, основные объекты воздействия и защиты.

CONCEPTUAL ASPECTS OF INFORMATION WARFIRE

Shevirev A. V., Zamyatin A. J.

Aspects of information warfire are described on conceptual level: current situation, law and technological base, variants, directions of activity, main objects for attack and defence.

В настоящий момент всё более высокую значимость для национальной безопасности Российской Федерации приобретают вопросы информационного противоборства, под которым понимается форма борьбы сторон, представляющая собой использование специальных (политических, экономических, дипломатических, военных и иных) методов, способов и средств для воздействия на информационную среду противостоящей стороны и защиты собственной в интересах достижения поставленных целей.

Уже много лет США и их союзники стремятся реализовать концепцию глобального доминирования в информационной сфере и обеспечить себе абсолютное превосходство в этом направлении. Все военные конфликты последнего времени предварялись массированным применением различных сил и средств информационного противоборства.

Впервые вопросы активно продвигаемой США концепции сетецентрических военных действий (network-centric warfare, концепция ведения войны, при которой все участники боевых действий, включая командование, военную технику и живую силу, объединены в единую информационную сеть) были публично озвучены в январе 1998 года вице-адмиралом ВМС США А. Себровски и профессором Д. Гарстка в опубликованной ими в журнале "Proceedings" статьи "Сетецентрические военные действия: их происхождение и будущее".

Курс США на поддержание глобального доминирования за счет обеспечения безусловного превосходства в информационно-технологической сфере в условиях сокращения оборонных расходов приводит к все более активному задействованию технологических инноваций и ресурсов лидеров индустрии телекоммуникаций и информационных технологий, вплоть до фактического подчинения за счет больших объемов заказов и особых форм сотрудничества.

При этом руководство США открыто заявляет, что в условиях обострения обстановки все подобные формально независимые компании с американским капиталом будут поставлены в условия фактической «мобилизации», и ни один из контрагентов не сможет воспользоваться их услугами в требуемые сроки и в требуемых объемах (например, заказом спутникового ресурса для своих нужд).

Иллюстрация существующих подходов США в области информационного противоборства при проведении наступательных и оборонительных информационных операций представлена на рисунке 1 [1].

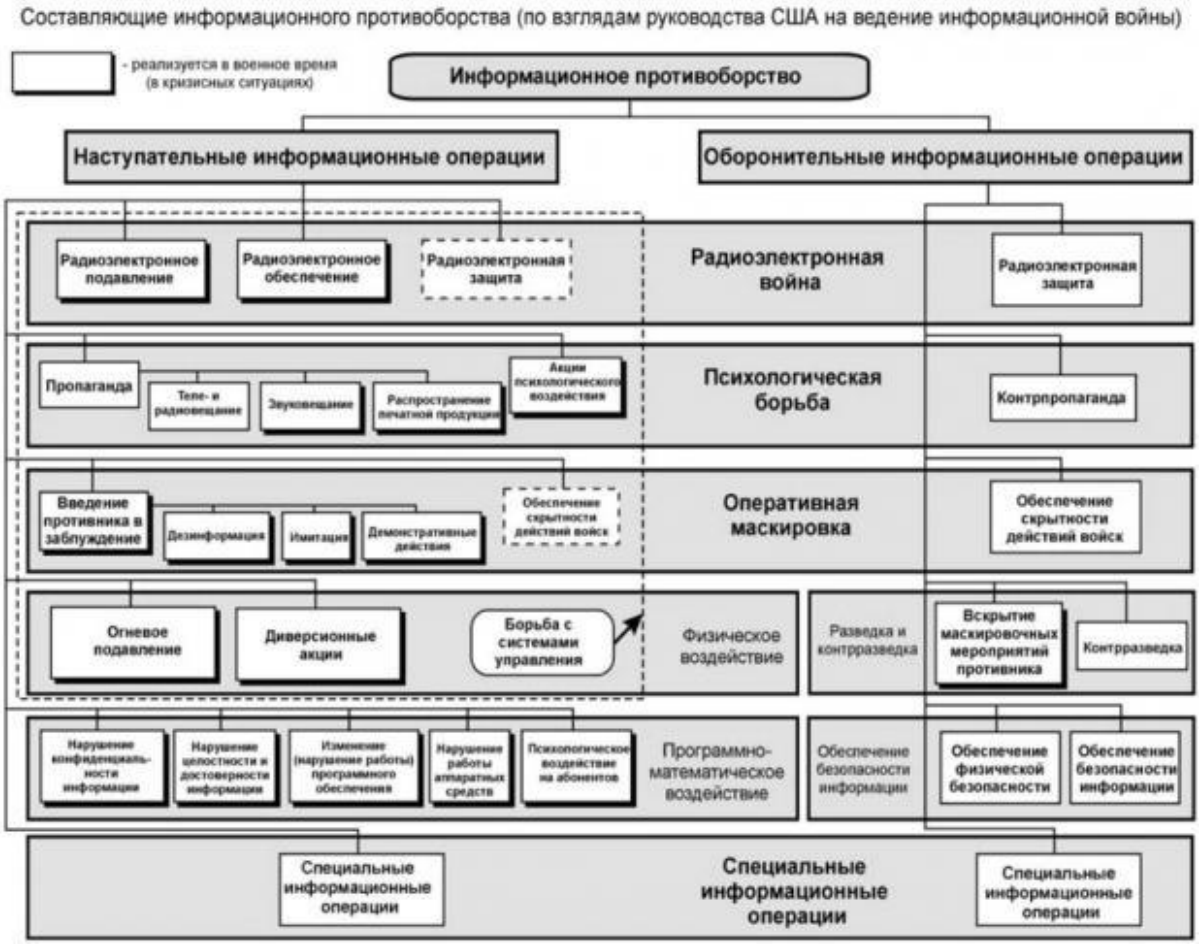


Рисунок 1

Россия в данной ситуации вынуждена максимально быстро разрабатывать и совершенствовать свои правила, методы и средства информационного противоборства. К настоящему моменту в определённой степени выполнена проработка нормативной документации на национальном уровне и уровне министерств и ведомств [2-9].

Роль и место информационного противоборства при разрешении межгосударственных конфликтов представлены на рисунке 2 [10].

В качестве основных составных частей информационного противоборства следует выделить:

- комплексный непрерывный сбор информации, анализ и оценку текущей ситуации;
- принятие решения по осуществлению информационного воздействия или противодействия;
- проведение мероприятий по информационному воздействию или противодействию;
- оценку достигнутых результатов проведённых мероприятий;
- совершенствование методов и средств воздействия и противодействия;
- пополнение базы знаний.

Традиционно информационное противоборство принято рассматривать в двух основных вариантах [11]:

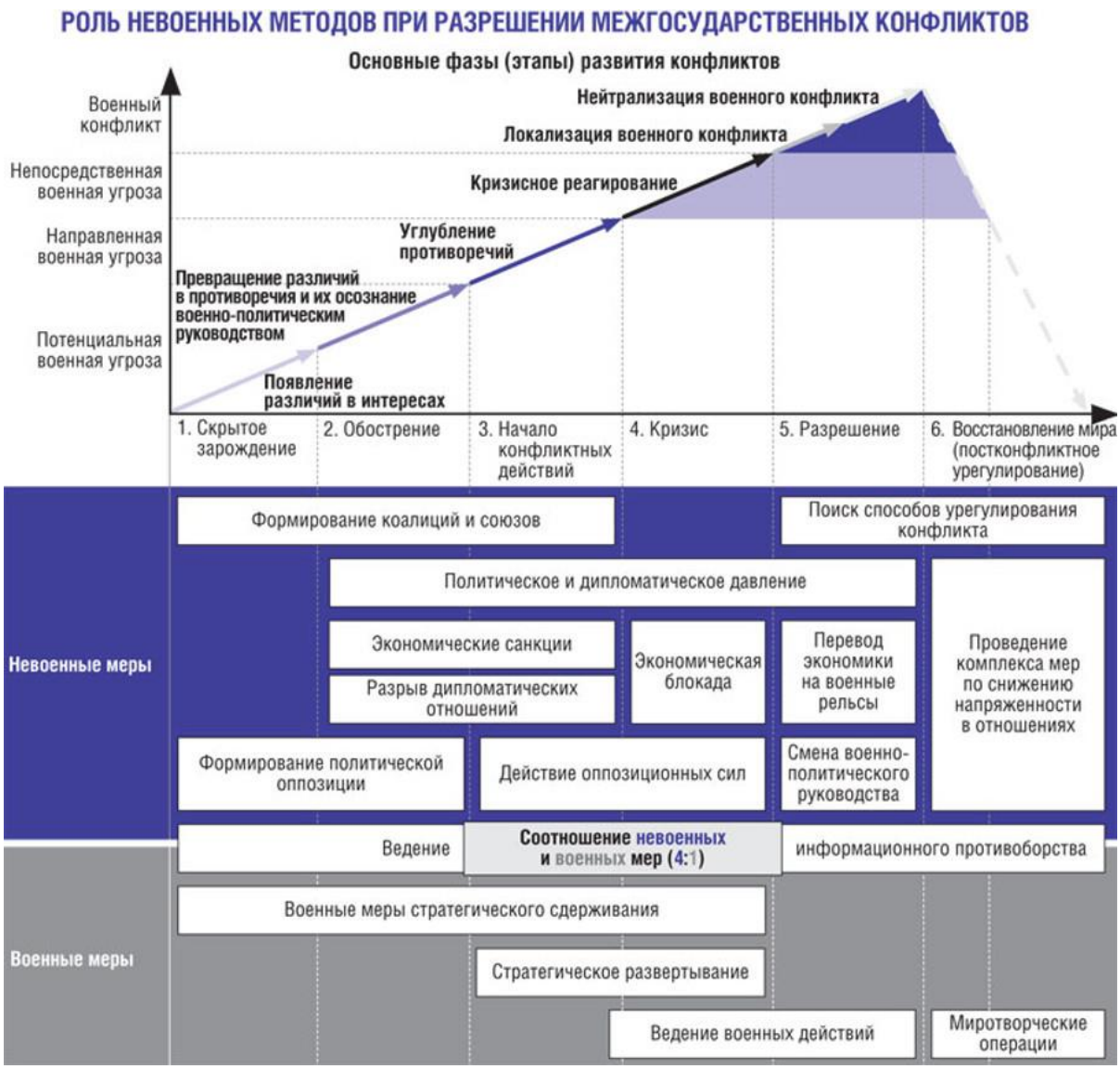


Рисунок 2

- информационно-техническое;
- информационно-психологическое.

При информационно-техническом противоборстве главными объектами воздействия и защиты становятся информационно-технические системы:

- системы передачи данных (СПД),
- системы и центры обработки данных (СОД и ЦОД);
- системы защиты информации (СЗИ),
- системы управления (СУ) и т.п.

При информационно-психологическом противоборстве главными объектами воздействия и защиты являются:

- субъекты системы принятия политических и экономических решений;
- субъекты системы формирования общественного сознания;
- субъекты системы формирования общественного мнения;
- психика политической элиты и населения противостоящих сторон.

В качестве основных направлений деятельности в сфере информационного противоборства следует выделить:

- оперативное получение информации о существующих и перспективных методах и средствах противника, вовлечённых в информационное противодействие (в том числе – информационные системы, средства связи противника и алгоритмы их применения);

- комплексное совершенствование собственных систем и сетей связи, а также алгоритмов их применения (повышение эффективности, гибкости, помехозащищённости, скрытности и т.п.);

- развитие собственных информационных систем, средств формирования и предоставления информационных ресурсов;

- развитие собственных средств информационного противодействия (включая средства радиоэлектронной борьбы, «кибератак» и подобных средств ведения информационной войны);

- совершенствование защиты от средств информационного противодействия противника.

Основными активными осуществляемыми в рамках информационного противоборства мероприятиями можно считать:

- радиоэлектронное (как вариант – оптоэлектронное) подавление;

- противодействие радиоэлектронному подавлению;

- собственная "кибератака";

- защита от "кибератаки" противника.

Применительно к информационно-техническому противоборству рассматриваются системы/средства связи, системы мониторинга и управления различного назначения, информационные ресурсы, средства дистанционного наблюдения и навигационного обеспечения:

1) системы связи:

1.1) спутниковые:

- радио;

- оптические;

1.2) мобильные;

1.3) фиксированные:

- кабельные (электрические);

- оптоволоконные;

- оптические атмосферные;

- радио;

- акустические;

2) централизованные и распределённые информационные системы в широком смысле;

3) системы мониторинга и управления различного назначения;

4) программно-аппаратные средства автоматизации (прежде всего, контроллеры систем автоматизации и диспетчеризации; здесь особо следует отметить, что в 2010 году сетевой "червь" Stuxnet успешно атаковал оборудование ядерных объектов в Иране. Были поражены 1368 из 5000 центрифуг на заводе по обогащению урана в Натанзе, а также сорваны сроки запуска ядерной АЭС в Бушере. По имеющейся информации, Stuxnet поражал лишь конкретный тип контроллеров Siemens, а именно SIMATIC S7.);

5) телематические сервисы (в том числе, средства ЦОД);

6) циркулирующая в сетях и системах информация;

7) навигационные системы (в том числе – системы дифференциальной коррекции);

8) системы дистанционного зондирования Земли (в том числе – метеорологические);

9) радиолокационные и иные средства наблюдения.

Базирование основных средств:

- орбитальное (геостационарная, высокоэллиптическая, средняя круговая, низкая круговая орбиты);
- воздушное (самолёты, вертолёты, дирижабли, воздушные шары и т.п.);
- морское и речное;
- наземное;
- как вариант, подземное и подводное.

Применительно к информационно-психологическому противоборству следует выделить следующие объекты рассмотрения:

1) стратегия и тактика воздействия на противника и противодействия воздействию противника;

2) целевая аудитория воздействия/противодействия, например, население, силовые структуры и лица, принимающие решения (свои, противника, союзников сторон и т.п.);

3) каналы воздействия/противодействия и соответствующие технические средства и системы (социальные сети, сети мгновенных сообщений, новостные ленты, электронные СМИ и т.п.);

4) информационный контент, с помощью которого осуществляется воздействие/противодействие.

Описательная модель систем связи может базироваться на следующих характеристиках:

- структура системы связи (основной и резервные ЦУС-ы и ЦОД-ы, узлы, магистральные каналы, каналы доступа, шлюзы к другим сетям и т.п.);
- среда распространения сигнала;
- технология передачи;
- диапазон рабочих частот (для радиоканала);
- поляризация (для радиоканала);
- диапазон длин волн (для оптического канала);
- пропускная способность;
- зона покрытия (в ряде случаев – дальность действия);
- скорость передачи;
- модуляция;
- скремблирование;
- помехоустойчивое кодирование;
- шифрование;
- сжатие (архивирование) перед передачей;
- спектральное уплотнение (для оптических систем);
- программно-аппаратные средства основных подсистем;
- тип системы управления;
- тип канала управления (внутри полосы, вне полосы).
- тип соединения (постоянное, коммутируемое);
- тип коммутации (каналов, сообщений, пакетов).

При формировании моделей потребителя услуг связи прежде всего учитывается принадлежность потребителей:

- органы государственного управления;
- военные структуры (МО РФ);

- силовые структуры помимо МО РФ (МВД, ФСО, ФСБ, МЧС, Национальная гвардия РФ);
- коммерческие организации;
- научные и образовательные структуры.

Применительно к МО РФ рассматриваются [12]:
- комплексы и средства управления, связи;
- средства огневого поражения и высокоточное оружие (ВТО);
- комплексы и средства навигации;
- комплексы и автоматизации и управления огневыми средствами;
- комплексы и средства РЭБ;
- комплексы и средства разведывательно-информационного обеспечения.

По типу информации, на которую выполняется воздействие, можно выделить:
- текст;
- структурированные и неструктурированные данные;
- графику;
- аудио (как разновидность – радиовещание);
- видео (как разновидность – телевидение).

Моделирование и классификацию источников угроз и их проявлений целесообразно проводить с использованием логической цепочки: ***источник угрозы – фактор (уязвимость) – угроза (действие) – последствия***.

Ниже представлены варианты последствий для различных типов технических систем:

1) применительно к каналам/линиям связи:
- полное нарушение работоспособности;
- частичное нарушение работоспособности (снижение пропускной способности, увеличение задержки, увеличение числа/процента ошибок и т.п.);
- выполнение несанкционированных действий через использование уязвимостей и недокументированных функций программно-аппаратных средств;
- перегрузка в канале (например, из-за генерации несанкционированного трафика);
- появление помех в канале;

2) применительно к информационным сообщениям:
- перехват;
- уничтожение;
- модификация;
- имитация;
- задержка;

3) применительно к управляющим системам:
- нарушение работоспособности;
- инициирование несанкционированных действий;
- получение информации о выполняемых действиях;

4) применительно к телематическим сервисам:
- нарушение работоспособности (например, вследствие DOS/DDOS);
- подмена;
- несанкционированный запуск приложений;

5) применительно к информационно-справочным службам:
- подмена контента (искажение);
- заполнение информационного пространства незначащими сообщениями, информирование о важных событиях и дезинформация (например, вследствие

формирования и распространения, в том числе – массированного, тематического контента).

При моделировании угроз следует иметь в виду, что крупные производители программного обеспечения (прежде всего, Microsoft и Google) и программно-аппаратных средств (Cisco, Juniper, Alcatel, Apple и пр.) изначально встраивают функциональность ботов (автономного программного обеспечения, функционирующего без ведома владельца хоста) в своё ПО. Предполагаемым местом размещения вредоносного кода является и многочисленное игровое ПО.

В современных условиях всё более важное значение приобретает резервирование систем и сервисов, которые могут стать объектами информационного воздействия противника.

В мобилизационном режиме могут быть задействованы многочисленные ведомственные и частные сети и системы связи. В том числе, фрагменты взаимоувязанной сети связи (ВСС), единой информационно-телекоммуникационной системы (ЕИТКС) и корпоративных/технологических систем и сетей связи, таких как «Газпром», «Транснефть» и пр.

Для обеспечения непрерывности оказания услуг связи в интересах органов государственного управления и силовых структур целесообразно в контур управления ввести механизмы адаптивной реконфигурации сети связи.

Принимается, что в реконфигурации могут участвовать сети операторов связи и технологические сети предприятий, использование которых разрешено в соответствии с требованиями информационной безопасности.

При подготовке мероприятий по адаптивной реконфигурации сети объектами рассмотрения являются:

1) концепция обеспечения непрерывности связи и выполнения реконфигурации сети;

2) инструкции по противодействию иностранным техническим разведкам (ПДИТР) для реконфигурации сети;

3) математические модели и алгоритмы выполнения реконфигурации;

4) метрологическое обеспечение Госзаказчика;

5) общие требования к качеству услуг со стороны различных потребителей Госзаказчика и условий функционирования (приоритет, длительность переключения, задержки передачи, уровень ошибок и т.п.);

6) общие требования к организациям (поставщикам услуг) и их инфраструктуре, допускаемых к участию в реконфигурации сети связи;

7) утверждённый перечень используемых интерфейсов;

8) утверждённый стек используемых протоколов;

9) вопросы ресурсного обеспечения (финансы, персонал и т.п.);

10) нормативно-правовая база (государственная, отраслевая и т.п.; включая, при необходимости, изменения в Закон "О связи", лицензии существующих операторов связи, а также в административный, гражданский и уголовный Кодексы РФ);

11) договоры и соглашения об уровне сервиса для всех поставщиков услуг, участвующих в реконфигурации;

12) утверждённые цены на оказание услуг связи;

13) точки доступа и абонентские терминалы Госзаказчика (географическое размещение и оборудование);

14) система управления услугами связи Госзаказчика;

15) биллинговая система Госзаказчика;

16) регламенты и рабочие инструкции Госзаказчика по выполнению реконфигурации сети связи;

17) резервные образы программного обеспечения для развёртывания на новых (предоставляемых в рамках реконфигурации) серверных платформах;

18) линии и каналы связи телекоммуникационных сетей, участвующих в реконфигурации сети связи;

19) телематические и ИТ-сервисы (включая центры обработки данных), участвующие в реконфигурации;

20) шлюзы доступа к телекоммуникационным сетям;

21) совокупность систем управления поставщиков услуг;

22) совокупность биллинговых систем поставщиков услуг.

В зависимости от технологической готовности конкретной используемой сети реконфигурация может выполняться в следующих режимах:

1) автоматическая;

2) автоматизированная;

3) ручная.

В автоматическом режиме на основе соглашения об уровне сервиса реализуется получение услуги связи "по требованию" (например, организация канала с требуемой пропускной способностью и соответствующим уровнем приоритета).
В январе 2013 года начальник Генштаба ВС РФ В. В. Герасимов, выступая на общем собрании Академии военных наук (АВН), в работе которого приняли участие как представители правительства, так и руководство ВС РФ, сделал несколько примечательных заявлений:

- «В XXI веке прослеживается тенденция стирания различий между состоянием войны и мира. Войны уже не объявляются, а начавшись – идут не по привычному нам шаблону»;

- «Вполне благополучное государство за считанные месяцы и даже дни может превратиться в арену ожесточенной вооруженной борьбы, стать жертвой иностранной интервенции, погрузиться в пучину хаоса, гуманитарной катастрофы и гражданской войны»;

- «Акцент используемых методов противоборства смещается в сторону широкого применения политических, экономических, информационных, гуманитарных и других невоенных мер, реализуемых с задействованием протестного потенциала населения. Все это дополняется военными мерами скрытого характера, в том числе реализацией мероприятий информационного противоборства и действиями сил специальных операций»;

- «Информационное противоборство открывает широкие асимметричные возможности по снижению боевого потенциала противника. В Северной Африке мы стали свидетелями реализации технологий воздействия на государственные структуры и население с помощью информационных сетей. Необходимо совершенствовать действия в информационном пространстве, в том числе по защите собственных объектов».

Основными публичными средствами распространения информационного контента, находящегося в сфере информационного противоборства и многократно использовавшегося при подготовке и реализации всякого рода «цветных» революций, являются [13]:

- социальные сети (например, Facebook.com, ВКонтакте.ru, Одноклассники.ru, Мой мир Mail.ru и др.);

- системы обмена мгновенными сообщениями (Twitter.com и др.);

- Веб-блоги (Livejournal.com и др.);

- средства хранения видеоинформации (YouTube.com, Vimeo.com, MetaCafe.com, Dailymotion.com, Vevo.com, HowCast и др.);

- Вики-справочники (Википедия и др.);
- электронные средства массовой информации (Lenta.ru и др.);
- новостные ленты;
- Интернет-форумы.

Будучи нацеленными на стимулирование взаимодействия между людьми, эти развитые публичные сервисы сети Интернет, в первую очередь, оперируют со следующими основными социальными атрибутами пользователей и групп: - идентичность; - репутация; - присутствие; - связи; - групповая принадлежность; - общение; - разделяемый контент.

Практически всё вышеупомянутые системы имеют открытый API (интерфейс прикладного программирования), позволяющий стороннему программному обеспечению получать доступ к их данным и функционалу.

Специалисты из исследовательских центров и компаний по всему миру используют данные социальных сетей и аналогичных систем для моделирования социальных, экономических, политических и других процессов от персонального до государственного уровня с целью разработки механизмов воздействия на эти процессы, а также создания аналитических и бизнес-приложений и сервисов различного назначения.

За годы существования социального программного обеспечения создано большое количество инструментальных средств, основанных на использовании API соответствующих систем и позволяющих выполнять различные действия по анализу контента. Основная направленность известных инструментальных средств – маркетинговые исследования, как наиболее финансово востребованные на рынке.

Промежуточная и итоговая оценка результатов проводимых мероприятий информационного противодействия может выполняться для различных информационных "срезов", например:

1) по территориальному охвату:
- глобальное;
- региональное;
- локальное;

2) для систем связи и управления:
- по типу потребителей услуг (например, системы энергоснабжения, транспортные системы и т.п.);
- по типу систем связи;

3) для информационно-справочных систем:
- по типу пользовательской аудитории;
- по типу информационного наполнения;
- по типу информационных систем.

Оценка соотношений усилий противников в области информационного противодействия и достигнутых ими результатов может выполняться в форматах:

1) качественная;
2) абсолютная (в прямом сравнении показателей);
3) относительная (в сравнении показателей, приведённых к начальному состоянию до момента воздействия).

Литература

1. Consultant: Информационная война или «Большой брат следит за тобой» // Правосудия.Нет – Блог Татьяны Волковой [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://pravosudija.net/node/4177.

2. Стратегия национальной безопасности Российской Федерации, 2015.

3. Доктрина информационной безопасности Российской Федерации, 2016.

4. Проект Федерального Закона «О безопасности критической информационной инфраструктуры РФ» [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://www.consultant.ru/law/hotdocs/48095.html.

5. Концептуальные взгляды на деятельность Вооруженных Сил Российской Федерации в информационном пространстве [Электрон. ресурс]. – М. : Министерство Обороны РФ, 2011. – Режим доступа: http://ens.mil.ru/science/publications/more.htm?id=10845074 %40cmsArticle.

6. Концепция государственной системы обнаружения, предупреждения и ликвидации последствий компьютерных атак на информационные ресурсы Российской Федерации [Электрон. ресурс]. – М. : ФСБ РФ, 2012. – Режим доступа: http://www.scrf.gov.ru/documents/6/131.html.

7. Федеральный Закон № 126-ФЗ "О связи" от 7 июля 2003 года с изменениями и дополнениями от 6 июля 2016 года.

8. Федеральный закон № 149-ФЗ "Об информации, информационных технологиях и защите информации" от 27 июля 2006 года.

9. Федеральный закон № 152-ФЗ "О персональных данных" от 27 июля 2006 года (с изменениями и дополнениями).

10. Шойгу объявил о создании войск информационных операций – ТАСС [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: ttp://nkfedor.livejournal.com/455012.html.

11. И. Панарин. Система информационного противоборства // Военно-промышленный курьер. Общероссийская еженедельная газета [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://vpk-news.ru/articles/3672.

12. Агейкин В. И. Радиоэлектронная борьба в условиях ведения информационных войн // Радиоэлектронная борьба в Вооружённых силах Российской Федерации – 2016. – М. : Министерство Обороны РФ, 2016. – С. 36-40.

13. Социальные сети как инструменты цветных революций [Электрон. ресурс]. – 2 Февраля 2017. – Режим доступа: http://www.electorat.info/news/8389.html.

Сведения об авторах

Шевырёв Александр Владимирович, д.т.н., профессор. Родился в 1946 году. В 1970 году окончил Военную инженерную радиотехническую академию противовоздушной обороны им. Маршала Советского Союза Л. А. Говорова. Направления исследований: системы и средства ракетно-космической обороны, повышение эффективности систем связи, информационное противодействие. В 1995 году защитил диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук. Заместитель генерального директора по научной работе АО «Московский научно-исследовательский радиотехнический институт» (АО «МНИРТИ»).

E-mail: avs-46@mail.ru.

Замятин Александр Юрьевич, д.т.н. Родился в 1966 году. В 1988 году окончил Ленинградский Краснознамённый военный инженерный институт им. А. Ф. Можайского. Направления исследований: поляризационная селекция в радиолокации, безопасность информационных систем, информационное противодействие, аэрокосмическая трибология. В 2000 году защитил диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук. Главный конструктор по системам управления АО «МНИРТИ».

E-mail: a_tango@mail.ru.

МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ ОТ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Авдеев В.Б., Бердышев А.В., Щеголеватых А.С., Провоторов Г.Ф.

В докладе рассмотрены расчетно-инструментальные методики определения максимальных амплитудных уровней сверхкороткоимпульсных электромагнитных полей, образующихся в рабочих помещениях при облучении их техническими средствами электромагнитных воздействий сверхкороткоимпульсного типа (по ГОСТ Р 52863-2007), а также определения максимальной дальности такого деструктивного воздействия на технические средства обработки информации

METHODICS OF THE ESTIMATION SECURITY TECHNICAL FACILITIES OBJECT TO INFORMATIZATIONS FROM INTENTIONAL SUPERSHORT PULSE ELECTROMAGNETIC INFLUENCE

Avdeev V.B., Berdyshev A.V., Schegolevatykh A.S., Provotorov G.F.

In report are considered accounting-instrumental methodses of the determination maximum amplitude level supershort pulse electromagnetic fields, образующихся in worker premiseses at irradiation their technical facility electromagnetic influence сверхкороткоимпульсного of the type (on GOST R 52863-2007), as well as determinations to maximum range such деструктивного influences on technical facilities information handling

Одной из угроз безопасности информации, обрабатываемой на объектах информатизации (ОИ) [1], является возможность применения против них преднамеренных силовых электромагнитных воздействий (ПС ЭМВ) различных типов [2…4]. В частности, с наибольшей вероятностью такое ПС ЭМВ может быть проведено с использованием источников мощных сверхкороткоимпульсных (СКИ) электромагнитных излучений суб- и наносекудной длительности [4…6]. Сами СКИ-излучатели могут быть разработаны и изготовлены в различных вариантах исполнения от портативного до возимого [5, 7, 8]. Импульсные мощности указанных СКИ-генераторов по мере увеличения их габаритов возрастают и могут достигать 10^9 Вт для возимых технических средств (ТС) ЭМВ при длительности 0,2…0,8 нс и частотах следования до 1кГц [2, 7, 8].

Одной из важнейших характеристик любого технического средства ПС ЭМВ является величина напряженности электромагнитных полей на заданной дальности, которая может быть создана с его помощью. Эта характеристика может быть использована для проведения оценки защищенности электронного ТС при возможном ПС ЭМВ на него. В свою очередь, ответ на вопрос о защищенности ТС может быть получен, если известен уровень стойкости ТС, т.е. величина амплитуды электрического поля при фиксированной частоте следования, еще не приводящая данное ТС в сбойное состояние [9, 10]. Также на основе знания уровней сбоя и ЭМ поражения ТС могут

быть определены и возможная дальности реализации сбоев и поражения (выгорания) ТС. Несмотря на очевидную актуальность указанной задачи, и имеющиеся детальные проработки особенностей излучения и приема СКИ импульсов [11], она до сих пор решалась только для узкополосных мощных СВЧ-воздействий [12, 13].

Целью настоящей работы является разработка методики определения максимальных амплитудных уровней СКИ-электромагнитных полей, образующихся в рабочих помещениях при облучении их техническими средствами преднамеренных силовых электромагнитных воздействий сверхкороткоимпульсного типа (по ГОСТ Р 52863-2007 [2]), а также методики определения максимальной дальности такого деструктивного воздействия на технические средства обработки информации.

На основе данных методик могут быть исследованы и решены такие важные задачи как оценка потенциальной защищенности конкретных ОИ от СКИ ПС ЭМВ [2, 3], а также проведение контроля защищенности ОИ, например, после создания или усиления пассивной защиты ОИ от данного типа ПС ЭМВ.

Задача оценки защищенности ТС ОИ от ЭМВ мощными сверхкороткими и сверхширокополосными электромагнитными импульсами может быть решена двумя способами: путем определения плотности потока энергии импульсного излучения в точке расположения ТС или путем определения максимального (пикового) значения напряженности электрического поля за время длительности воздействующего СК-импульса. Первый способ может эффективно использоваться при решении задач радиоподавления узкополосных радиоэлектронных и радиотехнических средств при воздействии помехового электромагнитного поля по основному каналу приема их приемных средств [11, 13].

Однако при решении задачи защиты ТС ОИ от воздействия мощными СКИ излучениями знания средних энергетических характеристик импульса недостаточно, так как воздействие этого типа реализуется не только по основному каналу приема, но и по паразитным случайным каналам. Наиболее важными параметрами при этом являются пиковое значение напряженности электрического поля воздействующего импульса, длительность фронта импульса и частота их следования. Именно пиковая напряженность поля, возникающая с характерными временами $10^{-9}…10^{-10}$с, приводит к сбою функционирования отдельных элементов ТС и всего защищаемого объекта в целом [2, 4, 5].

В работе предлагаются методики, реализующие оба способа оценки защищенности объектов от воздействия мощными сверхкороткими импульсами.

1. Основные положения методики расчета энергетических параметров электромагнитных импульсов ТС ЭМВ.

Энергия импульса, подведённого к антенне - $W_{ант}$, и энергии излучённого ею импульса - W_{Σ} согласнно [13], могут быть определены следующими выражениями

$$W_{ант} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\left|\dot{Q}(\omega)\right|^2 d\omega, \qquad (1)$$

$$W_{\Sigma} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}\left|\dot{Q}(\omega)\right|^2 G_{\omega}(\omega) d\omega, \qquad (2)$$

где $\left|\dot{Q}(\omega)\right|^2$ – энергетический спектр импульса, возбуждающего антенну, $G_{\omega}(\omega)$ – парциальный (на данной частоте ω) коэффициент усиления антенны.

В случае прохождения излучённого импульса через некоторое препятствие в виде радиопоглощающего плоского слоя, и считая, что слой находится в волновой зоне излучения антенны, выражение (2) может быть преобразовано к виду:

$$W_M = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \left|\dot{Q}(\omega)\right|^2 G_{\omega}(\omega) K_p^2(\omega) d\omega , \qquad (3)$$

где $K_p(\omega)$ – парциальный коэффициент прохождения излучения (по полю) через данный слой, который может рассчитываться для модельных случаев или измеряться на практике для выбранной трассы возможного ЭМВ.

Плотность потока энергии, создаваемая одним импульсом в точке наблюдения *M* за препятствием (за слоем или в конечной точке трассы) в месте расположения ТС ОИ), есть

$$w_M = W_M / 4\pi R^2 , \qquad (4)$$

где R – расстояние между излучающей антенной и точкой *M*.

С учётом действия периодической серии импульсов средняя плотность потока мощности в точке наблюдения *M* есть

$$П_{срM} = w_M / T , \qquad (5)$$

где T – период следования импульсов.

Учитывая (3) и (4), получим среднюю плотность потока мощности в точке наблюдения в виде

$$П_{срM} = \int_0^{\infty} \left|\dot{Q}(\omega)\right|^2 G_{\omega}(\omega) K_p^2(\omega) d\omega \Big/ 4\pi^2 R^2 T . \qquad (6)$$

Далее, задаваясь пороговыми величинами плотности потока энергии импульса (w_M) или средней плотностью потока мощности ($П_{срM\,св}$) для данного ТС ОИ, которые вызывают в нем сбойные эффекты, и сравнивая их с указанными величинами определенными с помощью выражений (3) или (6), можно оценить защищенность (или нет) ТС ОИ для оцениваемого типа ПС ЭМВ.

2. Основные положения методики оценки защищенности ТС ОИ от ПС ЭМВ СК-импульсами по пиковому значению напряженности электрического поля.

Предварительные оценки показали, что для определения значения $E_{пик}$ в точке расположения ТС ОИ целесообразно использовать инструментально-расчетный метод, который включает в себя два этапа.

На первом (инструментальном) этапе проводятся синхронные измерения уровня мощности $P_0(f)$ тестовых квазимонохроматических сигналов на выходе генератора, размещаемого вместе с излучающей антенной в предполагаемом месте установки ТС ЭМВ, и напряжения $U(f)$ на входе приемника, устанавливаемого вместе с приемной антенной в точке расположения исследуемого ТС ОИ. При этом измерения выполняются во всем диапазоне частот, в котором возможно проявление ЭМВ, с шагом перестройки порядка 2 МГц, что обеспечивает достаточно точное воспроизведение прошедшего измеряемого поля.

Исходными данными расчетной части методики являются: средняя мощность в импульсе (импульсная мощность) на выходе генератора импульсов $P_{èìï\ .ãåí.}$ нагруженного на антенну; длительность импульса $\tau_{èìï}$; центральная частота спектра импульса f_0; диаметром раскрыва апертуры антенны d; расстояние от антенны до точки наблюдения r.

При разработке математических соотношений, необходимых для вычисления значений величины $E_{пик}$, использовался методический подход, применяемый в [11].

В этом случае при фиксированных значениях длительности импульса $\tau_{\text{èìï}}$ и центральной частоты f_0 его спектра расчет значения параметра $E_{пик}$ должен включать следующие основные процедуры:

- моделирование возможных спектральных параметров и временной формы импульса на выходе генератора (входе излучающей антенны) ТС ЭМВ, физически реализуемых при заданных исходных значениях центральной частоты спектра импульса f_0, его длительности $\tau_{\text{èìï}}$ и средней мощности $P_{имп.ген.}$ (необходимость выполнения данной процедуры обусловлена тем, что форма импульса во временной области априори считается неизвестной);

- расчет модуля спектральной плотности напряженности электрического поля ЭМВ в месте расположения исследуемого ТС ОИ, реализуемой при заданном коэффициенте усиления $G(f)$ излучающей антенны средства ДЭВ;

- восстановление формы импульса ЭМВ во временной области в месте расположения исследуемого ТС;

- определение пикового значения напряженности электрического поля ЭМВ в месте расположения исследуемого ТС ОИ.

В рамках указанного выше методического подхода моделирование возможных спектральных параметров и соответствующих им форм импульса во временной области производится при следующих допущениях [11].

1). Энергия импульса на выходе генератора (входе излучающей антенны) ТС ЭМВ считается фиксированной

$$W_0 = P_{\text{èìï .ãåí}}\tau_{\text{èìï}} \quad . \tag{8}$$

2). Фазо-частотная зависимость $\psi(f)$ спектральных параметров импульса полагается линейной.

3). Вариации значений спектральных параметров импульса относительно его центральной частоты f_0 описываются следующим образом:

- граничные частоты спектра:

$$f_н = f_0 - \frac{\Delta f}{2}, \quad f_н = f_0 + \frac{\Delta f}{2}, \quad \Delta f = \frac{K_{\Delta f}}{\tau_{имп}}, \tag{9}$$

где $f_{í}$, $f_{â}$ – нижняя и верхняя частоты спектра импульса;

$K_{\Delta f}$ – коэффициент формы импульса (значения $K_{\Delta f}$ изменяются от 1 до 10 с шагом 0,01).

При этом, если значение $f_{í}$ оказывается меньше нуля, то принимается $f_{í} = 0$ и изменяется только значение $f_{â}$.

- форма огибающей спектра импульса генератора выбирается в виде

$$S(f) = \begin{cases} 1 - \left(\dfrac{f_0 - f}{f_0 - f_н}\right)^{n_н}, при\ f_н \le f \le f_0, \\ 1 - \left(\dfrac{f - f_0}{f_в - f_0}\right)^{n_в}, при\ f_0 < f \le f_в; \end{cases} \tag{10}$$

где $n_{í}$ ($n_{â}$) – показатели степени, характеризующие форму левой (правой) части

огибающей спектра (значения $n_í$ ($n_â$) изменяются от 1 до 10 с шагом 0,1).

Тогда, в рамках принятых выше допущений о фиксированном значении энергии исходного импульса и линейном законе изменения его фазы, а также с учетом выражений (8)…(10) справедливы следующие соотношения [11]:

- для спектральной плотности энергии импульса генератора

$$p(f) = p_{\max} S(f); \tag{11}$$

- для энергии импульса генератора в спектральной области

$$W_0 = \int_{f_н}^{f_в} p(f)df; \tag{12}$$

- для максимального значения плотности энергии импульса генератора

$$p_{max} = \frac{p(f)}{S(f)} = \frac{P_{имп.ген.}\tau_{имп}}{\int_{f_н}^{f_в} S(f)df}, \text{ [Дж/Гц]}; \tag{13}$$

- для модуля спектральной плотности напряжения на выходе генераторе

$$|\dot{u}(f)| = \sqrt{p(f)R_í} \text{ [В/Гц]}, \tag{14}$$

где $R_í$ = 50 Ом – сопротивление нагрузки (входное сопротивление излучающей антенны);

- для представления импульса во временной области

$$U(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{f_í}^{f_â} \dot{u}(f)\exp(i2\pi f)df, \tag{15}$$

где $\dot{u}(f) = |\dot{u}(f)|exp(i\psi(f))$;

- для энергии моделируемого импульса во временной области

$$W = \frac{1}{R_н} \int_0^{\tau_{имп}} [U(t)]^2 dt. \tag{16}$$

Вычисления по формулам (11) – (16) производятся для всех значений $K_{\Delta f}$, $n_í$ и $n_â$, но в дальнейших расчетах используются параметры только тех импульсов, в пределах ширины спектра которых сосредоточено не менее 90 % энергии W_0, т. е. импульсы с энергией W, удовлетворяющей условию

$$0{,}9 \cdot W_0 \le W \le W_0. \tag{17}$$

Модуль спектральной плотности напряженности электрического поля ЭМВ в месте расположения исследуемого ТС определяется по формуле

$$|\dot{e}_m(f)| = \sqrt{\frac{p_m(f)G(f)}{P_0(f)G_0(f)}}U(f)A(f) \text{ [В/м Гц]}, \tag{18}$$

где $P_0(f)$ – мощность тестового квазимонохроматического сигнала на выходе измерительного генератора;

$G_0(f)$ – коэффициент усиления измерительной излучающей антенны; $U(f)$ – напряжение тестового квазимонохроматического сигнала на входе приемника в точке размещения технического средства ПС ЭМВ;

$A(f)$ – антенный фактор измерительной приемной антенны.

Применив к выражению (18) обратное преобразование Фурье, получаем представление напряженности электрического поля ДЭВ в месте расположения исследуемого ТС во временной области

$$E_m(t) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\,\mathrm{Re}\left\{\int_{f_i}^{f_в}\sqrt{\frac{p_m(f)G(f)}{P_0(f)G_0(f)}}U(f)A(f)\exp(i2\pi ft)df\right\}, \quad (19)$$

где с учетом постоянства фазовой характеристики импульса принято, что $\dot{e}_m(f) = |\dot{e}_m(f)|$.

При этом пиковое значение напряженности электрического поля $E_{пик\ max}$ определяется как максимальная амплитуда напряженности поля за время длительности импульса. Далее сравнивая полученное $E_{пик\ max}$ с известным его пороговым значением ($E_{пик\ доп.}$), принимается решение о защищенности (или нет) данного ТС ОИ в данной точке его размещения.

3. На базе рассмотренного инструментально-расчетного метода и опираясь на соответствующий пороговый уровень $E_{пик\ доп.}$, можно также рассчитать максимальное расстояние, на котором может быть осуществлено электромагнитное воздействие на ТС. При этом в качестве модельной трассы воздействия также рассматривается трасса «ТС ЭМВ на границе или за пределами контролируемой зоны ОИ - ТС, размещенное в помещении ОИ».

Рассчитать максимальное расстояние, на котором пиковое значение напряженности электрического поля ЭМВ в месте расположения исследуемого ТС ОИ будет еще превышать максимально допустимое для этого ТС значение $E_{пик\ доп.}$, можно по формуле

$$R = \max\left\{\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{f_i}^{f_в}\frac{R_0}{E_{ïèê\ äîï}}\sqrt{\frac{p(f)G(f)}{p_0(f)G_0(f)}}U(f)A(f)\exp(i2\pi ft)df\right\}\Bigg|_{\tau_è}, \quad (20)$$

где R_0 – расстояние от точки расположения исследуемого ТС ОИ до излучающей измерительной антенны (на границе контролируемой зоны ОИ или далее в точке возможной установки средства ДЭВ). В качестве размера максимально возможной зоны преднамеренных ДЭВ на ТС ОИ R_{max} принимается максимальное из рассчитанных значений R.

Заметим, что величина ослабления излучения при этом определяется на модельной трассе протяженностью R_0 и оценка максимальной дальности может считаться корректной, если полученное $R_{max} \geq R_0$.

Таким образом, проведение оценки защищенности ТС ОИ от возможных ПС ЭМВ на них сводится к заданию характеристик ТС ЭМВ ($P_{èïè\ .ãåí.}, \tau_{èïè}, f_0, G(f)$), соответствующего порогового уровня $E_{пик\ доп.}$ для ТС ОИ, измерению ослабления излучения на трассе возможного ЭМВ и последовательным расчетам по выражениям (8)….(19) или (8)…(18), (20). Измерение ослабления излучения на трассе возможного

ЭМВ проводится в спектральном диапазоне излучения ТС ЭМВ. Для мощных сверхкоротких электромагнитных импульсов, как правило, достаточно провести данные измерения в диапазоне 50 МГц…6 ГГц по стандартной методике, рассмотренной, например, в [14].

В качестве примера работоспособности предлагаемого метода, приведем пример расчета пикового значения напряженности электрического поля импульса ЭМВ, выполненный для следующих исходных данных:

1) Средняя мощность импульса на выходе генератора средства ЭМВ $P_{\text{èìï .ãåí.}}$ = 1000 Вт.

2) Длительность импульса на выходе генератора средства ДЭВ $\tau_{\text{èìï}}$ = 10^{-9} с.

3) Центральная частота спектра импульса ДЭВ f_0 = 3×10^9 Гц.

4) В качестве излучающей антенны средства ДЭВ используется конический рупор (диаметром d = 1 м), коэффициент усиления которого рассчитывается по формуле

$$G(f) = 0{,}84\left(\frac{\pi d f}{3\cdot10^8}\right)^2 . \qquad (21)$$

5) Мощность квазимонохроматического тестового сигнала на выходе измерительного генератора, $P_0(f)$ = 1 Вт.

6) Антенный фактор приемной измерительной антенны характеризуется частотной зависимостью, приведенной на рисунке 1.

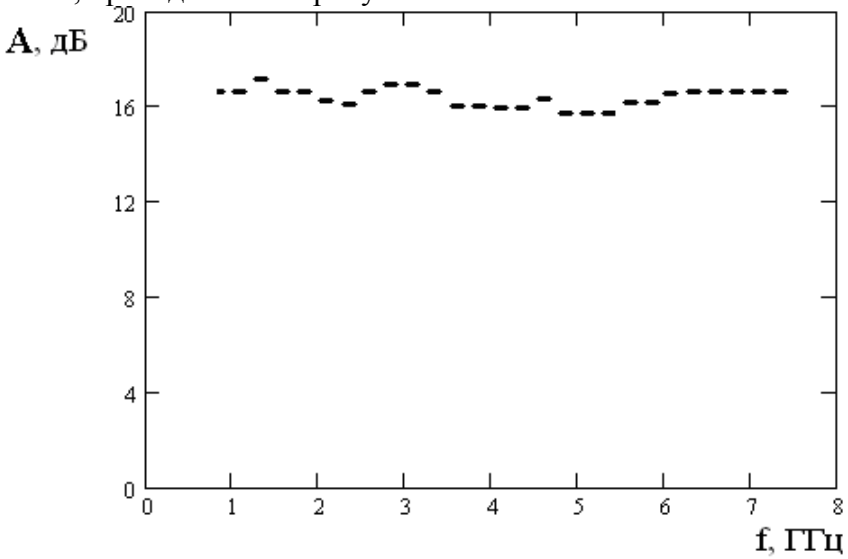


Рисунок 1 – Частотная зависимость антенного фактора приемной измерительной антенны

7) Частотная зависимость напряжения тестового квазимонохроматического сигнала на входе измерительного приемника (для трассы протяженностью 18 м) имеет вид, приведенный на рисунке 2.

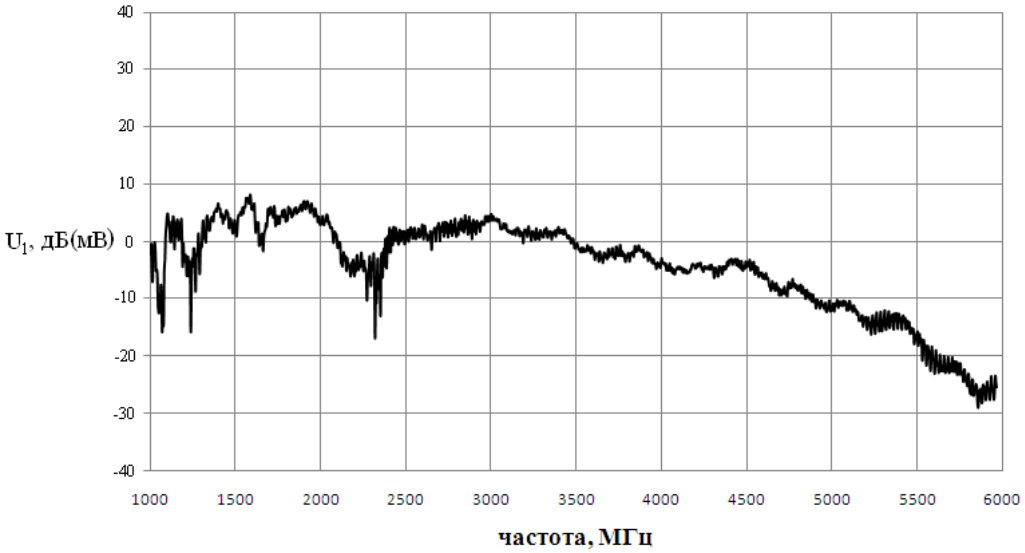


Рисунок 2–Частотная зависимость напряжения тестового квазимонохроматического сигнала на выходе измерительного приемника

8) В качестве модельных рассматриваются следующие представленные на рисунке 3 формы огибающей спектра импульса ДЭВ: прямоугольная (спектр № 1), параболическая (спектр № 2), ярко выраженная гармоническая составляющая на центральной частоте спектра (спектр № 3).

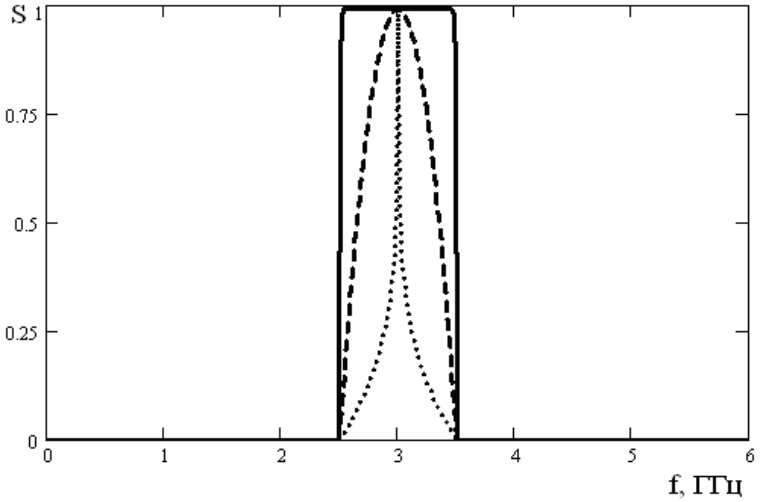


Рисунок 3 – Модельные формы огибающей спектра импульса ЭМВ

Здесь и далее (на рисунках 4 - 7) спектры обозначены следующим образом: № 1 – сплошной линией, № 2 – пунктиром, № 3 – в виде точек.

На рисунке 4 представлены рассчитанные по формуле (11) частотные зависимости спектральной плотности энергии импульсов с указанными выше формами огибающих спектра.

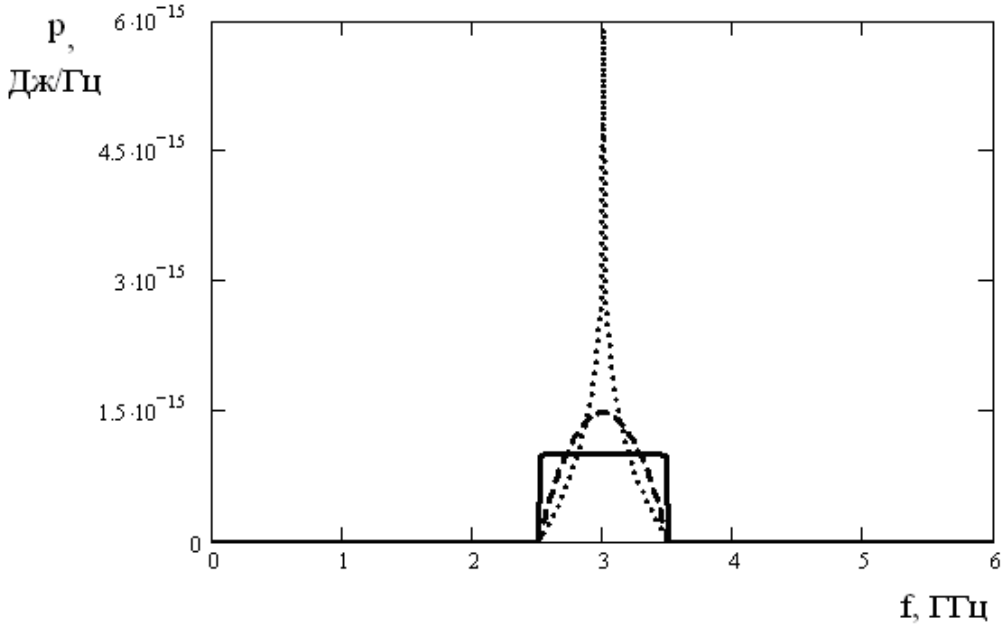


Рисунок 4 – Частотные зависимости спектральной плотности энергии импульсов с различным формами огибающей спектра

На рисунке 5 представлены рассчитанные по формуле (11) частотные зависимости спектральной плотности энергии модельных импульсов с различными формами огибающих с границами частот, при которых выполняется условие (17).

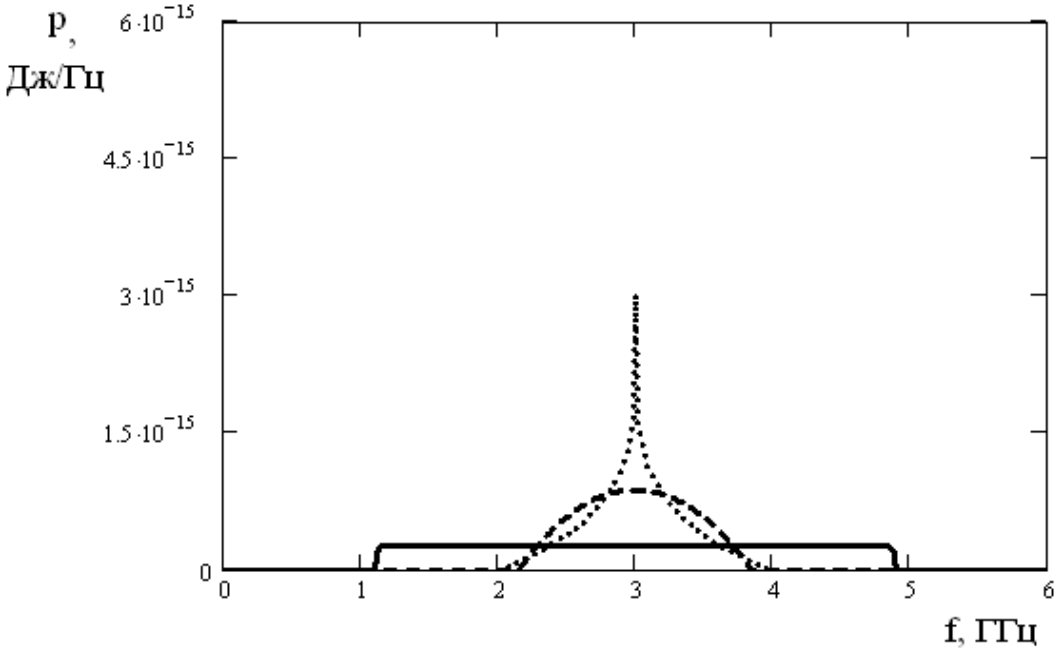


Рисунок 5 – Частотные зависимости спектральной плотности энергии при различных формах огибающих спектров модельных импульсов с границами частот, для которых выполняется условие (17)

На рисунке 6 представлены рассчитанные по формуле (15) временные зависимости напряжения импульса на входе антенны при различных формах огибающей его спектра. При этом у всех импульсов 90% энергии сосредоточено в пределах заданной длительности импульса $\tau_{имп}$.

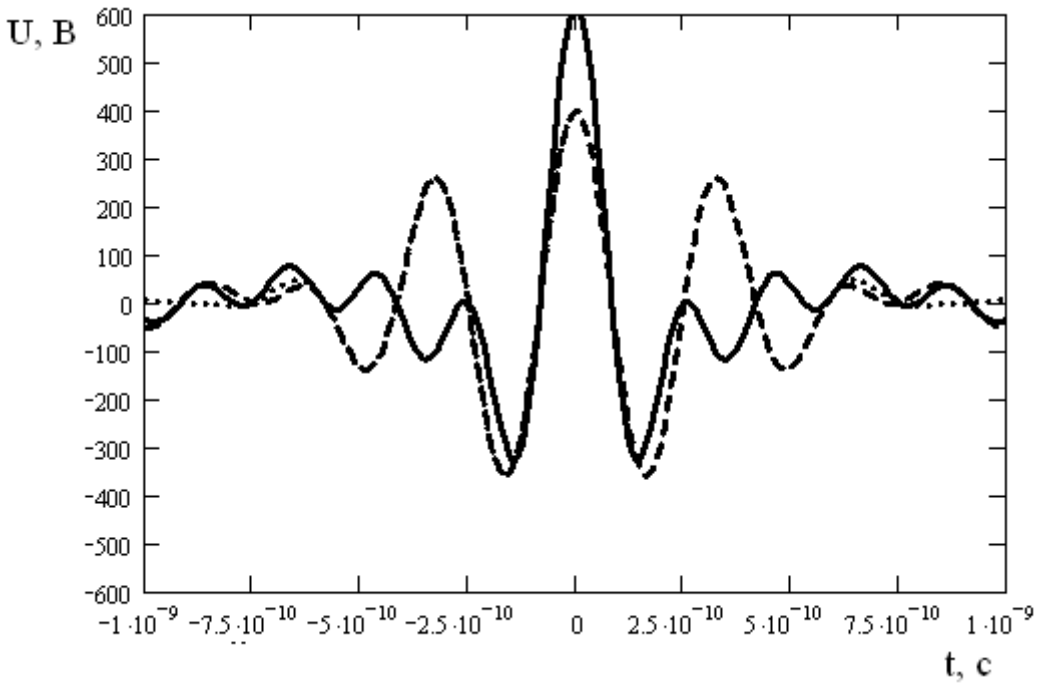


Рисунок 6 – Временные зависимости напряжения на входе антенны при различных формах огибающей спектра импульса

На рисунке 7 представлены рассчитанные по формуле (19) временные зависимости напряженности электрического поля ДЭВ, создаваемой импульсами с различными формами огибающей спектра, в точке размещения исследуемого ТС.

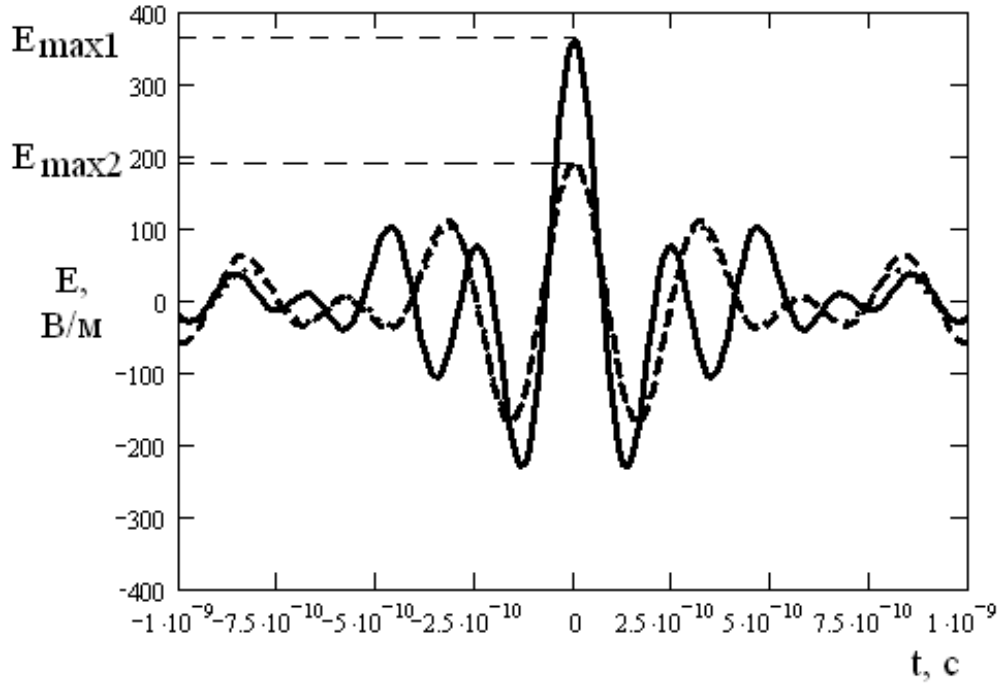


Рисунок 7 – Временные зависимости напряженности электрического поля ДЭВ, создаваемой импульсами с различными формами огибающей спектра импульса, в точке размещения исследуемого ТС

Из рисунка 7 в частности видно, что пиковое значение напряженности электрического поля составляет:

- $E_{пик\,1}$ = 359 В/м (для спектра № 1)
- $E_{пик\,2}$ = 191 В/м (для спектров № 2 и № 3).

Оценка защищенности ТС от ПС ЭМВ проводится очевидным образом. Если максимальное из рассчитанных значений $E_{пик\,max}$ не превышает допустимого для исследуемого ТС значения $E_{пик\,доп}$, то принимается решение о защищенности информации. Если же значение $E_{пик\,max}$ оказывается больше, чем $E_{пик\,доп}$, то принимается решение о незащищенности ТС.

Тестирование разработанных инструментально-расчетных методик показало достаточно хорошую сходимость рассчитанных и экспериментально измеренных пиковых значений напряженностей электрических полей, создаваемых различными имитаторами ДЭВ. В частности, рассчитанные с помощью данных методик и измеренные пиковые значения напряженностей электрических полей, создаваемых рядом имитаторами ПС ЭМВ отличались не более, чем на 2…4 дБ.

Выводы

1. Впервые разработаны и тестированы инструментально–расчетные методики оценки защищенности ТС ОИ от преднамеренных сверхкороткоимпульсных электромагнитных воздействий, базирующиеся на методологии расчета излучения, распространения и приема (воздействия) сверхширокополосных излучений, а также данных о пороговых пиковых уровнях напряженности электрических СКИ -полей, вызывающих в облучаемых ТС сбойные эффекты.

2. Разработанные инструментально–расчетные методики оценки защищенности ТС ОИ от преднамеренных сверхкороткоимпульсных электромагнитных воздействий показали хорошее (в пределах 2…4 дБ) совпадение рассчитываемых с их помощью напряженностей электрических полей и измеренных пиковых значений напряженностей электрических полей, создаваемых соответствующими имитаторами сверхкороткоимпульсных ПС ЭМВ.

Литература

1. ГОСТ Р 51275-2006 «Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения».

2. ГОСТ Р 52863 – 2007 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищённом исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования».

3. ГОСТ Р 56103-2014 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Основные положения».

4. Балюк Н.В., Кечиев Л.Н., Степанов П.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007.-478 с.

5. Сахаров К.Ю. Излучатели сверхкоротких электромагнитных импульсов и методы измерения их параметров. – М.: Изд-во МИЭМ, 2006.-159 с.

6. Мощные сверхкороткоимпульсные и сверхширокополосные электромагнитные излучения и их поражающее и помеховое воздействие на электронную аппаратуру передачи - приёма, обработки и хранения информации (под ред. В.Г. Герасименко, В.Б. Авдеева, А.В.Бердышева), "Научная книга", Воронеж-2008.

7. Развитие техники создания мощных ЭМИ и формирование угрозы их деструктивного воздействия на радиоэлектронные системы общего и специального назначения / Б. Б. Акбашев, А. Н. Корнев, М. А. Лафишев, Д. И. Еряшев // Технологии ЭМС. – 2011. – №2. – С. 13 – 18.

8. Бердышев А.В., Ефанов В.М., Крикленко А.В. и др. Излучатели мощных электромагнитных импульсов нано-пикосекундного диапазона длительностей большой пиковой мощности // 18 Междунар. НТК «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, Воронежский гос. ун-т, 2012, т.2, с. 1398-1404

9. Авдеев В.Б., Авдеева Д.В., Бердышев А.В. О новом подходе к обоснованию требований к средствам защиты электронных устройств и систем от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий // Журнал «Телекоммуникации», 2010, № 12, с 25…29.

10. Комягин С.И. Электромагнитная стойкость беспилотных летательных аппаратов. М.: КРАСАНД, 2015.-432 с.

11. Энергетические характеристики радиоканалов передачи-приема сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов: Коллективная монография (Под ред. В.Б. Авдеева), г. Воронеж, Военный институт радиоэлектроники, 2004, 104с.

12. Добыкин В.Д., Немешин В.Ю., Никитин Р.П. Оценка максимальной дальности функционального поражения радиоэлектронных средств мощным СВЧ-излучением // Радиотехника, 2008, № 6, с.56…57.

13. Овчинников Г.Н., Сырбу И.А., Щеренков В.В. и др. Статистические модели критериальных уровней электромагнитного поражения полупроводниковых приборов // Телекоммуникации, 2009, № 9, с. 29…32.

14. Бердышев А.В., Авдеев В.Б., Провоторов Г.Ф., Щеголеватых А.С. Экспериментальные исследования ослабления электромагнитного излучения экранирующими материалами при внешнем облучении рабочего помещения // 21 Междунар. НТК «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, Воронежский гос. ун-т, 2015.

Сведения об авторах

Авдеев Владимир Борисович, к.т.н, с.н.с, консультант, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

Бердышев Александр Владимирович, к.т.н, с.н.с, ведущий инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

Провоторов Георгий Федорович, нач. отдела, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 20-76.

Щеголеватых Александр Сергеевич, к.т.н., с.н.с., ведущий инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

ОЦЕНКИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДЕСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ И НЕОБХОДИМЫХ УРОВНЕЙ ИХ ЗАЩИТЫ

Авдеев В.Б., Бердышев А.В., Щеголеватых А.С., Провоторов Г.Ф.

В докладе проведены оценки возможных потенциальных дальностей деструктивных электромагнитных воздействий, осуществляемых мощными сверхкороткими электромагнитными импульсами, на наиболее уязвимые технические средства обработки информации – ПЭВМ, а также даны оценки необходимого уровня электромагнитного экранирования этих технических средств для гарантированной их защищенности от преднамеренных воздействий этого типа.

ESTIMATIONS OF POTENTIAL RANGE DESTRUCTIVE ELECTROMAGNETIC INFLUENCE ON TECHNICAL FACILITIES INFORMATION HANDLING AND NECESSARY LEVEL OF THEIR PROTECTION

Avdeev V.B., Berdyshev A.V., Schegolevatykh A.S., Provotorov G.F.

Experimental determination level to stability report are organized estimations of possible potential range destructive electromagnetic influence, realized powerful сверхкороткими electromagnetic pulse, on the most vulnerable technical facilities information handling - PC, as well as are given estimations necessary level electromagnetic screening these technical facilities for guaranteed their защищенности from intentional influence of this type

Одной из угроз информации для объектов информатизации (ОИ) является преднамеренное силовое электромагнитное воздействие на электронные технические средства обработки информации (ТС ОИ), осуществляемое путем их внешнего облучения мощными сверхкороткими импульсами (СКИ) суб- и наносекундного диапазона длительностей по ГОСТ Р 52863-2007 и ГОСТ Р 56103-20014 [1, 2].

Указанная угроза обусловлена существованием излучателей мощных СКИ, которые представляют собой мощные импульсные генераторы (в основном полупроводниковые и газоразрядные), которые конструктивно могут быть выполнены в виде портативных, носимых или даже возимых устройств [3…8]. Основными характеристиками данных технических средств деструктивных электромагнитных воздействий (ТС ДЭВ) являются: энергопотенциал, длительность импульса излучения, частота следования импульсов, поляризация излучения [6…8]. Кроме того, ТС ДЭВ также часто характеризуются электрическим потенциалом (FOM), который представляет собой произведение амплитудного (пикового) значения электрического поля излучения на оси излучающей антенны (E_{max}) на расстояние от апертуры антенны до точки наблюдения (R) [3]. Таким образом, FOM= E_{max} R [В].

ТС ОИ по отношению к мощному электромагнитному воздействию данного типа (СКИ-воздействию), в зависимости от реакции на это воздействие, могут быть охарактеризованы несколькими параметрами: уровнем стойкости (E_{01}) (или уровнем «невлияния»), критериальным уровнем сбоя штатного функционирования (E_{02}), а также уровнем электромагнитного поражения («выгорания») (E_{03}) [4, 5]. Вообще говоря, критериальные уровни (стойкости, сбоев, поражения) ТС ОИ представляют собой

сложные многопараметрические функции, которые зависят от амплитудно-частотых характеристик, пространственных условий облучения ТС ОИ, режимов работы ТС и т. д. [5, 6, 9]. Однако в настоящее время на практике для СКИ-воздействий пользуются упрощенным набором параметров, главным из которых считают пиковое значение напряженности электрического поля в зоне расположения облучаемого ТС [3, 5, 6, 7]. Величины указанных критериальных уровней определяются на практике экспериментальными методами [5, 6].

Для данного ОИ, в принципе, можно определить набор указанных уровней (E_{01}, E_{02}, E_{03}) для всех ТС, входящих в состав данного объекта. Очевидно, что ТС с минимальной величиной E_{01} (с минимальной величиной стойкости - «слабое звено») будет определять уровень стойкости всей системы ОИ. Как показано во многих работах [3, 5, 10…12], минимальными уровнями стойкости обладает компьютерная техника (ПЭВМ, периферические и сетевые устройства), которая является центральным элементом всех современных АСУ, АСУ технологическими процессами и контроля. Исходя из этого, оценка защищенности ОИ от ДЭВ, а также требования к средствам пассивной защиты (СПЗ) этих объектов могут строиться на основе уровня стойкости ТС, наиболее чувствительного к данному типу преднамеренного воздействия [13].

Целью работы является проведение оценок:

- потенциальных дальностей преднамеренных ДЭВ на технические средства ОИ (ПЭВМ), осуществляемых с помощью мощных СКИ (по ГОСТ Р 52 863-2007, ГОСТ Р 56103-2014);

- необходимых уровней ослабления внешнего СКИ-излучения, гарантирующего защищенность ОИ (ПЭВМ) от преднамеренных ДЭВ, данного типа.

При этом в качестве исходного данного будем также использовать размер контролируемой зоны ОИ ($R_{кз}$), E_{01}, E_{02}, E_{03} - уровни стойкости, сбоя штатного функционирования и электромагнитного поражения ТС ОИ. Согласно [3, 5, 13], для обеспечения защищенности ТС ОИ от внешнего ДЭВ СКИ-типа, величина ослабления внешнего излучения, обеспечиваемая средством пассивной защиты (СПЗ) данного ТС ОИ ($\kappa_{осл}$), должна быть не менее величины, определяемой следующим выражением

$$\hat{e}_{\hat{i}\tilde{n}\ddot{e}} = \frac{(\AA_{\hat{i}1} R_{\hat{e}\varsigma})^2}{(FOM)^2}, \qquad (1)$$

Задаваясь величиной E_{01} для наиболее уязвимого ТС ОИ, можно определить величину ослабления, необходимую для гарантированной защиты ТС ОИ от ДЭВ данного типа.

Проведем оценки угроз, которые могут представлять деструктивные электромагнитные воздействия, осуществляемые ТС ДЭВ, для нормального штатного функционирования ТС ОИ.

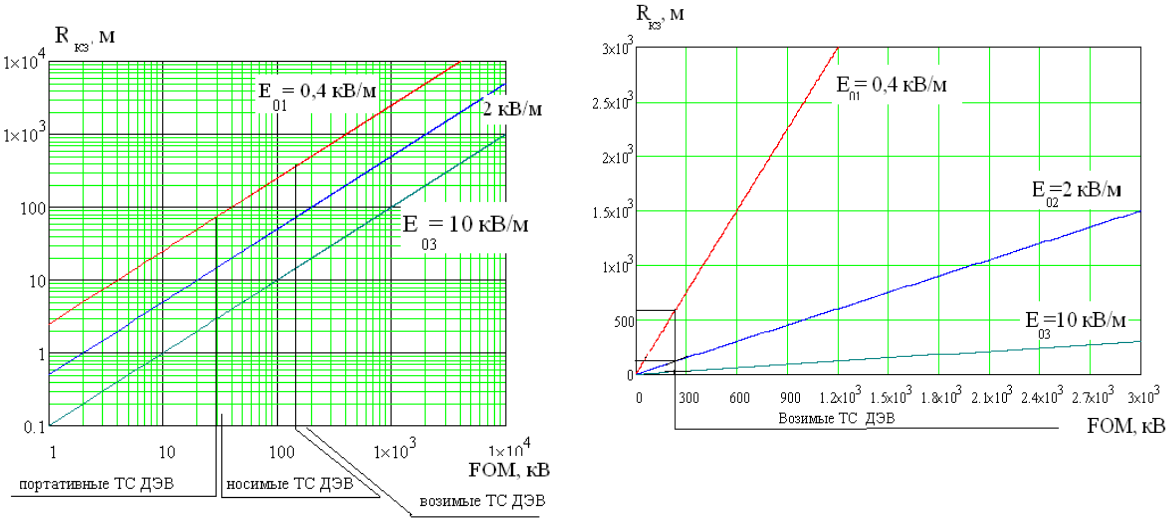
Оценки проведем для наименее устойчивого элемента любой современной технической системы – ПЭВМ. Уровни стойкости («невлияния»), сбоев (необратимого с бесконечным временем последействия), электромагнитного поражения, согласно обобщенным данным экспериментальных исследований для СКИ –воздействий [12], есть: E_{01} = 0,4кВ/м; E_{02} = 2кВ/м; E_{03} = 10кВ/м ($\tau_и$ = 0,2…0,8 нс, $F_{сл} \approx$ 1 кГц). Также для конкретности будем полагать, согласно [14], что в среднем типовая стена рабочего помещения ослабляет пиковую напряженность СКИ- полей в 5-6 раз, а простейшее средство пассивной защиты (СПЗ), экранирующее СКИ-излучение – штора выполненная из одного слоя металлизированной ткани типа «Метакрон», ослабляет пиковую амплитуду СКИ-полей на 10…15 дБ [14].

Из выражения (1), следует, что для того, чтобы напряженность поля была меньше соответствующего критериального уровня E_{0i} , для заданного размера $R_{кз}$, должно выполняться условие

$$R_{\hat{e}\varsigma} \geq \frac{FOM}{\mathring{A}_{0i}} \hat{e}_{\hat{i}\tilde{n}\ddot{e}\,E}, \qquad (2)$$

где $\kappa_{ослE}$ – коэффициент ослабления поля на трассе «ТС ДЭВ - ТС ОИ» ($\kappa_{осл}$= $(\kappa_{ослE})^2$).

Тогда для условий свободного пространства ($\kappa_{осл}$= 1) и указанных уровней E_{01}, E_{02}, E_{03}, зависимость возможных значений $R_{кз}$ от энергопотенциала ТС ДЭВ, представлена на рисунке 1 а) и б).



а) б)

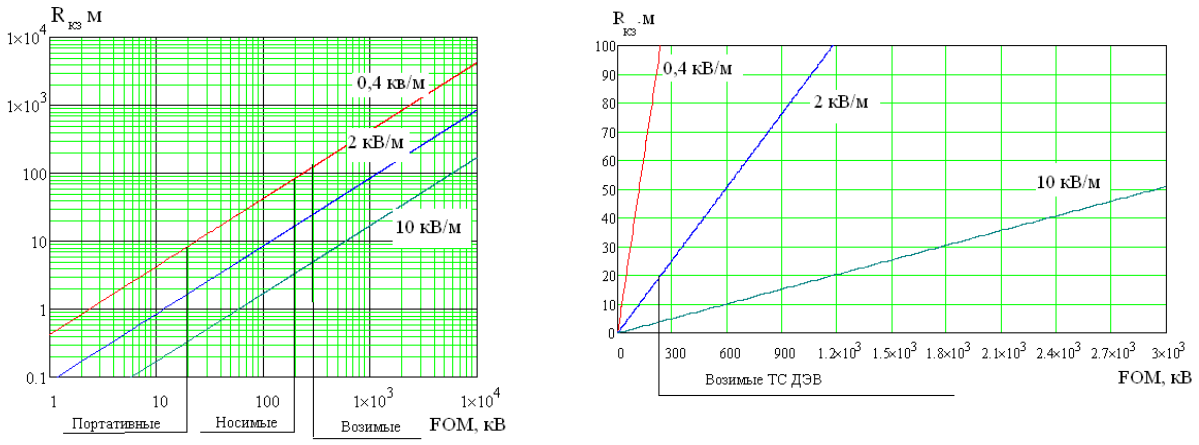
Рисунок 1. Зависимость необходимой дальности контролируемой зоны для случая свободного пространства ($\kappa_{осл}$= *1)* и различных критериальных уровней от «энергопотенциала» технического средства ДЭВ (FOM, кВ): а) портативного и носимого типов; б) возимого типа

На рисунке 1а) «энергопотенциалы» ТС ДЭВ приближенно разбиты на величины FOM соответствующие: портативным (1…30 кВ), носимым (30…100-200 кВ) и возимым (200…3 10^3 кВ) ТС ДЭВ, которые могут размещаться на небольших автомобилях типа «Газель». Заметим, что уровень пробоя воздуха, который ограничивает FOM ТС ДЭВ этого типа, составляет порядка 3 10^3 кВ. Это разбиение проведено на основании имеющегося опыта разработки и испытаний ТС ДЭВ на основе СКИ-излучений [3…8]. Тем же делением ТС ДЭВ будем пользоваться в дальнейшем.

Анализ данных рисунка 1 а) и б) показывает, что в идеальном случае портативные ТС ДЭВ представляют опасность для штатного функционирования современных ПЭВМ на дальностях до 70 м. При этом дальность возможного сбоя составляет не более 15 м, а поражение компьютера может реализоваться не более, чем на 3 м от среза антенны ТС ДЭВ. С помощью носимых средств оказать воздействие на компьютер возможно до 300…400 м, спровоцировать сбой – до 70 м, а вывести ПЭВМ из строя возможно на расстоянии до 15м. ТС ДЭВ возимого типа, естественно, представляют наибольшую опасность для ТС ОИ. Так, согласно данным рисунка 1а) и 1б) сбой ПЭВМ с их помощью может быть реализован на расстояниях до 1,5 км, а поражение ПЭВМ для них возможно на дистанциях до 300 м.

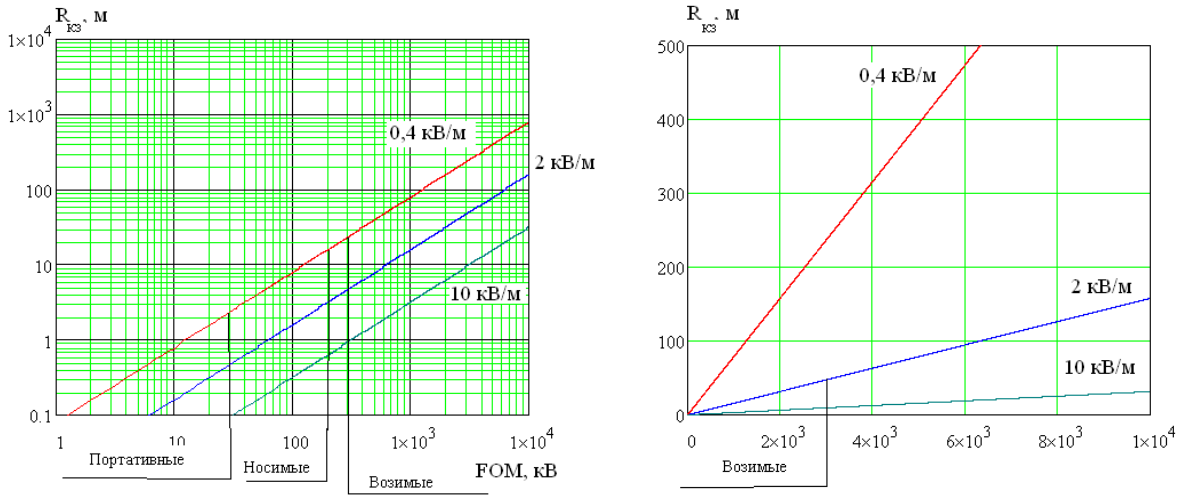
Однако рассмотренный случай воздействия на свободно расположенные ТС ОИ является идеализацией и может рассматриваться как вариант, указывающий максимально возможные дальности ДЭВ на данное ТС ОИ. Этот вариант представляет непосредственный интерес только для носимых ТС ДЭВ, т.к. они могут быть использованы в деструктивных целях непосредственно в рабочем помещении ОИ.

Более интересен и практически важен случай воздействия на ТС ОИ расположенные в типовых помещениях. Как указывалось выше, стены могут ослаблять амплитудные значения облучающих СКИ-полей до 6 раз ($к_{осл}$= - 15,6 дБ). Результаты расчетов для этого варианта облучения ПЭВМ представлены рисунке 2 а) и б).



а) б)

Рисунок 2. Зависимость необходимой дальности контролируемой зоны для случая размещения ТС в помещении ($к_{осл}$=- 15,6 дБ) и различных E_{0i} от «энергопотенциала» технического средства ДЭВ: а) портативного и носимого типов; б) возимого типа

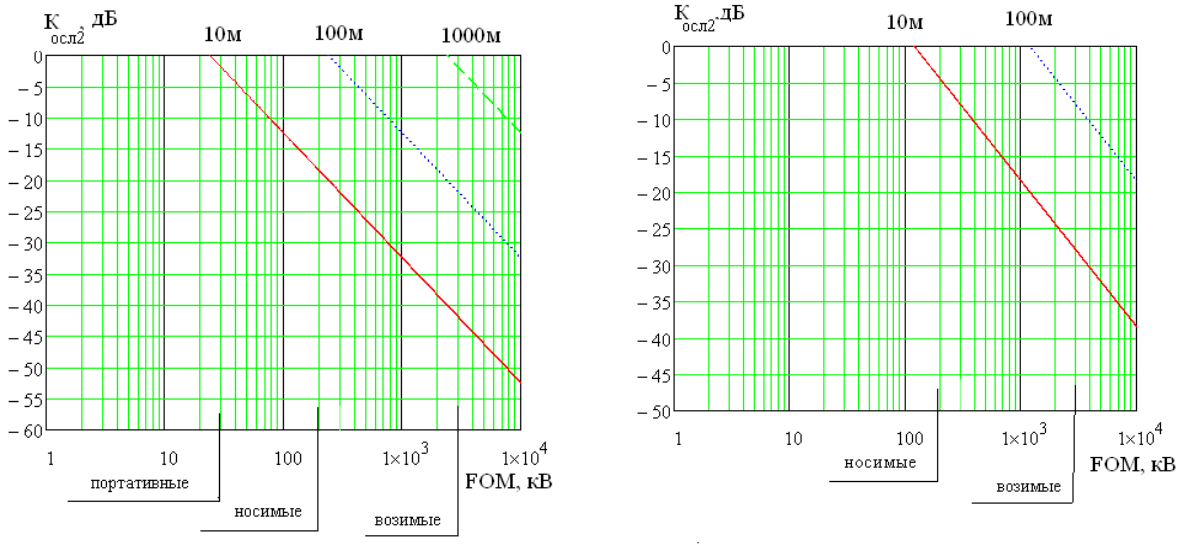


а)

Рисунок 3. Зависимость необходимой дальности контролируемой зоны для случая размещения ТС в помещении с металлизированной шторой ($к_{осл}$=30 дБ) и различных E_{0i} от «энергопотенциала» технического средства ДЭВ: а) портативного и носимого типов; б) возимого типа

Анализ данных рисунка 2 а) и б) показывает, что в реальном случае штатного размещения ТС обработки информации в помещении ОИ портативные ТС ДЭВ могут скрытно воздействовать на штатное функционирование современных ПЭВМ только при весьма незначительных дальностях $R_{кз} \leq 10$ м. Носимые и возимые ТС ДЭВ все еще представляют опасность для ТС ОИ. Так, например, с помощью возимых ТС ДЭВ современные ПЭВМ могут быть выведены из строя на дальностях до 50 м.

Далее рассмотрим эффект от возможного применения для защиты ОИ простейшего средства пассивной защиты – шторы из металлизированной ткани («Метакрон П4-Н3»), которая ослабляет амплитуду СКИ –поля до 15 дБ [14]. Тогда суммарный уровень ослабления амплитудного значения СКИ – поля будет составлять порядка -30 дБ. Результаты расчетов для этого варианта облучения ПЭВМ представлены рисунке 3.



а) E_{01} =0,4 кВ/м б) E_{02} = 2 кВ/м

Рисунок 4. Зависимость необходимого значения коэффициента ослабления при фиксированных размерах контролируемой зоны для : а) E_{01} =0,4 кВ/м; б) E_{02} = 2 кВ/м

Данные рисунка 3 а) и б) показывают, что в случае штатного размещения ТС обработки информации в помещении ОИ защищенном шторой из метаткани, портативные ТС ДЭВ практически бесполезны, т.к. дальности их возможного воздействия на современные ПЭВМ не превышает 2 м. Любые угрозы со стороны носимых ТС ДЭВ отсекаются при $R_{кз} \geq 10…15$ м. Возимые же ТС ДЭВ все еще представляют опасность для ТС ОИ. С их помощью, в этом варианте воздействия, сбой в ПЭВМ может быть вызван на дальностях до 40 м, а поражение на дистанциях до 10 м.

Проведем далее оценку необходимого уровня ослабления амплитуды СКИ-излучения для обеспечения гарантированной защищенности ТС ОИ от воздействия ТС ДЭВ при трех характерных размерах контролируемой зоны:$R_{кз}$= 10м, 100м, 10^3м.

Оценим также необходимые уровни ослабления СКИ-излучения ТС ДЭВ для обеспечения защищенности ТС ОИ от сбоя и электромагнитного поражения при тех же характерных размерах контролируемой зоны: $R_{кз}$= 10 м, 100 м, 10^3 м. При проведении данных оценок будем считать, что ТС ОИ находятся в рабочих помещениях и поэтому внешнее СКИ-излучение ослабляется на -15,5 дБ.

Данные рисунка 4 а) и 4 б) показывают, что в случае штатного размещения ТС в помещении ОИ и $R_{кз} \geq 10$ м портативные ТС ДЭВ не представляют угрозы штатному

функционированию современных ПЭВМ, т.к. практически не могут вызвать никаких нарушений в их работе. Для носимых и возимых ТС ДЭВ это же утверждение справедливо уже только при $R_{кз} \geq 100$ м. При $R_{кз} \leq 10$ м носимые и возимые ТС ДЭВ могут создавать сбои в работе ТС ОИ. Оценки также показывают, что при $R_{кз} \leq 10$ м возимые ТС ДЭВ могут также и поражать (выжигать) ТС ОИ.

Из данных рисунка 4 а) следует, что при $R_{кз} \geq 10$ м и общем суммарном $\kappa_{осл} \geq -60$ дБ, наиболее чувствительные ТС ОИ (ПЭВМ) будут практически защищены от СКИ-воздействий даже при использовании против ОИ возимых ТС ДЭВ с FOM $\approx 3\ 10^3$ кВ, т.е. предельно возможных на сегодняшний день ТС ДЭВ. При этом, учитывая что стены помещения ОИ ослабляют излучение на 10…15 дБ, остальное ослабление (45…50 дБ) необходимо будет получить за счет использования стационарных экранирующих конструкций, т.е., например, с помощью экранирующих камер [6, 15]. По мере возможного наращивания FOM ТС ДЭВ необходимо будет либо наращивать защиту ТС (более -60 дБ), либо обеспечивать $R_{кз}$ более 10м.

Выводы

1. Потенциальные дальности СКИ ДЭВ, в зависимости от мощности используемых источников СКИ, могут варьироваться в широких пределах.

Для портативных ТС ДЭВ (FOM до 30 кВ) воздействие на ТС ОИ (ПЭВМ) (скрытое влияние на штатную работу) может осуществляться на дальностях до 10…12 м. Возимые же ТС ДЭВ (FOM до $3\ 10^3$ кВ) могут осуществлять этот же тип воздействия на ТС ОИ на дальностях порядка 1 км.

Сбои в работе ТС ОИ (ПЭВМ) могут быть реализованы носимыми ТС ДЭВ (FOM до 200 кВ) на дальностях до 18…20 м, а возимыми ТС ДЭВ – на дальностях порядка 250м.

Электромагнитное поражение ТС ОИ может быть реализовано только с помощью возимых ТС ДЭВ на дальностях до 50 м.

2. Портативные ТС ДЭВ с FOM до 20 кВ и $R_{кз} \geq 10$ м вообще не представляют никакой угрозы для штатного функционирования ПЭВМ, т.к. создаваемые ими поля будут всегда меньше уровня стойкости этого ТС. ТС ДЭВ портативного типа могут быть опасны для штатного функционирования ПЭВМ и локальных вычислительных сетей на их базе, только при непосредственном их воздействии на ТС ОИ внутри рабочего помещения ОИ. При внешнем же их воздействии применение штор из металлизированных тканей может вполне устранить угрозу ДЭВ на ТС ОИ.

3. Защитить ТС ОИ от переносных ТС ДЭВ, которые могут иметь FOM до 200 кВ, простейшими средствами пассивной защиты уже не возможно, т.к. в этом случае необходимый уровень экранирования компьютерной техники, гарантирующий защищенность ТС ОИ, должен составлять порядка -25…-35 дБ. Этого уровня можно добиться, либо создавая для ПЭВМ и их сетей полностью экранированные помещения, либо комбинируя частичное экранирование рабочего помещения (шторы, выгородки из металлизированных тканей) с размещенной в ней компьютерной техникой с дополнительным экранированием корпусов, портов питания и связи, информационных линий связи ТС ОИ.

4. Наиболее опасным для ТС ОИ являются ТС ДЭВ возимого типа. Для защиты от ТС ДЭВ этого типа необходимо уже создавать только полностью экранированные помещения с уровнями ослабления внешнего излучения не менее: - 40…-45 дБ ($R_{кз} = 10$

м). Это указывает на то, что создавать и эксплуатировать критически важные компьютерные системы в обычных незащищенных офисных помещениях (да еще на первых этажах зданий) при типовых размерах контролируемых зон 10…15 м с точки зрения угрозы преднамеренного ДЭВ крайне опасно. Даже увеличение размера контролируемой зоны до 100 м, что крайне мало вероятно в городских условиях, не приведет к защищенности ТСОИ от преднамеренного ДЭВ.

Литература

1. ГОСТ Р 52863 – 2007 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищённом исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования».

2. ГОСТ Р 56103-2014 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Основные положения».

3. Сахаров К.Ю. Излучатели сверхкоротких электромагнитных импульсов и методы измерения их параметров. – М.: Изд-во МИЭМ, 2006.-159 с.

4. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / Добыкин В.Д., Куприянов А.И., Пономарев В.Г., Шустов Л.Н.; Под ред. А.И. Куприянова. – М.: Вузовская книга, 2007.- 468с.

5. Мощные сверхкороткоимпульсные и сверхширокополосные электромагнитные излучения и их поражающее и помеховое воздействие на электронную аппаратуру передачи - приёма, обработки и хранения информации (под ред. В.Г. Герасименко, В.Б. Авдеева, А.В.Бердышева), "Научная книга", Воронеж-2008.

6. Балюк Н.В., Кечиев Л.Н., Степанов П.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007.-478 с.

7. Развитие техники создания мощных ЭМИ и формирование угрозы их деструктивного воздействия на радиоэлектронные системы общего и специального назначения / Б. Б. Акбашев, А. Н. Корнев, М. А. Лафишев, Д. И. Еряшев // Технологии ЭМС. – 2011. – №2. – С. 13 – 18.

8. Бердышев А.В., Ефанов В.М., Крикленко А.В. и др. Излучатели мощных электромагнитных импульсов нано-пикосекундного диапазона длительностей большой пиковой мощности // 18 Междунар. НТК «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, Воронежский гос. ун-т, 2012, т.2, с. 1398-1404

9. Комягин С.И. Электромагнитная стойкость беспилотных летательных аппаратов. М.: КРАСАНД, 2015.-432 с.

10. Сахаров К.Ю., Михеев О.В., Туркин В.Н. и др. Исследование функционирования локальных вычислительных сетей в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов // Технологии ЭМС, 2006, № 3, с. 36-45.

11. Сухоруков С.А., Горячевский В.В. Исследование функционирования СВТИ при испытаниях на устойчивость к намеренному силовому воздействию методами электромагнитного терроризма. Часть 1. Однократные наносекундные импульсы электромагнитного поля. // Технологии ЭМС, 2008, № 1(24), с.3-11.

12. Бердышев А.В., Авдеев В.Б., Пырочкин С.А. и др. Экспериментальное определение уровней стойкости электронных ТС ОИ при воздействиях на них мощных наносекундных электромагнитных импульсов // Тр. 22 Междунар. НТК «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, Воронежский гос. ун-т, 2016 (в настоящем сборнике).

13. Авдеев В.Б., Бердышев А.В., О новом подходе к обоснованию требований к средствам защиты электронных устройств и систем от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий // Журнал «Телекоммуникации», 2010, № 12, с 25…29.

14. Бердышев А.В., Авдеев В.Б., Пензяков В.А., Провоторов Г.Ф., Сурнин Д.В., Щеголеватых А.С. Исследование пространственно - временного распределения поля в типовом рабочем помещении при его облучении сверхкороткими электромагнитными импульсами // Тр. 17 Междунар. НТК «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, Воронежский гос. ун-т, 2011, т.3, с. 350.

15. Кечиев Л.Н., Акбашев Б.Б., Степанов П.В. Экранирование технических средств и экранирующие системы. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2010.-470 с.

Сведения об авторах

Авдеев Владимир Борисович, к.т.н, с.н.с, консультант, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

Бердышев Александр Владимирович, к.т.н, с.н.с, ведущий инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

Провоторов Георгий Федорович, нач. отдела, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 20-76.

Щеголеватых Александр Сергеевич, к.т.н., с.н.с., ведущий инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЕЙ СТОЙКОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НИХ МОЩНЫХ НАНОСЕКУНДНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Авдеев В.Б., Бердышев А.В., Щеголеватых А.С., Провоторов Г.Ф.

В докладе представлены результаты экспериментальных исследований уровней стойкости (уровней «невлияния») наиболее важных технических средств объектов информатизации (ТС ОИ) при деструктивных электромагнитных воздействиях на них мощными наносекундными электромагнитными импульсами (по ГОСТ Р 52863-2007 и ГОСТ Р 56115-2014). Проведен сравнительный анализ полученных результатов с известными данными об уровнях нарушения штатного функционирования (помех, сбоев в работе) аналогичных ТС ОИ.

EXPERIMENTAL DETERMINATION STABILITY LEVELS OF THE ELECTRONIC TECHNICAL FACILITIES AT INFLUENCE ON THEM POWERFUL NANOSECOND ELECTROMAGNETIC PULSE

Avdeev V.B., Berdyshev A.V., Schegolevatykh A.S., Provotorov G.F.

In report are presented results of the experimental studies level to stability ("ininfluence" levels) of the most important technical facilities object to informatizations (TF OI) at деструктивных electromagnetic influence on them powerful nanosecond electromagnetic pulse (on SARST R 52863-2007 and SARST R 56115-2014). Organized benchmark analysis got result with known given about level of the breach of the staff operation (hindrances, malfunctions in work) similar to TF OI.

При внешних мощных преднамеренных электромагнитных воздействиях на технические средства (ТС) приёмо-передачи, обработки и хранения информации возможна реализация различного рода эффектов в их работе, в том числе и деструктивных, приводящих к обратимыми (помехам, сбоям в работе) и необратимым (выгоранию электронных элементов) отказам в работе облучаемых ТС [1…3].

В ряде работ [3…13] исследовались уровни электромагнитного деструктивного воздействия (ДЭВ) на различные электронные технические средства (ТС), т.е., по-существу, определялись ключевые величины для оценки возможности построения и функционирования средств электромагнитного подавления и поражения [14, 15]. Отметим, что в указанных работах, определялись именно уровни электромагнитного подавления (сбоев различного уровня) или поражения (выжигания) различного типа отдельных электронных ТС. Однако, для обеспечения безопасности информации на объектах информатизации (ОИ) необходимо знание другой группы подобных параметров, а именно, уровней стойкости (или уровней «невлияния») электронных ТС по отношению к внешнему мощному импульсному электромагнитному излучению [16, 17]. Очевидно, что для их определения требуется проведение экспериментальных исследований другого типа уровней, по сравнению с традиционным подходом, при котором при нарастании уровней электромагнитного облучения электронных ТС фиксировались уровни их поражения или сбоев в работе. При этом искомые уровни стойкости выбираются из условия максимальности уровня внешнего воздействия, который еще не оказывает воздействия на штатное функционирование электронного ТС, т.е. определяется максимальный уровень внешнего воздействия, который еще не оказывает деструктивного

воздействия на программные и аппаратные составляющие электронного ТС. До проведения настоящей работы подобные данные отсутствовали, что не позволяло, в частности, обоснованно оценивать угрозы ОИ при возможных электромагнитных террористических атаках на них, а также предъявлять требования к средствам пассивной защиты рабочих помещений ОИ от мощных деструктивных электромагнитных воздействиях (ДЭВ).

Целью настоящей работы являлось определение на базе экспериментальных исследований перечня уровней стойкости (уровней «невлияния») основных электронных ТС ОИ по отношению к внешнему импульсному электромагнитному излучению наносекундного диапазона длительностей (по ГОСТ Р 52863-2007 и ГОСТ Р 56115-2014 [1, 2]).

Под уровнем стойкости электронного ТС по отношению к мощному импульсному излучению наносекундной длительности, в соответствии с [3, 16, 17], будем понимать максимальное значение пиковой напряженности электрического поля сверхкороткого электромагнитного импульса в месте расположения облучаемого ТС, при котором ТС сохраняет штатный режим работы во время и после воздействия.

Для организации и проведения экспериментальных исследований были выбраны и созданы макеты отдельных электронных ТС ОИ. Этот выбор определялся значимостью того или иного ТС для функционирования типового ОИ, а выбор конкретного производителя ТС определялся распространенностью их товарной марки на рынке.

В частности, были созданы макеты:

- отдельного автоматизированного рабочего места (АРМ) различного типа («Сервер», «Терминал» (архитектура «тонкий клиент»);
- отдельного «Коммутатора»;
- системы контроля и управления доступом (СКУД) («АРМ СКУД», «СКУД с комплектом датчиков»);
- телевизионной системы слежения (ТВСС) («ТВ-наблюдение»).

При разработке макетов важнейшим требованием, предъявляемым к ним, была возможность проведения расширенной диагностики для выявления признаков отказов и сбоев при стороннем воздействии на них мощными электромагнитными полями наносекундного диапазона длительностей.

Для обеспечения штатного функционирования оборудования, входящего в состав макетов, использовалось программное обеспечение:

- для макета «Сервер» - ОС Windows Server 2008;
- для оборудования АРМ, макета «ТВ-наблюдение» и макета «Терминал» - ОС Windows 7 (professional).

Для диагностики и сбора статистики о работе макетов до, во время и после ДЭВ программное обеспечение (ПО) выбиралось индивидуально, исходя из решаемых задач каждого макета:

- для удаленного (вне облучающего поля) опроса «Коммутатора» по протоколу SNMP был выбран менеджер OldView Console v.5;
- для обеспечения удаленной загрузки операционной системы (ОС) по архитектуре «тонкий клиент» (макет «Терминал») использовалось ПО терминального доступа VTware;
- структурная разработка сети ОИ проводилась с использованием пакета имитационного моделирования сетей связи *OpNet* IT Guru Academic Edition 9.1.

Ниже приводится номенклатура макетов основных и вспомогательных технических средств, входящих в состав ОИ и предназначенных:

- для исследований оборудования, осуществляющего обработку текстовой и видеоинформации (макеты «Сервер», «Терминал», «Коммутатор»);

- для исследований оборудования, осуществляющего контроль доступа и телеnаблюдение (макеты «АРМ СКУД», «СКУД с комплектом датчиков» и «ТВ-наблюдение»).

Состав макета «Сервер»

Макет предназначен для предоставления доступа отдельным АРМ и терминалам в единую информационную систему, а также управления правами доступа и предоставляемыми ресурсами. Состав макета «Сервер» и его основные характеристики представлены в таблице 1.

Таблица 1 - Состав макета «Сервер» и его основные характеристики

№ п/п	Наименование элемента	Тип элементов и значения технических характеристик
1	Серверная плата	Intel S12000BTL
2	Процессор	Intel Xeon E3-1245 V2 3,4 ГГц
3	модуль удаленного управления	Intel(IRMM 4)
4	Видеоадаптер	Matrox G200e ServerEngines
5	RAID-контроллер	Intel(R) ICH8R/ICH9R/ICH10R/DO SATA
6	Дисковый накопитель (хранение данных)	RAID10 (931 Гб, SATA 3) (4x500 Гб)
7	Дисковый накопитель (операционная система)	Intel SSD 180 Гб SATA 3
8	Оперативная память	16 Гб (4x4 Гб DDR3-1600 ECC DDR3 SDRAM, Dual mode)
9	Дисковый привод	DVD RW
10	Сетевые адаптеры	DGE-550SX Gigabit Ethernet PCI, Intel(R) 82574L, Intel(R) 82574LM
11	Монитор	Samsung S22B300B
12	Клавиатура	Genius KM220 USB
13	Мышь	Genius KM220 USB
14	Операционная система	Windows Server R2 Standard SP1
15	Windows терминал	WTware 5.1.28 ru
16	Виртуальная машина	VMware Workstation 8.0

Состав макета «Терминал»

Макет «Терминал» производил обработку данных (чтение/запись), ввод данных пользователем и работу в режиме «тонкий клиент». Состав макета и его основные характеристики представлены в таблице 2.

Таблица 2 - Состав макета «Терминал» и его основные характеристики

№ п/п	Наименование элемента	Тип элементов и значения технических характеристик
1	Материнская плата	Intel NM10
2	Процессор	Intel Atom D425 1,8 ГГц
3	Видеоадаптер	Интегрированный Intel GMA 3150

4	Дисковый накопитель (операционная система)	320 Гб
5	Оперативная память	2 Гб DDR3
6	Сетевые адаптеры	Gigabit Ethernet; IEEE 802.11 b/g/n
7	Монитор	ViewSonic
8	Клавиатура	Genius KM220 USB
9	Мышь	Genius KM220 USB
10	Windows терминал	VTware 5.1.28 ru

Состав макета «Коммутатор»

Макет «Коммутатор» является связующим звеном основных элементов ОИ и предназначен для соединения нескольких узлов компьютерной сети в пределах одного или нескольких сегментов сети. Основные характеристики макета «Коммутатор» представлены в таблице 3.

Таблица 3 - Состав макета «Коммутатор» и его основные характеристики

№ п/п	Наименование элемента	Тип элементов и значения технических характеристик
1	Управляемый коммутатор третьего уровня	Linksys SGE2000P
2	Кол-во портов коммутатора	24 x Ethernet 10/100/1000 Мбит/сек
3	Внутренняя пропускная способность	48 Гбит/сек
4	Размер таблицы MAC адресов	8192
5	Статическая маршрутизация	Есть
6	Поддержка стандартов	Auto MDI/MDIX, Power Over Ethernet, IEEE 802.1p (Priority tags), IEEE 802.1q (VLAN), IEEE 802.1d (Spanning Tree), IEEE 802.1s (Multiple Spanning Tree)
7	SNMP	V1, V2C, V3

Состав макета «АРМ СКУД»

Макет «АРМ СКУД» выполнял следящие функции: наблюдение за состоянием связи с контроллерами, удаленное управление контроллерами (блокирование, разблокирование, управление автономной памятью), управление исполнительными механизмами по заданному условию. Состав макета «АРМ СКУД» и его основные характеристики представлены в таблице 4.

Таблица 4 - Состав макета «АРМ СКУД» и его основные характеристики

№ п/п	Наименование элемента	Тип элементов и значения технических характеристик
1	Материнская плата	ASUS P8B75-M LE
2	Процессор	Intel Core i5-3550 3,3 ГГц
4	Видеоадаптер	Интегрированный Intel

5	Дисковый накопитель (операционная система)	OCZ Vertex 3 SSD 60 Гб SATA 3
6	Оперативная память	4 Гб DDR3
7	Дисковый привод	DVD RW
8	Сетевые адаптеры	DGE-560SX Gigabit Ethernet PCI-E, Gigabit Ethernet 10/100/1000
10	Монитор	ViewSonic
11	Клавиатура	Genius KM220 USB
12	Мышь	Genius KM220 USB
13	Операционная система	Windows Professional

Состав макета «СКУД с комплектом датчиков»

Макет предназначен для исследования воздействия ДЭВ на контроллер СКУД и охранные датчики. Состав макета приведен в таблице 5.

Таблица 5 - Состав макета «СКУД с комплектом датчиков» и его основные характеристики

№ п/п	**Наименование элемента**	**Тип элементов и значения технических характеристик**
1	Контроллер GATE -4000	Количество считывателей-2. Количество реле-2. Кол-во подключаемых охранных датчиков - 2
2	Извещатель охранный: «Аргус-3»	Дальность обнаружения - 3 – 7 м Площадь обнаружения не менее 20 м^2
4	Извещатель охранный поверхностный звуковой «Стекло-3»	Диапазон питающих напряжений – 9 - 17В
7	Считыватель бесконтактных идентификаторов U-Proxmini	Диапазон питающих напряжений – 5 - 16В
8	Извещатель охранный объемный оптико – электронный «Фотон -9»	Диапазон питающих напряжений – 10 - 15В
9	Извещатель охранный поверхностный оптико-электронный «Фотон – Ш»	Диапазон питающих напряжений – 10 - 15В

Состав макета «ТВ наблюдение»

Макет предназначен для непрерывного контроля охраняемой территории в любое время суток, записи событий, детектирования движения в заданных зонах и т.д. В состав макета «ТВ-наблюдение» входили видеокамеры: TP-LINK TL-SC4171G (проводная/беспроводная поворотная IP-камера), Grandstream GXV3601_HD (проводная IP-камера), Vt-333 H Wir (аналоговая камера), Samsung SNB-1001P (проводная IP-камера); сетевые адаптеры: Gigabit Ethernet 10/100, IIIE 802.11 b/g и ПЭВМ.

Методика проведения экспериментальных исследований

Используемые при проведении исследований средства генерации сверхкоротких импульсных (СКИ) ЭМВ включают в себя генераторы импульсных напряжений и полеобразующие (излучающие) устройства и системы.

При проведении экспериментальных исследований ступенчатое увеличение амплитуды напряженности воздействующего Е поля обеспечивалось изменением расстояния от апертуры излучающего СКИ -генератора до объекта исследований. Перед проведением исследований проводились измерения параметров электрического поля генераторов СКИ «ГСКИ-10М» и «Папка». При этом использовались приборы и оборудование, представленные в таблице 6.

Таблица 6 – Основные средства измерений и исследований

№ п/п	Наименование	Краткие технические характеристики средств измерений
1	Генератор СК ЭМИ «Папка»	Излучаемый потенциал: 18,4 кВ Длительность импульса излучаемого электрического поля: 146 пс Частота следования импульсов: 50-90 Гц
2	Генератор СК ЭМИ «ГСКИ10М»	Излучаемый потенциал: 6,0 кВ Длительность импульса излучаемого электрического поля: 104 пс Частота следования импульсов: 1,0-11,1 кГц
3	Измерительный преобразователь ИППЛ №38 (ВНИИОФИ)	Коэффициент преобразования: Кп=0,4 В/(кВ/м) Время нарастания: ПХ Тн=71 пс Длительность ПХ: Тпх=4,64нс
4	Осциллограф цифровой Agilent DSO 91304A	Число каналов: 4 Полоса пропускания частот: 13 ГГц Время нарастания ПХ (между уровнями: 0,1 – 0,9): 32 пс Диапазон входных напряжении: ± 5 В Чувствительность: 1 мВ/дел. – 1 В/дел.
5	Дальномер лазерный “Mettro 60”	Диапазон измеряемых расстояний 0 – 60 м.

При измерениях определялись максимальные значения амплитуд положительной и отрицательной полуволн импульсов электрического напряжения на выходе измерительного преобразователя ИППЛ за время 60 сек непрерывной работы генератора.

С помощью программно-аппаратных средств цифрового осциллографа определялись значения статистических характеристик последовательностей излучаемых СКИ: средние, максимальные и минимальные значения амплитуд положительной и отрицательной полуволн, разница между максимальным и минимальным значением, стандартное отклонение и число импульсов за время экспозиции, а также значения длительности импульсов между уровнями 0,5 от амплитуды импульсов.

Осциллограммы импульсов напряженности электрического поля и результаты измерений параметров электрического поля генератора «ГСКИ-10М» на расстоянии 4 метра от излучающей апертуры представлены на рисунке 1.

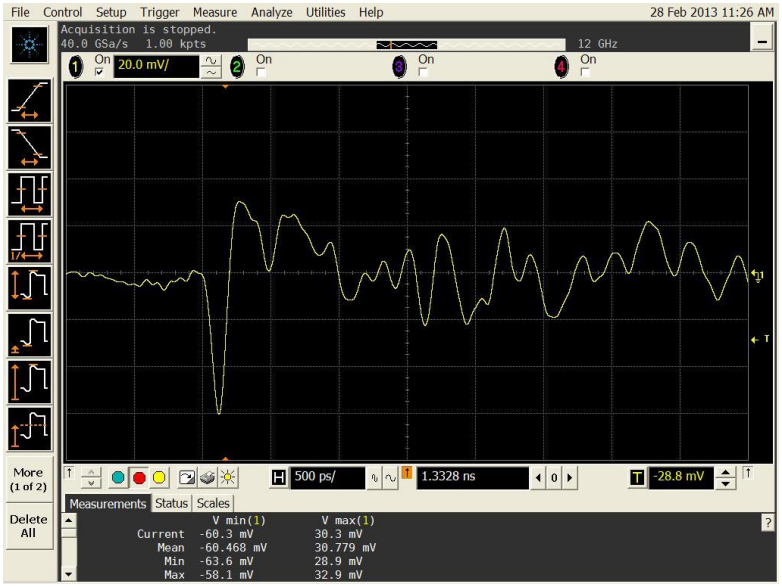


Рисунок 1 - Форма импульса и результаты измерений параметров электрического поля генератора «ГСКИ-10М» на расстоянии 4 м от среза апертуры.

Измерения численных значений амплитуд положительной и отрицательной полуволн излучаемых полей и обработка их результатов позволила установить, что излучаемый потенциал (FOM) для генератора «ГСКИ-10М» составляет FOM=6,0 кВ, а для генератора «Папка» FOM=18,4 кВ.

Зависимость напряженности поля от расстояния - гиперболическая, т.е. изменение (увеличение) напряженности поля по мере приближения излучателя к объекту испытаний происходит неравномерно. Для проведения исследований была выбрана линейка расстояний и измерены параметры воспроизводимых СКИ в процессе исследований напряженностей поля. Результаты измерений представлены в таблицах 7 и 8.

Таблица 7 -Расстояния от излучателя- генератора «ГСКИ-10М» до объекта испытаний и соответствующие им амплитуды Е поля

R, м	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
Е, кВ/м	12,2	6,1	4,1	3,0	2,5	2,0	1,8	1,6	1,4	1,2

Таблица 8-Растояния от излучателя - генератора «Папка» до объекта испытаний и соответствующие им амплитуды Е поля

R, м	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
Е, кВ/м	36,3	18,2	12,0	9,1	7,1	6,1	5,2	4,5	4,1	3,5

Степень однородности электрического поля в области, занимаемой объектом исследований, определяется характеристиками излучающих генераторов. В генераторах «ГСКИ-10М» и «Папка» использована апертурная 4-х элементная излучающая антенна в виде отрезков открытых трапецеидальных полосковых линий, соединенных параллельно. Входное волновое сопротивление такой антенной системы составляет ≈50 Ом, волновое сопротивление в раскрыве апертуры - около 200 Ом.

Были проведены измерения диаграмм распределения амплитудных значений поля данной антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях. В таблице 9 представлены значения ширины диаграммы распределения амплитуд по уровням 3 дБ и 6 дБ в горизонтальной и вертикальной плоскостях для данной антенны.

Таблица 9 - Ширина диаграмм распределения амплитуды импульса электрического поля генераторов «ГСКИ-10М» и «Папка»

Уровень от максимального значения	Горизонтальная плоскость, Δφ	Вертикальная плоскость, ΔΘ
0,5 (6 дБ)	93°	56°
0,7 (3 дБ)	65°	32°

Используя приведенные в таблице 9 значения, можно рассчитать геометрические размеры облучаемой поверхности объектов с заданной степенью однородности для различных расстояний R по формулам (1) и (2):

$$\Delta L_г = 2R*\sin(\varphi/2), \quad (1)$$

$$\Delta L_в = 2R*\sin(\Theta/2), \quad (2)$$

где $\Delta L_г$ и $\Delta L_в$ – горизонтальный и вертикальный размеры однородной (не более 3 дБ) области электрического поля; φ и Θ - углы в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

График зависимости размеров $\Delta L_г$ и $\Delta L_в$ от расстояния представлен на рисунке 2.

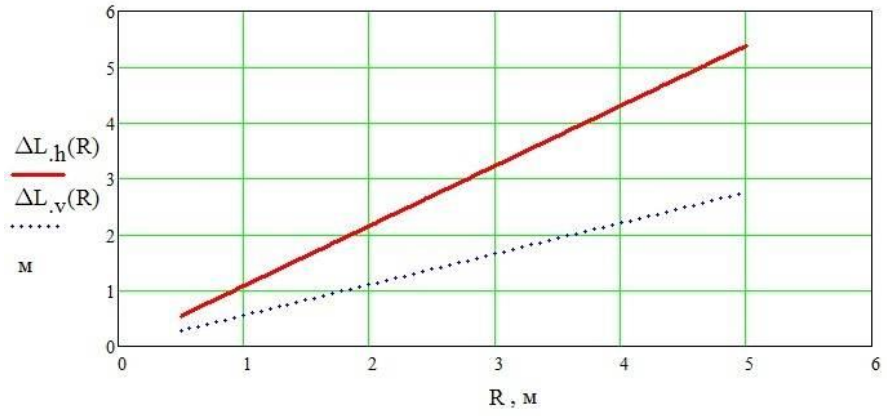


Рисунок 2 - График зависимости размеров $\Delta L_г$ и $\Delta L_в$ от расстояния R

Методика оценки влияния мощного электромагнитного излучения наносекундного диапазона длительности на функциональное состояние тестируемых ТС

При проведении исследований по определению порогового максимального уровня пикового значения напряженности импульсного электрического поля использовался метод ступенчатого повышения напряженности поля. Для каждого уровня поля производилась оценка функционального состояния объекта исследований с помощью специализированного ПО и аппаратных средств удаленного контроля. Показателями функционального состояния служили:

- для макета «Сервер» - количественные значения параметров элементов (процессора, оперативной памяти и т.д.);

- для макета «Терминал» - качественные характеристики состояния функционирования, контролируемые сервером;

- для макета «Коммутатор» – качественные показатели (норма или нарушения в работе), определяемые по сообщениям сервера;

- для ПЭВМ из состава макета «АРМ СКУД» – качественные характеристики (норма, сбой и отказ) и времена наступления нарушений в работе;

- для датчиков макета «СКУД с комплектом датчиков» – сообщения о срабатывании датчиков, формируемые контроллером СКУД и записанные терминалом в файл журнала;

- для макета «ТВ-слежение» – качественные показатели передаваемого изображения.

По результатам многократных опытов (10 и более измерений для одной конфигурации ТС) производились оценки вероятности штатного функционирования технического средства $P_ш$ и доверительного интервала ε во время и после электромагнитного нагружения, при доверительной вероятности *p*, которые должны быть не менее 0.9.

Экспериментальная оценка вероятности $P_ш$ рассчитывается по формуле:

$$P_ш = N_ш / N_к, \quad , \tag{3}$$

где: $N_ш$ – количество опытов с сохранением штатного функционирования;

$N_к$ – общее число опытов.

Учитывая, что экспериментальная оценка вероятностей производится по конечному числу испытаний, необходимо найти точность и надежность полученных оценок. Для вычисления доверительного интервала используем формулу:

$$\varepsilon = arcF(p/2)\sqrt{\frac{P(1-P)}{N_r}}, \tag{4}$$

где p - доверительная вероятность, которую зафиксируем на уровне 0.9;

P - оцениваемая вероятностная характеристика, подлежащая оценке в результате испытаний.

$F(x) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}\int_0^x \exp(-z^2/2)dz$ - табулированная функция Лапласа;

$N_{\hat{e}}$ - число опытов;

ε - доверительный интервал, удовлетворяющий условию:

$$p\{\left|P-\hat{P}\right| \le \varepsilon \le (1-\hat{P})\} \ge 0.9. \tag{5}$$

Здесь $\hat{P}$ - оценка вероятности $P_ø$, полученная в ходе испытаний.

В качестве критерия оценки используются соотношение:

$$P_Ш \le 0.9 \pm \varepsilon, \tag{6}$$

в котором ε определяется формулой (4) при соответствующих исходных данных.

Например, подставляя в формулу (4) значения $p = 0.9$, $P = 0.9$ и $N_{\hat{e}} = 10$, получаем ε=0,156. Таким образом, с учетом (5) - (6) получаем окончательно:

$$P_Ш \le 0.9 \pm^{0.1}_{0.156} \tag{7}$$

Критерий (5), (6) считается выполненным, если 0,844 ≤ $P_ш$ ≤ 1.

Результаты экспериментальных исследований и их анализ

Анализ результатов экспериментальных исследований позволил определить пороговые максимальные уровни СКИ импульсных излучений (уровни стойкости), при которых гарантируется отсутствие сбоев в штатном функционировании типовых технических средств во время и после деструктивных СКИ–воздействий. Нагружение технических средств проводилось с использованием двух указанных типов генераторов СКИ импульсов, при этом для достоверности полученных данных использовалась вертикальная и горизонтальная поляризация генераторов.

Привести и проанализировать результаты исследований по каждому из макетов, из-за ограниченного объема доклада, не представляется возможным. Приведем только результаты для макета «Сервер», а затем обобщим все полученные результаты в единой сводной таблице.

Результаты экспериментальных исследований для макета «Сервер»

Анализ результатов экспериментальных исследований с данным макетом показывает, что испытываемый макет «Сервер» устойчив к СКИ ДЭВ при напряженности поля до 1,0 кВ/м при вертикальной поляризации антенны. Однако, при вертикальной поляризации антенны и напряженностью поля выше 1,1 кВ/м, возникает критическая системная ошибка в ОС (синий экран). Повторение эксперимента через 24 часа показало, что ОС всегда фиксирует одно и тоже событие (тип события «Критическое», сообщение события «Система перезагрузилась, не завершив полностью работу»). Это сообщение представлено на рисунке 3.

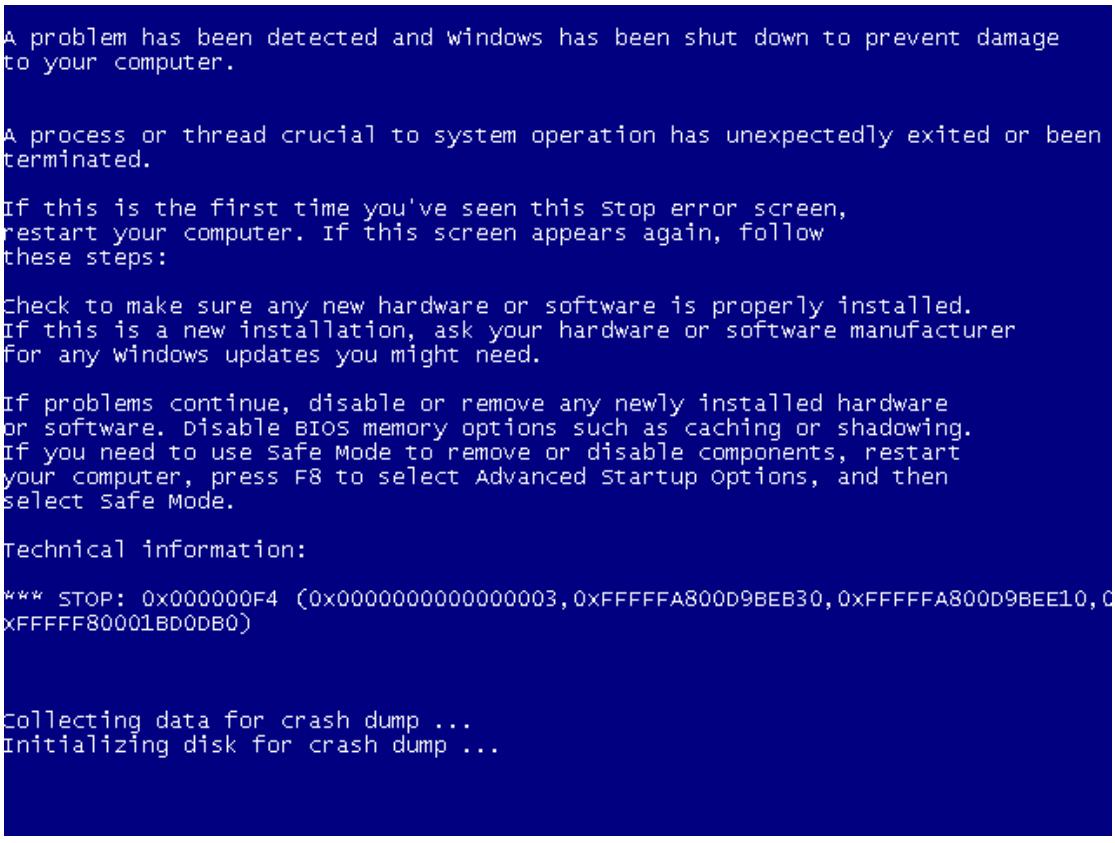


Рисунок 3 – Сообщение о критической системной ошибке ОС (синий экран) при опытах с макетом «Сервер»

Экспертный анализ, проведенный в процессе подготовки протокола испытаний, свидетельствует: эта ошибка может быть результатом того, что система перестала отвечать, произошел критический сбой, или неожиданно отключилось питание.

Так, анализ сообщений о критической системной ошибке ОС (синий экран) в журнале событий показал формирование двух типов ошибок:

0xF4 - Несколько процессов и потоков, необходимых для работы системы прерваны. Когда они прерваны по какой-либо причине, система больше не может функционировать. Ошибка встречалась 15 раз в ходе исследований.

0X4E - Ошибка вызвана драйвером получившим плохой (ошибочный) лист дескрипторов. Встречалась 1 раз в ходе исследований.

Анализ данных модуля удаленного управления Intel, а именно, анализ системного журнала, не выявил каких либо критических ошибок, за исключением сообщения: «Unknown OS Stop / Shutdown reports a runtime critical stop - тип события «неизвестное», остановка/выключение операционной системы. Это сообщение о критической остановке операционной системы представлено на рисунке 4.

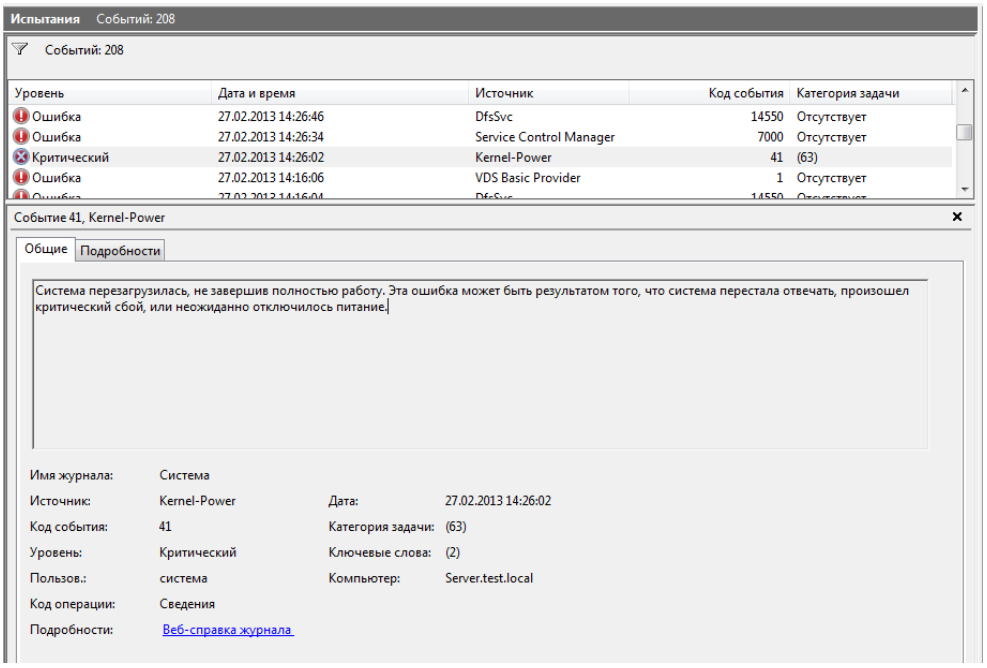
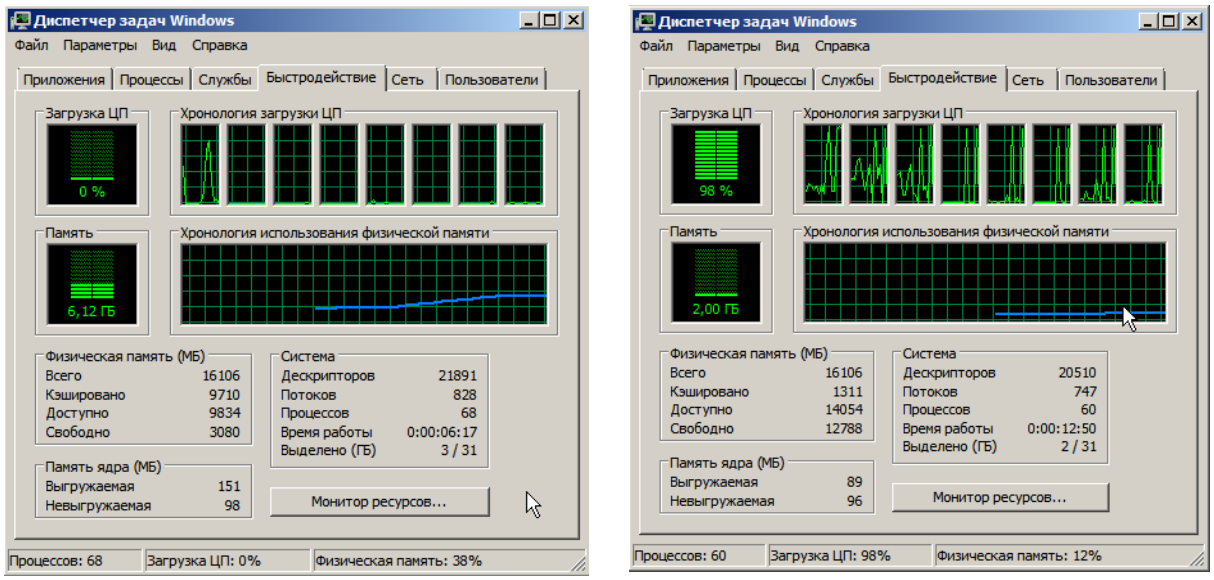


Рисунок 4 – Критическое событие ОС при опытах с макетом «Сервер»

Для имитации типовой нагрузки на сервер использовалось программное обеспечение Wireshark, которое создавало поток сетевого трафика, моделируя тем самым работу по сети с удаленным пользователем. При нагружении макета СКИ ДЭВ было зафиксировано увеличение задействования внутренних ресурсов сервера. Так, было зафиксировано, что во время награждения (воздействия) наблюдается рост потребления оперативной памяти и ресурсов процессора сервера (рисунок 5), после прекращения воздействия появилось сообщение о критической системной ошибке в ОС (синий экран).

Таким образом, можно сделать вывод, что при проведении исследований было выявлено, что на устойчивость макета «Сервер» влияет напряженность поля СКИ – генератора и его поляризация, положение образца относительно генератора СКИ.

В ходе экспериментальных исследований пороговый максимальный уровень СКИ ДЭВ (по пиковой напряжённости электрического поля) с нано- и субнаносекундной длительностью, при котором гарантируется отсутствие сбоев в штатном функционировании макета «Сервер» при вертикальной поляризации, составляет величину 1,0 кВ/м, (частота следования импульсов 11,1 кГц).



а) б)

Рисунок 5 - Рост потребления ресурсов сервера во время СКИ воздействия: а) увеличение загрузки оперативной памяти; б) резкое увеличение загрузки процессора сервера

Обобщенные результаты экспериментальных исследований

Для удобства систематизации и анализа полученных результатов исследований макетов ТС ОИ составлена сводная таблица 10. В таблице приведены значения полученных пороговых максимальных уровней СКИ ДЭВ (по пиковой напряжённости электрического поля - E_{01}) с нано- и субнаносекундной длительностью, при которых гарантируется отсутствие сбоев в штатном функционировании исследованных макетов ТС. Для сравнения в соседней колонке приведены также значения полученных в этих же опытах пороговых уровней СКИ ДЭВ (по пиковой напряжённости электрического поля - E_{02}), приводящих к сбоям различных типов в штатном функционировании исследованных макетов ТС.

Таблица 10 - Обобщенные результаты экспериментальных исследований макетов ТС ОИ

№ п/п	Наименование макета ТС	Параметры внешнего поля СКИ ДЭВ					
		Пиковая амплитуда, кВ/м		Частота следования	Длительность фронта импульса, нс	Длительность импульса, нс	Поляризация
		E_{01}	E_{02}				
1	Сервер	0,8	1,0	11,1кГц	0,1	0,4	В
2	Терминал (арх. «тонкий клиент»)	8,3 12,3	12,4	11,1кГц 11,1кГц	0,1	0,4	Г В
3	Коммутатор	28	36	90 Гц	0,12	0,4	В, Г
4	АРМ СКУД	0,75	1,5…2	11,1кГц	0,1	0,4	В, Г

5	Контроллер СКУД (типа GATE-4000)	3,0 4,5		90 Гц 90 Гц	0,12	0,4	Г В
6	Извещатели СКУД						
	Аргус-3	9	12	90Гц	0,12	0,4	В
	Стекло-3	1,5	1,8	90 Гц	0,12	0,4	В
	Фотон-9	3,1	4,1	90Гц	0,12	0,4	В
	Фотон-Ш	3,1	3,5	90 Гц	0,12	0,4	В
	Считыватель U Prox mini	9,0	18,0	90 Гц	0,12	0,4	В
7	Система ТВ – слежения						
	TP-Link	1,5	3,1	11,1	0,11	0,4	Г
	GXV3601_HD	10,0 6,2	12,4	11,1 11,1	0,11	0,4	Г В
	Vt-332 HWir	6,2 6,2	18,0 12,0	11,1 кГц 11,1 кГц	0,11	0,4	В Г
	iPolis Samsung SNB-1001-P	10,0 10,0	12,4	11,1 кГц 11,1 кГц	0,11	0,4	В Г

Сокращения: В – вертикальная, Г – горизонтальная

В известных работах [9…13], посвященных аналогичной тематике, исследуется поведение персональных компьютеров [10, 12], локальной вычислительной сети [11], системы контроля доступа [9], видеонаблюдения [13], при СКИ ДЭВ.

Для персональных компьютеров [10, 12] (уже достаточно устаревших типов) полученные экспериментально уровни сбоев лежат в пределах: 3…17 кВ/м (для разных длительностей импульсов – 0, 2…0,9 нс, частот следования 100 Гц). Ясно, что современные ПЭВМ, которые использованы в настоящей работе, должны быть более чувствительны к СКИ ДЭВ, что и следует из таблицы 10 (сбой «Сервера» - 1,0 кВ/м; сбой «АРМ СКУД»- 1,5…2 кВ/м). Отдельный терминал оказался более устойчив к ДЭВ (8…12 кВ/м), т.к. в его состав не входит отдельный системный блок.

При исследовании локальной вычислительной сети [11] в качестве базовых уже были использованы сравнительно новые ПЭВМ, и в результате экспериментально было установлено, что нарушение штатной работоспособности системы составляют 0,5…0,7 кВ/м при частотах следования 100 Гц и более. Сделан вывод о том, что наибольшей уязвимостью по отношению к СКИ ДЭВ обладают используемые в опытах концентратор и коммутатор (уровни сбоев порядка 0,7 кВ/м). При этом эти устройства были в пластмассовых корпусах и, по видимому, не были никак защищены от внешних ДЭВ. В наших же опытах был использован коммутатор в металлическом корпусе, что привело к существенно большим уровням его стойкости (28 кВ/м) и сбои (36 кВ/м).

Исследования системы контроля доступа (фирмы Parsec) без управляющей ПЭВМ [9], при воздействии на нее СКИ ДЭВ, привело к выводам, что система устойчива при уровнях внешнего облучения не превышающих 5…7 кВ/м (длительностях импульсов – 0,15…0,35 нс, частота следования 1 кГц), а электромагнитное поражение наступает при уровнях внешнего поля больших 30…40 кВ/м. Результаты полученные для элементов СКУД в нашем случае показывают, что исследованные элементы устой-

чивы к СКИ ДЭВ в пределах 1,5…9 кВ/м при этом имеется значительный индивидуальный разброс уровней для извещателей СКУД различных типов. В целом же, ясно, что уровень устойчивости СКУД как системы будет определяться стойкостью АМР СКУД (0,75 кВ/м), т.е., по-существу, стойкостью современной управляющей ПЭВМ.

Устойчивость системы видеонаблюдения относительно СКИ ДЭВ также, согласно[13], определяется уровнями сбоев центральных управляющих ПЭВМ (порядка 2…4 кВ/м). Исследованные же видеокамеры показали высокую устойчивость к импульсным СКИ полям напряженностью 10…100 кВ/м. Исследованные же в настоящей работе видеокамеры имеют значительно меньшие уровни сбоев при СКИ облучении, порядка 3…18 кВ/м. Этот факт указывает на то, что технология изготовления видеокамер не учитывает угроз СКИ ДЭВ, тем самым создавая реальные угрозы штатному функционированию систем видеонаблюдения при преднамеренных ДЭВ на них с помощью мощных СКИ генераторов.

Выводы

1. Впервые проведены экспериментальные исследования по определению максимальных пороговых уровней СКИ ДЭВ (по пиковой напряжённости электрического поля) с нано- и субнаносекундной длительностью (по ГОСТ Р 52863-2007 и ГОСТ Р 56115-2014), при которых с указанным уровнем достоверности гарантируется отсутствие сбоев в штатном функционировании типовых ТС ОИ во время и после ДЭВ. Для этого же типа ДЭВ определены также уровни (по пиковой напряжённости электрического поля) начала сбоев различного типа в ТС исследуемых макетов ТС ОИ.

2. Выявлено, что наименее стойкими ТС по отношению к СКИ ДЭВ среди исследуемых макетов являются «Сервер» и «АРМ-СКУД», имеющие пороговые значение уровней стойкости по пиковой напряженности электрического поля 0,8…0,75 кВ/м. Пороговые же уровни начала сбоев для этих же ТС начинаются при превышении пиковыми значениями напряженности электрического поля величин 1…2 кВ/м, что соответствует данным других подобных исследований.

3. Стойкость системы контроля и управления доступом в целом определяется стойкостью современной управляющей ПЭВМ. Стойкость же отдельных элементов СКУД (контроллеров, извещателей) выше и может составлять 1,5…9 кВ/м.

4. Стойкость системы видеонаблюдения также в целом определяется стойкостью управляющей ПЭВМ. Стойкость же отдельных видеокамер выше и может составлять 1,5…10 кВ/м.

Литература

1. ГОСТ Р 52863 – 2007 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищённом исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования»

2. ГОСТ Р 56103-2014 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Основные положения»

3. Балюк Н.В., Кечиев Л.И., Степанов П.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты, Москва, 2008, ООО «Группа ИДТ»,

4. Сахаров К.Ю. Излучатели сверхкоротких электромагнитных импульсов и методы измерения их параметров. Московский государственный институт электроники и математики. Москва, 2006.

5. Мощные сверхкороткоимпульсные и сверхширокополосные электромагнитные излучения и их поражающее и помеховое воздействие на электронную аппаратуру передачи - приёма, обработки и хранения информации (под ред. В.Г. Герасименко, В.Б. Авдеева, А.В.Бердышева), "Научная книга", Воронеж-2008.

6. Бердышев А.В., Ивойлов В.Ф., Козирацкий Ю.Л. и др. Экспериментальные исследования воздействия СВЧ-импульсов на содержащие интегральные микросхемы радиоэлектронные устройства // «Радиотехника», №7, 2000, с.51…54.

7. Бердышев А.В. Влияние воздействия мощных СВЧ-импульсов на УКВ-радиостанцию // Журнал «Антенны», вып.5(51), 2001, с. 57…60.

8. Авдеев В.Б., Авдеева Д.В., Бердышев А.В. и др. Функциональные сбои и помехи, возникающие при воздействии мощных сверхкоротких импульсов на телефоны мобильной связи и радиопередатчики // «Телекоммуникации», 2004, №7, с.25-28.

9. Акбашев Б.Б., Алешко А.И, Михеев О.В. и др. Экспериментальные исследование воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов на систему контроля доступа в помещение // «Технологии ЭМС», 2006, № 1, с.1…6.

10. Сахаров К.Ю., Михеев О.В., Туркин В.А. и др. Исследование воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов на персональные компьютеры // «Технологии ЭМС», 2006, № 2, с.44…49.

11. Сахаров К.Ю., Соколов, А.А., Михеев О.В. и др. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов // «Технологии ЭМС», 2006, № 3 (28), с.36…45.

12. Сухоруков С.А., Горячевский В.В. Исследование функционирования СВТИ при испытаниях на устойчивость к намеренному силовому воздействию методами электромагнитного терроризма. Часть 1. Однократные наносекундные импульсы электромагнитного поля // Технологии ЭМС, 2008, № 1(24), с.3…11.

13. Акбашев Б.Б., Алешко А.И., Галич Ю.В. и др. Результаты экспериментальных исследований систем видеонаблюдения в условиях воздействия мощных электромагнитных полей // «Технологии ЭМС», 2008, № 1(24), с.22…26.

14. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / Добыкин В.Д., Куприянов А.И., Пономарев В.Г., Шустов Л.Н.; Под ред. А.И. Куприянова. – М.: Вузовская книга, 2007.- 468с.

15. Акбашев Б.Б., Корнев А.Н., Лафишев М.А., Еряшев Д.И. Развитие техники создания мощных ЭМИ и формирование угрозы их деструктивного воздействия на радиоэлектронные системы общего и специального назначения // Технологии ЭМС. – 2011. – №2. – С. 13 – 18.

16. Авдеев В.Б., Бердышев А.В., О новом подходе к обоснованию требований к средствам защиты электронных устройств и систем от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий // «Телекоммуникации», 2010, № 12, с 25…29.

17. Комягин С.И. Электромагнитная стойкость беспилотных летательных аппаратов. М.: КРАСАНД, 2015.-432 с.

Сведения об авторах

Авдеев Владимир Борисович, к.т.н, с.н.с, консультант, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

Бердышев Александр Владимирович, к.т.н, с.н.с, ведущий инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

Провоторов Георгий Федорович, нач. отдела, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 20-76.

Щеголеватых Александр Сергеевич, к.т.н., с.н.с., ведущий инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. 2521924, доб. 33-06.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ЛАЗЕРНОГО ПРИНТЕРА

И.Ф. Файсханов, А.С. Лучинин
Екатеринбург, УрФУ, ИРИТ-РТФ
(аспирант УрФУ, Екатеринбург, f_irek@mail.ru),
(к.т.н., доцент УрФУ, Екатеринбург, r303las@mail.ru)

Аннотация. В данной работе рассмотрена проблематика побочных электромагнитных излучений конкретного лазерного принтера. В ходе исследований былиспользован экспериментально-инструментальный метод.

RESEARCH COMPROMISING EMANATION OF LASER PRINTER

I.F.Fayskhanov, A.S.Luchinin

Annotation. In this article is considered the problem compromising emanation of the laser printer. In the studies the experimental and instrumental method was used.

Введение

Информационные технологии используются практически во всех сферах общества. Получение информации на сегодняшний день не представляет сложности. Но информация может быть и ограниченного доступа, утечка которой может причинить серьезный ущерб. В соответствии с ГОСТ 50922-2006 рассматриваются три вида утечки информации: разглашение, несанкционированный доступ к ней, получение защищаемой информации (иностранными) разведками и другими заинтересованными субъектами [1].

В рамках данной работы исследуется опасность побочного излучения лазера принтера, поэтому основной акцент производится на третий вид утечки. Исследованию подлежал лазерный принтер Canon i-Sensys LBP3010. Принтер был полностью разобран, была исследована его структурная схема и были исследованы элементы, излучение которых может содержать информацию о документе, выведенном на печать.

Элементы лазерного принтера

Исследуемый принтер функционально разделен на следующие блоки:

- лазерное сканирующее устройство;
- форматтер принтера;
- система управления двигателем;
- система приема бумаги;
- система формирования изображения.

На рисунках ниже приведены данные блоки.

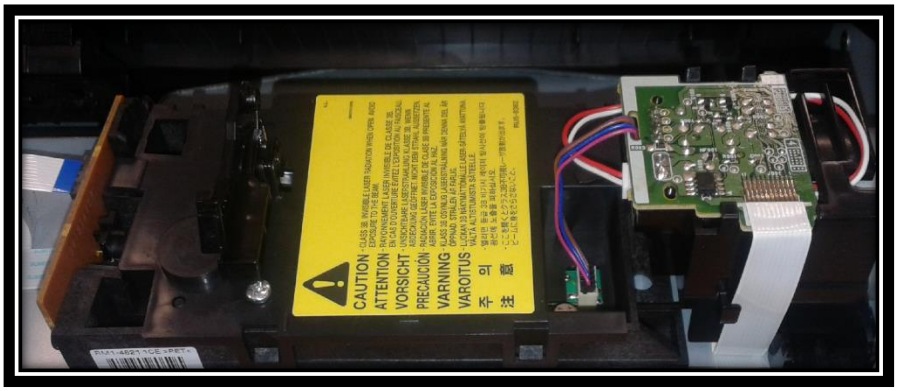


Рис.1. Корпус лазера принтера изнутри

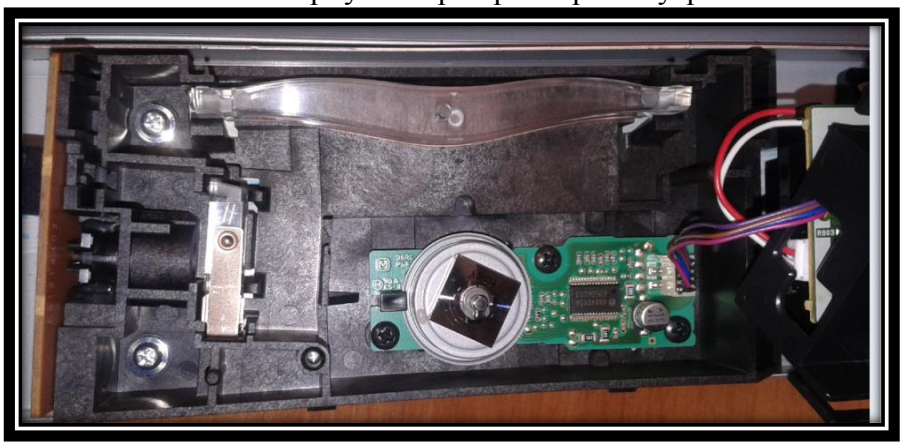


Рис. 2. Корпус лазера принтера изнутри

На Рис.1 представлен лазер лазерного принтера в защитном корпусе. Данный корпус защищает лазер принтера от неблагоприятных воздействий, а также защищает вращающееся зеркало, которое очень точно откалибровано. Все элементы в данном блоке высокопрецизионны. На Рис. 2 представлен корпус лазера изнутри.

Данное устройство располагается на передней части принтера, справа от него располагается двигатель принтера (Рис. 3).

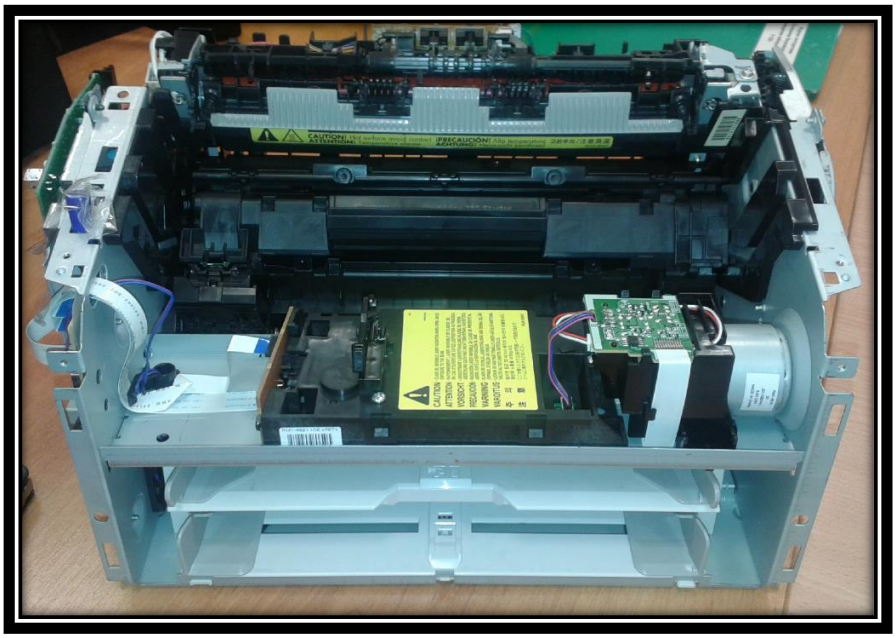


Рис. 3. Расположение корпуса лазера

Форматер принтера – это микропроцессор, выполняющий обработку данных, передаваемых от компьютера. В данном принтере он располагается на левой боковой стенке принтера (Рис. 4).

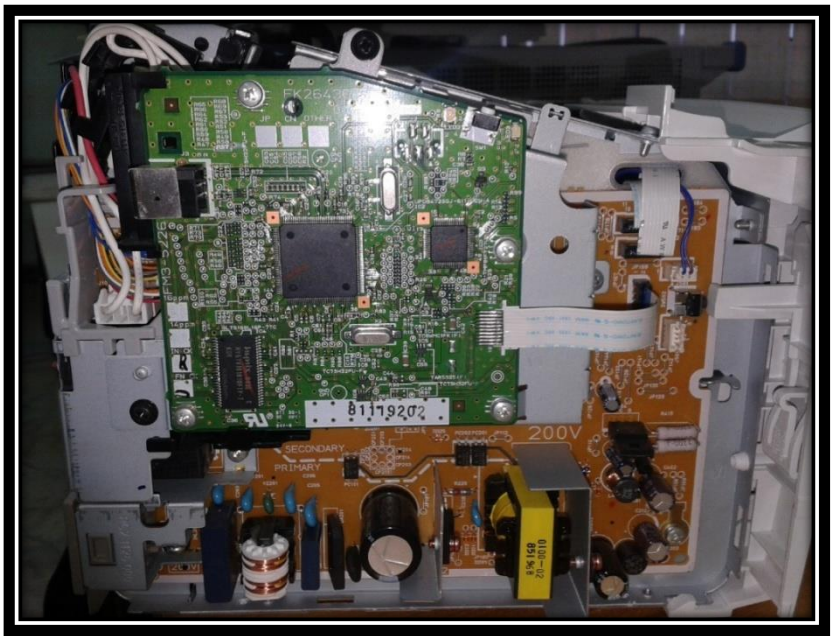


Рис.4. Расположение форматера принтера

Система управления двигателем лазерного принтера находится справа от корпуса лазера. Слева – микросхема управления двигателем, справа – двигатель (Рис. 5).

Система приема бумаги состоит из лотков и блоков управления захватом бумаги. Лоток приема бумаги расположен на передней стенке принтера (Рис. 6).

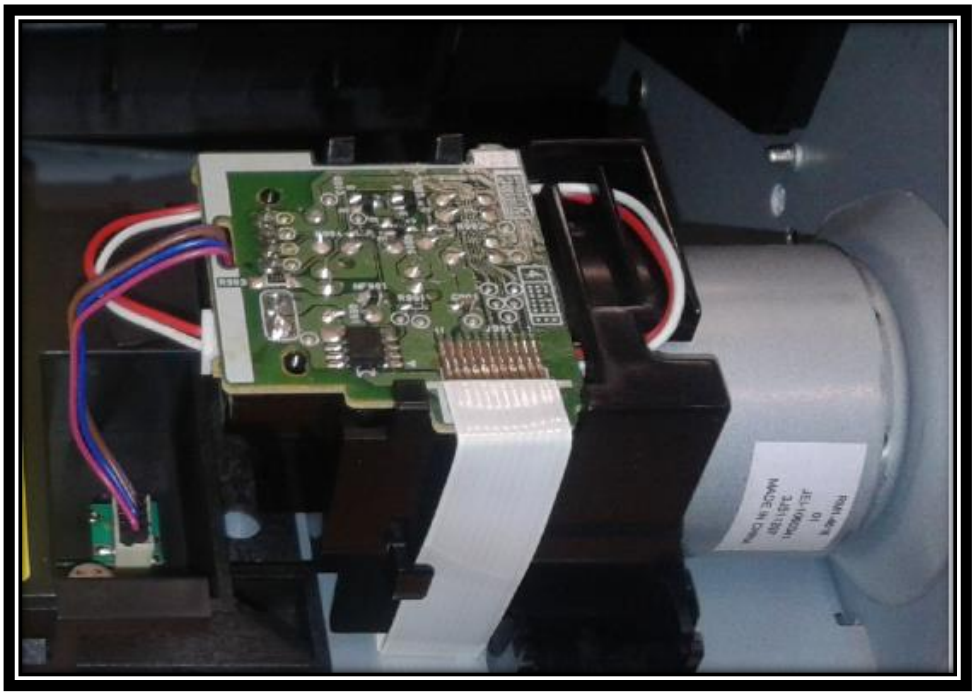


Рис. 5. Система управления двигателем

Рис. 6. Приемный лоток

Блоки управления захватом бумаги расположены на задней стенке принтера и имеют оптроны, которые подают сигнал, в зависимости от положения бумаги.

Таким образом, были рассмотрены основные элементы функциональной схемы лазерного принтера. Для рассмотрения опасности перехвата побочного излучения интерес представляют форматер принтера и блок лазера.

В данной работе была поставлена цель обнаружить и исследовать побочное электромагнитное излучение (ПЭМИ) данного лазера.

Определение частоты побочного электромагнитного излучения

В целях определения частоты побочного электромагнитного излучения, необходимо рассмотреть характеристики данного принтера.

Данный лазерный принтер печатает с качеством 600*600 точек на дюйм. Скорость печати – 14 страниц в минуту. 1 дюйм – это 2.54 см. То есть, при данном разрешении 600/2,54=237 пикселей в одном сантиметре, и 18 см * 237 пикселей = 4266 пикселей в одной строке листа А4. По высоте: 29,7 см – 3 см (поля) = 26,7 см. 26,7 см * 237 пикселей = 6327,9 пикселей по высоте (Рис. 7). Скорость многогранного зеркала, которое отражает изображение лазера – одинакова.

Сигнал лазера принтера представлен пачкой импульсов: каждый импульс содержит изображение строки. Длительность одного импульса находится следующим образом:

1) принтер печатает со скоростью 14 страниц в минуту;

2) одна страница печатается за: 60 /14=4.3 страницы в секунду;

3) количество пикселей по вертикали – 6328;

4) то есть, длительность одного импульса: 4.3/6328=679 мкс;

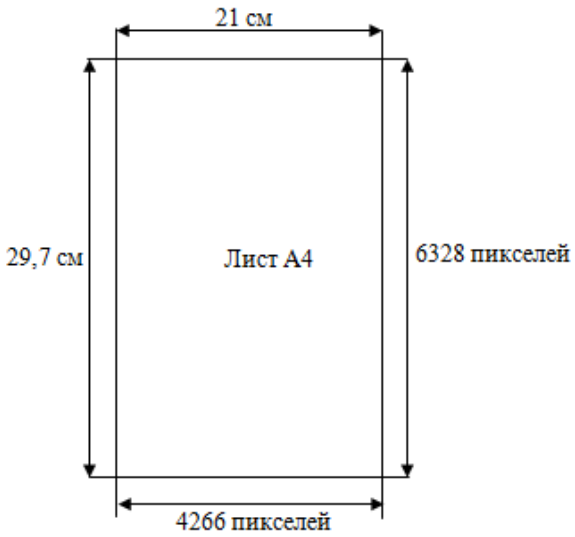


Рис. 7. Параметры листа А4

5) но поскольку принтеру необходимо время на поднятие бумаги на одну строку, то можно взять за длительность одного импульса 600 мкс.

6) также, исходя из сервисной документации на принтер [2, 3] и информации с веб-ресурса специалистов сервисных служб [4] имеется время на поиск лазером начала строки и для формирования левого поля.

Таким образом, получаем сигнал, вид которого изображен на Рис. 8.

Обозначения:

1. лазер включен для поиска начала строки;
2. лазер выключен для формирования левого поля;
3. формирования строки изображения;
4. лазер выключен для формирования правого поля;

Далее, цикл повторяется.

Для того, чтобы определить тактовую частоту лазера принтера, необходимо умножить количество пикселей на частоту обновления лазера и поделить на 2 (скважность сигнала).

Частота обновления лазера принтера:

$$f = \frac{1}{600*10^{-6}} = 1.66 * 10^3 \text{ Гц} = 1.67\text{кГц} \quad (1)$$

Тактовая частота лазера принтера:

$$f_{\text{такт}} = \frac{4266*1.67*10^3}{2} = 3562110 \text{ Гц} = 3.56 \text{ МГц} \quad (2)$$

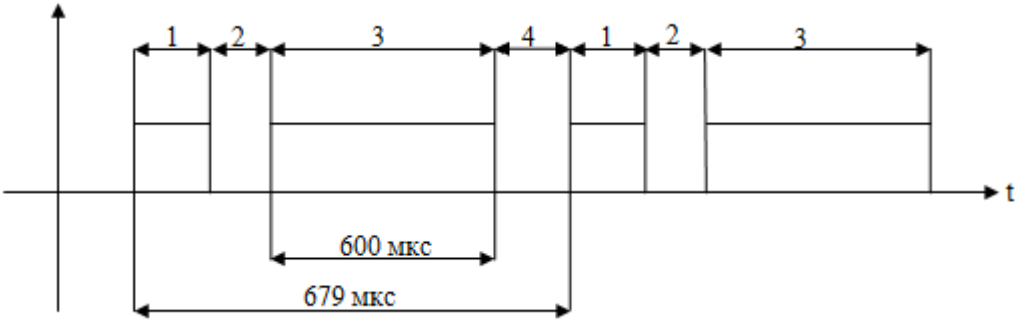


Рис. 8. Сигналы лазера принтера

Экспериментальные результаты

Первый этап исследований проводился с использованием осциллографаTektronix TDS3054C.

В ходе исследований на печать были поданы следующие документы:

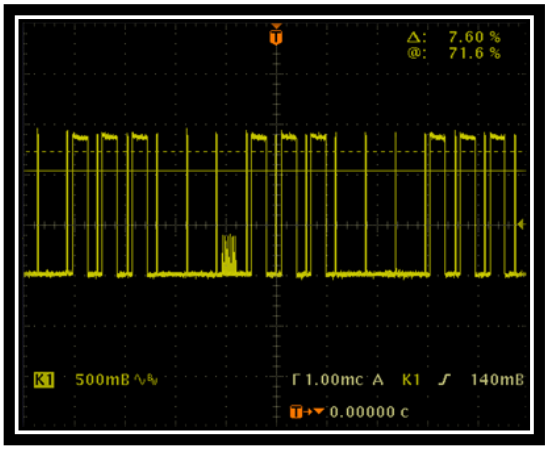
–изображение с вертикальными полосами;

–символы равно «=»;

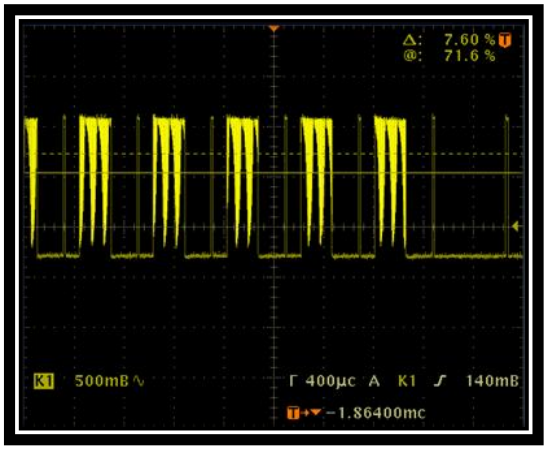
–сплошной черный лист;

–текстовый документ.

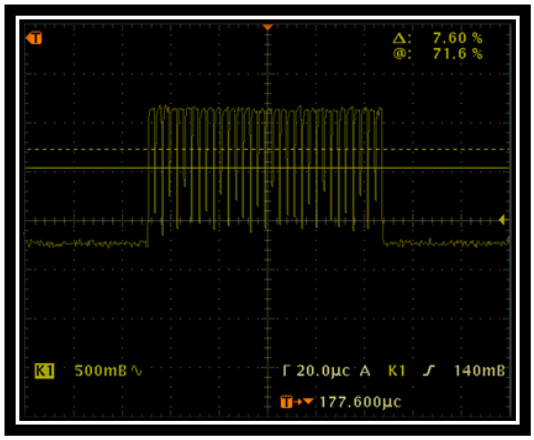
Осциллограммы сигналов изображены на Рис.9.



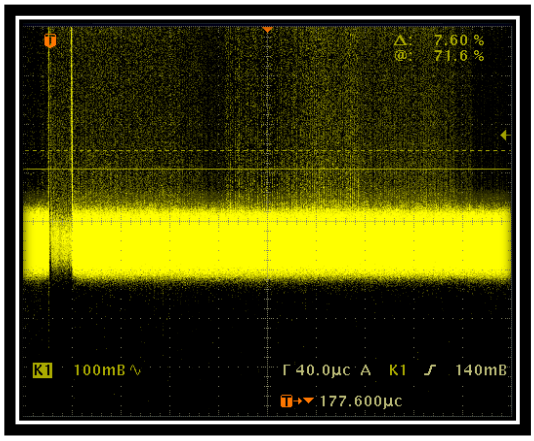
1



2



3



4

Обозначения:

1. Осциллограмма сигнала при печати вертикальных полос;
2. Осциллограмма сигнала при печати знаков «=»;
3. Осциллограмма сигнала при печати сплошного черного листа;
4. Осциллограмма сигнала при печати текстового документа.

Рис.9. Осциллограммы сигналов лазера принтера

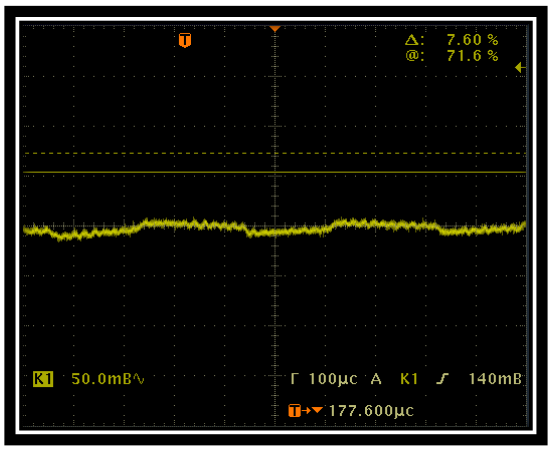
При печати текстового документа осциллограф не смог отобразить точную структуру сигнала.

Предыдущие документы, отправленные на печать представляли собой повторяющийся набор символов. Однако, если рассматривать текстовый документ построчно в виде точек с разрешением 600*600 на дюйм, то структура представляет собой сложный случайный процесс, который данный осциллограф не может более детально представить. При попытке увеличить временной промежуток сохраненного сигнала, осциллограф теряет структуру сигнала.

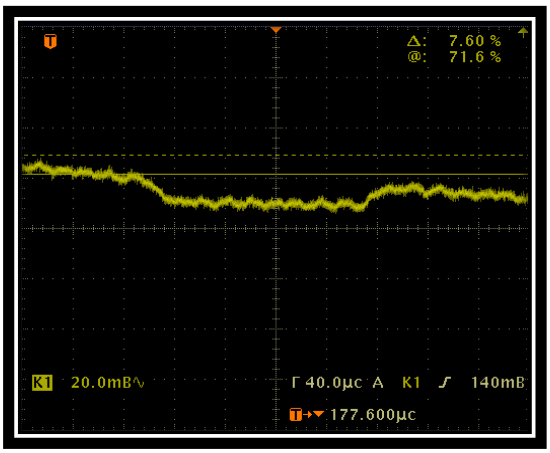
Второй этап исследований проводился с использованием рамочной антенны, которая была установлена на расстоянии 5 см от шлейфа, исходящего от платы лазера.

Аналогично предыдущим экспериментам, на принтер подавались различные документы.

Экспериментальные результаты следующие (Рис. 10).



1



2

Обозначения:

1. Осциллограмма сигнала симметричной линии при печати черного листа
2. Осциллограмма сигнала симметричной линии при печати знаков «=»

Рис.10. Осциллограммы сигналов симметричной линии

По длительности сигнала данный сигнал не соответствует результатам, полученным с осциллографа, однако по структуре схож, поэтому можно предположить, что на осциллограмме изображен сигнал, содержащий информацию о документе, исходящего от платы лазера.

Выводы

Исходя из результатов эксперимента, можно сделать вывод, временная диаграмма составлена верно, данные полученные с осциллографа при подключении к контактам лазера коррелируют с выводимыми на печать документами.

Данные, полученные с рамочной антенны, не поддаются корреляции с документами, отправленными на печать.

Таким образом, стоит отметить, что перехват побочного электромагнитного излучения лазера принтера возможен при специальных условиях (например, в безэховой камере), или при наличии аппаратуры более высокого уровня.

Стоит отметить, в данной работе не была рассмотрена возможность перехвата при помощи наводок, что является не менее опасным способом получения информации.

В перспективе рассматривается подробное рассмотрение данного вопроса, а также исследование побочного электромагнитного излучения с форматера принтера. В

данном блоке, предположительно, наиболее опасным элементом является USB-интерфейс.

Литература

1. ГОСТ 50922-2006 Защита информации. Основные термины и определения.
2. HPLaserJetP1000 Series .ServiceManual.
3. HP LaserJet 1010, 1012, 1015, and 1020. Service Manual.
4. «Мир периферийных устройств ПК». Технический журнал для специалистов сервисных служб: http://www.mirpu.ru/

Сведения об авторах

Лучинин Александр Сергеевич. год рождения: 1949;название Вуза и год его окончания: УПИ им. С.М.Кирова, 1972 г.; направления научных исследований: радиотехнические системы специального назначения, создание высокочувствительной приемной и измерительной аппаратуры, работающей в широком диапазоне частот с обеспечением расширенного набора сервисных функций средствами современной микропроцессорной техники; год защиты диссертации: 1983 г.; место работы: УрФУ им. первого Президента России Б.Н.Ельцина;
электронный адрес: r303las@mail.ru.

Файсханов Ирек Фоатович. год рождения: 1992, название Вуза и год его окончания: УрФУ им. первого Президента России Б.Н.Ельцина, 2015; направления научных исследований: побочные электромагнитные излучения, аутентификация пользователей на основе устойчивого клавиатурного почерка; год защиты диссертации: 2019; место работы: АО «УПП «Вектор»;
электронный адрес: f_irek@mail.ru

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ СТРАН НАТО В СВЕТЕ РЕАЛИЗАЦИЙ ОСНОВНЫХ КОНЦЕПЦИЙ ВЕДЕНИЯ ВОЕННЫХ ДЕЙСТВИЙ

Батурин Ю.О., Золотов С.И.

Дается краткий анализ концептуальных документов, определяющих содержание и роль радиоэлектронной борьбы (РЭБ) в военных действиях стран НАТО на ближайшую перспективу. Приводятся основные направления создания новых и развития существующих комплексов и средств РЭБ вооруженных сил (ВС) стран НАТО в свете реализации данных документов.

TRENDS IN THE DEVELOPMENT OF ELECTRONIC WARFARE NATO COUNTRIES IN THE LIGHT OF THE IMPLEMENTATIONS OF THE BASIC CONCEPTS OF WARFARE

Baturin Y.O., Zolotov S.I.

The short analysis of the conceptual documents defining the maintenance and a role electronic warfare in NATO military operations on immediate prospects is given. The basic directions of creation and developments electronic warfare systems and equipments armed forces NATO in the light of realisation the given documents are resulted.

В последние годы утверждены новые и продолжают реализовываться принятые ранее концепции, напрямую или опосредованно обусловливающие изменения роли и места РЭБ при ведении военных действий, и, как следствие, определяющие основные тенденции развития техники РЭБ в перспективе. Результаты анализа таких концепций показали следующее.

Технологически развитые страны постепенно стали отказываться от ведения массовых войн классического типа и предпочитают добиваться своих политических целей посредством «ограниченной войны» [1]. Это объясняется, прежде всего, тем, что чрезвычайно возросшая мощь оружия в войнах последнего столетия стала сопровождаться огромными потерями населения и экономического потенциала, а появление оружия массового поражения (ОМП) поставило под сомнение возможность пользоваться результатами победы в силу негативных экологических и иных последствий. Отсюда возникла и развивается идея управления международными кризисами и военными конфликтами. Цель этого управления - принудить противника к принятию навязываемых ему условий, но без существенных материальных, а главное - людских, потерь (прежде всего, со своей стороны). Эта цель определяет границы применения силы по следующим основным направлениям:

- ограничение театра военных действий по пространству границами государства - жертвы агрессии;
- ограничение вооруженного противоборства по физическим сферам, борьба в воздухе и в космосе и воздействие из этих сфер по наземным объектам;
- ограничение вооруженной борьбы по средствам - недопущение применения ядерного и других видов ОМП.

В условиях перечисленных ограничений, по мнению авторов, приоритетным становится применение нелетальных видов оружия, к числу которых относятся сред-

ства РЭБ, преимущественно с воздуха или из космоса, что и предопределяет современные направления их развития в ВС стран НАТО.

Анализируя актуальные проблемы современного мирового развития, руководство НАТО пришло к выводам об изменении характера традиционных рисков для безопасности блока и появлении новых угроз глобального масштаба. Данные выводы нашли свое отражение в стратегической концепции НАТО «Активное вовлечение, современная оборона», принятой в 2010 г. на Лиссабонском саммите [2]. Одной из таких «асимметричных» угроз для безопасности альянса признаны компьютерные атаки на информационные сети НАТО и стран-участниц. Впервые в стратегическую концепцию включено положение о кибернетическом пространстве как новой сфере оборонной деятельности Североатлантического союза, которая требует создания централизованной системы киберзащиты всех структурных элементов блока, а также необходимости совершенствования национальных средств киберзащиты. Таким образом, данная стратегическая концепция фактически определяет возрастание роли нетрадиционных методов ведения РЭБ в ходе будущих военных конфликтов с участием стран НАТО.

Обозначенные в принятой стратегической концепции НАТО угрозы и пути их решения в полной мере обусловили повышение актуальности реализации следующих принятых ранее (в конце 90-х годов прошлого века – начале 2000-х годов) концепций, изменяющих роль и место РЭБ [3]:

- концепции «Сопряжение и функциональная интеграция систем управления, вычислительной техники, связи и разведки» (C^4IFTW – Command, Control, Computer, Communications and Intelligence for the Warrior);

- концепции «сетецентрической войны» (Network Centric Warfare (NCW)**);**

- концепции «информационных операций» (IO) или «информационных войн» и развивающих ее «Национальной стратегии обеспечения кибербезопасности США», «Стратегии действий министерства обороны США в киберпространстве», а также доктрины «Операции в киберпространстве».

Характеристика новых роли и места РЭБ в свете реализации данных концепций подробно описаны ранее [4,5]. Не вдаваясь в детальное рассмотрение вопросов совершенствования отдельных тактико-технических характеристик систем и средств РЭБ, приведем следующие, по нашему мнению, основные направления их развития, удовлетворяющие новым концепциям применения ВС НАТО (рисунок 1).

Концепция «ограниченной войны», основополагающие аспекты которой представлены выше, повышает интенсивность проведения работ по двум основным направлениям: создание комплексов радиоэлектронного подавления (РЭП) космического базирования и совершенствование необслуживаемых автономных средств РЭП, основными способами применения которых является постановка помех с (над) территории противника.

Первое направление включает проведение работ по созданию радиочастотного оружия, устанавливаемого на искусственных спутниках земли. Прогнозируется, что спутники с радиочастотным оружием будут оснащены радиопередатчиками высокой мощности, способными прерывать работу, выводить из строя или уничтожать размещенные на спутниках противника электронное оборудование и системы боевого управления национального уровня. Достоверные сведения о конкретном содержании работ отсутствуют, однако проведенные оценки подтверждают их техническую осуществимость уже в ближайшее десятилетие.

Второе направление предопределяет создание новых и совершенствование существующих малогабаритных необслуживаемых комплексов РЭП, а также комплексов разведки и РЭП с беспилотных летательных аппаратов (БЛА). С большой долей уверенности к основным работам по данному направлению могут быть отнесены:

Рис.1. Основные направления развития техники РЭБ вооруженных сил стран НАТО в свете реализаций основных концепций ведения военных действий

- создание системы наземных необслуживаемых малогабаритных приемо-передающих устройств Wolf Pack [6], устанавливаемых (разбрасываемых) в непосредственной близости от РЭС противника с БЛА, выстреливаемых из артиллерийских установок или силами диверсионно-разведывательных групп (рисунок 2);

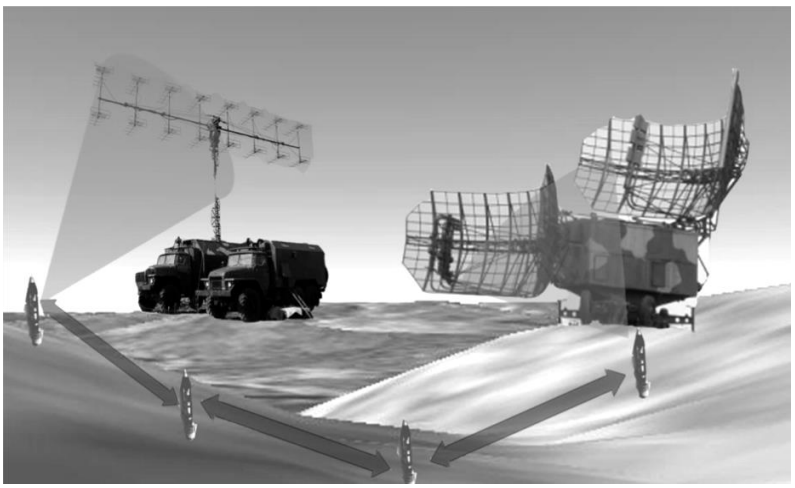


Рис.2. Вариант применения системы наземных необслуживаемых малогабаритных приемо-передающих устройств Wolf Pack

- совершенствование (в направлениях расширения функциональности и увеличения продолжительности работы) наземного многоцелевого комплекса малогабаритных станций радиоразведки и РЭП CES [7] с открытой модульной архитектурой (рисунок 3);

Рис.3. Элементы комплекса малогабаритных станций радиоразведки и РЭП CES

Рис.4. Элементы комплекса РЭП MEWS

- принятие на вооружение мобильного комплекса РЭП MEWS [8], в составе станций помех которого отсутствует аппаратура непосредственной радиоразведки, а целеуказание осуществляется с использованием информации, добываемой территориально удаленными станциями радио-, радиотехнической разведки (РРТР) (рисунок 4);

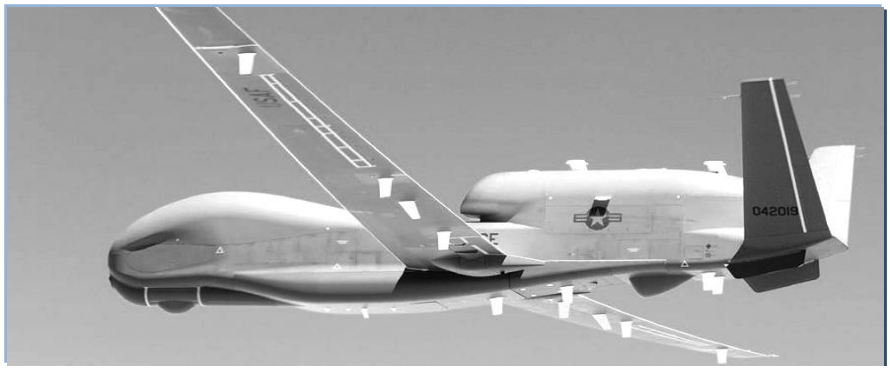


Рис.5. Стратегический БЛА «Global Howk»

- оснащение стратегических БЛА (типа «Global Howk» (рисунок 5)) модернизированными самолетными средствами РЭП (типа AN/ALQ-99J), способными осуществлять прицельное по частоте подавление РЛС и связных средств противника;

а)

б)

Рис.6. Тактический БЛА «Shadow» (а) и оперативно-тактический БЛА «Predator» (б)

- оснащение тактических и оперативно-тактических БЛА (типа «Shadow», «Predator» (рисунок 6)) модульными станциями РЭП, способными осуществлять заградительное по частоте подавление РЭС противника в широком диапазоне длин волн.

Концепция C^4IFTW обусловливает актуальность проведения работ по комплексированию средств разведки и РЭБ различных видов, созданию унифицированных модульных средств и систем с открытой архитектурой.

Одним из представителей комплексно-интегрируемых систем является наземно-воздушная интегрированная система разведки и РЭБ тактического звена Сухопутных войск США «Prophet» [9] (рисунок 7). Планируется, что данная система будет использоваться как управляющий компонент для наземных комплексов Р и РЭБ, наземных необслуживаемых датчиков и дистанционно управляемых аппаратов, применяющихся в полосе его действий. В настоящее время в качестве наземного компонента системы «Prophet» поступает на вооружение наземный мобильный многофункциональный комплекс радиоэлектронной разведки и РЭП AN/MLQ-40(V)4, в состав которого входят пункт управления и две–три мобильные станции радиоэлектронной разведки и РЭП. К воздушному компоненту системы «Prophet» относится комплекс с БЛА «Shadow-200 (-400)», в качестве целевых нагрузок которых могут использоваться станции РРТР или модульные станции РЭП УКВ диапазона.

Рис.7. Станция помех из состава комплекса РЭП «Prophet»

Концепция «сетецентрической войны», основополагающим аспектом которой является создание единого информационно-коммуникационного пространства, нашла свое отражение в программах по согласованному развитию и применению комплексов и средств РЭБ с системами управления, связи, разведки и высокоточного оружия (ВТО) и обеспечению за счет этого бесшовной сопрягаемости и совместимости военных систем различного назначения и базирования.

Примером такой интеграции на межвидовом уровне может служить система сбора, обработки и распределения разведывательной информации DCGS [10] (рисунок 8).

Основу автоматизированной системы составит разрабатываемая на основе открытой архитектуры подсистема интеграции, через которую пользователи, в том числе комплексы РЭБ, смогут подключать необходимые им аппаратные и программные приложения. Как считают американские военные специалисты, развертывание перспективных аппаратных и программных средств позволит существенно повысить оперативность выдачи целеуказаний на подавление РЭС противника за счет перехода к новому принципу разведывательного обеспечения посредством «адаптивного взаимодействия».

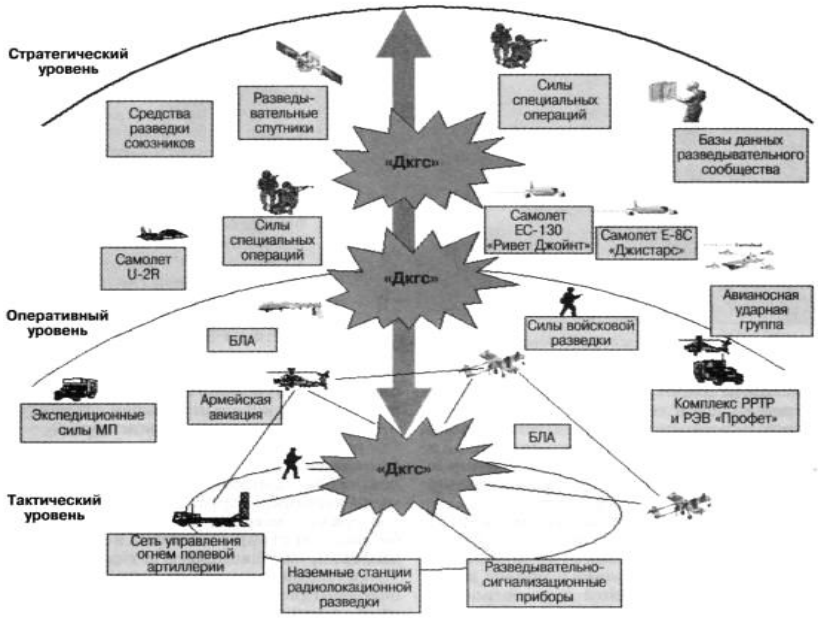


Рис.8. Структура системы сбора, обработки и распределения разведывательной информации DCGS

Результаты анализа отдельных публикаций в западной прессе свидетельствуют о реализации ряда программ по интеграции на уровне комплексов Р и РЭБ. Работы по данным программам предусматривают объединение комплексов Р и РЭБ в единую сеть, что должно обеспечить, с одной стороны, более детальное и своевременное вскрытие обстановки на поле боя, а с другой – наиболее оптимальный выбор средств для решения задач по дезорганизации управления войсками и оружием. Предполагается, что основная нагрузка будет возложена на перспективные воздушные системы и средства (преимущественно БЛА), характеризующиеся многофункциональностью использования. После начала использования БЛА в качестве несущих платформ, способных максимально приблизиться к РЭС противника, значительно эффективнее станут мероприятия по дезинформации противника, атакам вычислительных сетей и подавления их маломощными средствами.

Одним из наиболее активно развивающихся направлений работ по созданию техники РЭБ является разработка программных и аппаратных средств ведения войн в киберпространстве. В соответствии с принятыми концепциями военное руководство НАТО рассматривает борьбу в киберпространстве как составную часть информационного противоборства, которое должно вестись не только в четырех традиционных пространствах – наземном, морском, воздушном и околоземном, но и в киберпространстве. В соответствии с данным подходом, в ВС зарубежных стран помимо создания средств проведения кибероперациий ведется формирование сил ведения боевых действий в киберпространстве [11].

Примером проводимых работ по разработке программных и аппаратных средств ведения войн в киберпространстве может служить создаваемый в целях повышения эффективности преодоления ПВО и введения в заблуждение противника в рамках проекта «Suter» специальный аппаратно-программный комплекс информационного противоборства [12]. Данный комплекс предназначен для поиска радиоканалов передачи данных системы ПВО противника, перехвата передаваемой в них информации и внедрения ложных данных о параметрах целей. По заявлению американских специалистов, эксперименты по использованию аппаратно-программного комплекса «Suter» проводятся последние несколько лет в Ираке. В ходе данных испытаний отрабатываются вопросы поиска передатчиков, вскрытия структуры сетей и вторжения в них.

В целях повышения живучести образцов вооружения и военной техники в ходе нанесения ударов в «ограниченной войне» разрабатываются новые технологии создания комплексов групповой (коллективной) и индивидуальной активно-пассивной защиты. Такие технологии направлены на комплексирование средств РЭП с радиолокационными, инфракрасными и оптическими системами разведки, прицеливания и наведения. Примером реализации этих технологий может являться переоснащение боевой и специальной авиации ВС стран НАТО на новые интегральные комплексы индивидуальной защиты (типов INEWS, IDECM и др.), в которых весь арсенал средств РЭБ (станции непосредственной РТР, устройства предупреждения об облучении и пусках ракет, станции радиоэлектронного и оптикоэлектронного подавления, автоматы выброса ложных целей, противорадиолокационные ракеты и другие средства) оптимально скомпонован в едином комплексе бортового радиоэлектронного оборудования летательного аппарата. При этом в нем нашли отражение возрастающие требования к летно-техническим характеристикам и радиолокационной скрытности самолета.

Для целей групповой защиты авиации создаются универсальные модульные станции помех для установки на различных типах носителей. Одной из них является авиационная станция помех нового поколения, создаваемая в США по программе «NGJ» (Next Generation Jammer) [13,14] (рисунок 9). Ожидается, что разрабатываемая станция обеспечит постановку помех РЭС, работающим в режиме повышенной скрытности. Прогнозируется, что по сравнению с существующей аналогичной станцией (типа AN/ALQ-99) она будет иметь в два раза большую пропускную способность по количеству одновременно подавляемых РЭС, в полтора раза увеличенную дальность подавления, меньшие массогабаритные характеристики и повышенную надежность. Данной станцией должны оснащаться самолеты групповой защиты авиации EA-18G «Growler», перспективные самолеты РЭБ морской пехоты F-35 и беспилотные летательные аппараты.

Рис.9. Внешний вид контейнера с аппаратурой NGJ

Таким образом, новые концепции и их практическая реализация странами НАТО в ходе локальных войн и учений привели к существенному изменению содержания РЭБ, ее роли и места в операциях, а также к созданию принципиально новых систем и средств РЭБ. Это позволяет командованиям ВС стран НАТО реализовать новые формы ведения РЭБ. Опыт локальных войн и вооруженных конфликтов показывает, что значимость и эффективность способов комплексного применения новых высокотехнологичных систем и средств РЭБ в ходе специальных операций по борьбе с системами боевого управления противника не только сопоставима, но зачастую и превосходит эффективность обычного оружия. Все это делает средства РЭБ активным атрибутом современного вооруженного противоборства.

Литература

1. http://www.modernarmy.ru/article/175 © Портал «Современная армия». «Ограниченная война»: концепция современных и будущих военных конфликтов. (По статье генерал-майора А. Клименко).
2. Симонов А. Новая стратегическая концепция НАТО // Зарубежное военное обозрение. 2011. № 1. С 3-8.
3. Паршин С.А., Горбачев Ю.Е., Кожанов Ю.А. Современные тенденции развития теории и практики управления в вооруженных силах США // М.: Ленанд. – 2009.
4. Иванов И., Чадов И. Содержание и роль радиоэлектронной борьбы в операциях XXI века // Зарубежное военное обозрение. 2011. № 1. С 14-20.
5. Буренок В.. Новые технологии и войны // Защита и безопасность. 2011. № 3. С 8-11.
6. Стрелецкий А. Американский перспективный комплекс ведения радиоэлектронной войны «Вулфпак» // Зарубежное военное обозрение. 2002. №10. С 27-28
7. Jane's Radar and Electronic Warfare Systems. - Jane's Information Group. - U.K – 2008…2009. С 380.
8. http://www.trltech.co.uk/spectrum-surveillance/Tactical-monitoring/MEWS.aspx
9. Перспективный комплекс РРТР и РЭВ сухопутных войск США «Профет» // Зарубежное военное обозрение. 2008. №7. С.39.
10. Гаврилов А. Автоматизированная система сбора, обработки и распределения разведывательной информации Сухопутных войск США DCGS-A // Зарубежное военное обозрение. 2010. № 7. С. 32-40
11. Тулин С. Органы управления ВС США боевыми действиями в кибернетическом пространстве // Зарубежное военное обозрение. 2012. № 2. С. 18-23
12. Кларк Р., Нейк Р. Третья мировая война: какая она будет? Высокие технологии на службе милитаризма // Спб.: Питер, 2011.
13. Развитие средств электронного подавления в Вооруженных Силах США // Иностранная печать об экономическом, научно-техническом и военном потенциале государств – участников СНГ и технических средствах его выявления. Серия «Техническое оснащение спецслужб зарубежных государств». 2012. № 8. С 17-19.
14. http://www.militaryparitet.com/ttp/data/ic_ttp/7093/

Сведения об авторах

Батурин Юрий Олегович родился 02.06.1964 г. в г. Туапсе. Окончил Воронежское высшее инженерное училище радиоэлектроники (1986 г.). Директор Филиала ПАО «НПО Завод «Волна» в г. Воронеже. Кандидат технических наук (1994 г.), старший научный сотрудник (1995 г.). Направление научных исследований – разработка перспективной техники радиоэлектронного подавления средств радиосвязи.

e-mail: baturin_yo@mail.ru

Золотов Сергей Игоревич родился 09.08.1970 г. в г. Воронеже. Окончил Киевское высшее инженерное радиотехническое училище ПВО им. маршала авиации А.И. Покрышкина (1992 г.). Начальник научно-технического центра – заместитель директора Филиала ПАО «НПО Завод «Волна» в г. Воронеже. Кандидат технических наук (2004 г.), доцент по специальности (2008 г.). Направление научных исследований – развитие способов радиоэлектронной защиты радиоэлектронных систем и средств.

e-mail: zolotoffvrn@mail.ru

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ПОЛУЧЕНИЯ АНСАМБЛЕЙ МНОГОФАЗНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Жук А.П., Белан Н.В., Карасев И.В., Жарнов А.А.

В докладе представлены результаты сравнения способов получения ансамблей многофазных ортогональных сигналов (АМФОС). Данные способы основаны на вводе в бидиагональную Эрмитову матрицу (ЭМ) трех или шести диагональных коэффициентов и расчете ее собственных векторов (СВ). Сравнительный анализ проведен с целью выявления наиболее эффективного способа, обеспечивающего структурную скрытность АМФОС.

COMPARISON OF METHODS OF RECEIVING ENSEMBLES OF MULTIPHASE ORTHOGONAL SIGNALS

Zhuk A.P., Belan N.V., Karasev I.V., Zharnov A.A.

In the report are results of comparison of methods of receiving ensembles of multiphase orthogonal signals (EMFOS). These methods are based on input three or six diagonal coefficients into the bidiagonal Hermitian matrix (HM) and calculating its eigenvectors (EV). The comparative analysis was carried out with the purpose of revealing the most effective method, providing structural concealment of EMFOS.

На сегодняшний день известно множество способов получения ансамблей ортогональных сигналов (АОС) [1-5], однако, не каждый из этих способов позволяет получить ансамбли большого объема. Решение данной задачи актуально вследствие того, что наличие АОС требуемого объема позволяет реализовать стохастическое применение данных сигналов, что повышает структурную скрытность систем передачи информации при их применении [6].

Для решения данной задачи авторы в своих исследованиях использует способы, основанные на рассмотрении собственных векторов ЭМ четвертого порядка с тремя и шестью диагональными коэффициентами.

Задачей доклада является сравнительный анализ различных способов получения АМФОС, представляемых СВ ЭМ.

Целью доклада является выбор способа получения АМФОС, позволяющего получить максимальное количество их структур.

Определим условия проведения экспериментов:

– расчеты СВ осуществляются для бидиагональной ЭМ четвертого порядка;

– во всех экспериментах изменяется фаза одного коэффициента - $A_{1,2}$.

В ЭМ вида (1) диагональные коэффициенты представлены в показательной форме, символ $\varphi_{i,j}$ обозначает фазу коэффициента, соответственно амплитуды коэффициентов: $A_{1,2}=A_{2,1}=100$, $A_{2,3}=A_{3,2}=14$, $A_{3,4}=A_{4,3}=100$.

$$M = \begin{pmatrix} 0 & A_{1,2}\cdot e^{i\cdot\varphi_{1,2}} & 0 & 0 \\ A_{2,1}\cdot e^{i\cdot\varphi_{2,1}} & 0 & A_{2,3}\cdot e^{i\cdot\varphi_{2,3}} & 0 \\ 0 & A_{3,2}\cdot e^{i\cdot\varphi_{3,2}} & 0 & A_{3,4}\cdot e^{i\cdot\varphi_{3,4}} \\ 0 & 0 & A_{4,3}\cdot e^{i\cdot\varphi_{4,3}} & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Проанализируем АМФОС, описываемых СВ ЭМ, полученных в результате ввода в ЭМ вида (1) трех выше обозначенных диагональных коэффициентов. Результаты эксперимента представлены в таблице 1.

Таблица 1 – АМФОС, полученные при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

№	Значения сигналов S1 – S4			
S1	$0{,}008\cdot e^{i\cdot 88}$	$-0{,}055\cdot e^{i\cdot(-106)}$	$0{,}68\cdot e^{i\cdot 0}$	$-0{,}67\cdot e^{i\cdot 179}$
S2	$0{,}68\cdot e^{i\cdot 0}$	$-0{,}67\cdot e^{i\cdot 179}$	$-0{,}008\cdot e^{i\cdot(-92)}$	$0{,}055\cdot e^{i\cdot 74}$
S3	$0{,}008\cdot e^{i\cdot 88}$	$0{,}055\cdot e^{i\cdot 74}$	$0{,}68\cdot e^{i\cdot 0}$	$0{,}67\cdot e^{i\cdot(-1)}$
S4	$0{,}68\cdot e^{i\cdot 0}$	$0{,}67\cdot e^{i\cdot(-1)}$	$-0{,}008\cdot e^{i\cdot(-92)}$	$-0{,}055\cdot e^{i\cdot(-106)}$

На рисунках 1 – 4 изображены сигналы S1-S4 АМФОС, представленного в таблице 1.

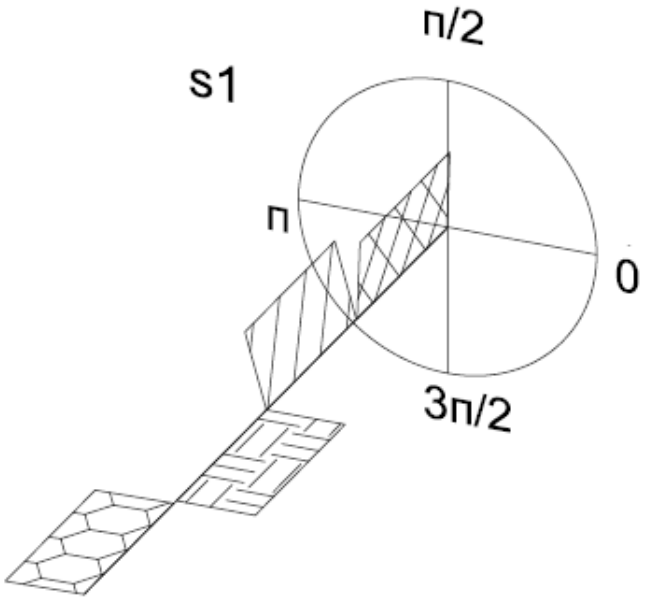


Рисунок 1 – Модель сигнала S1 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

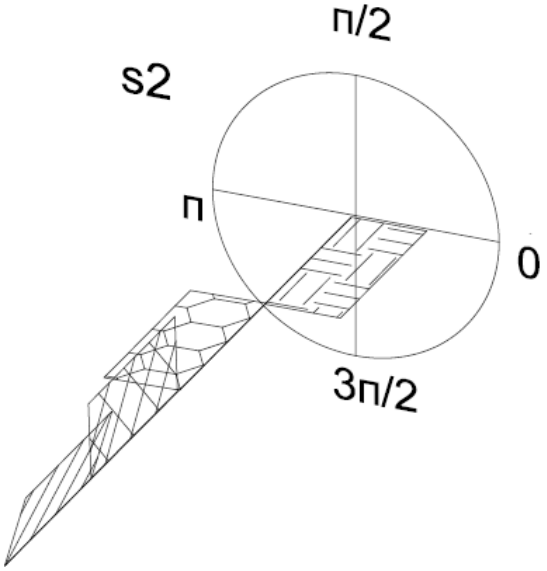


Рисунок 2 – Модель сигнала S2 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

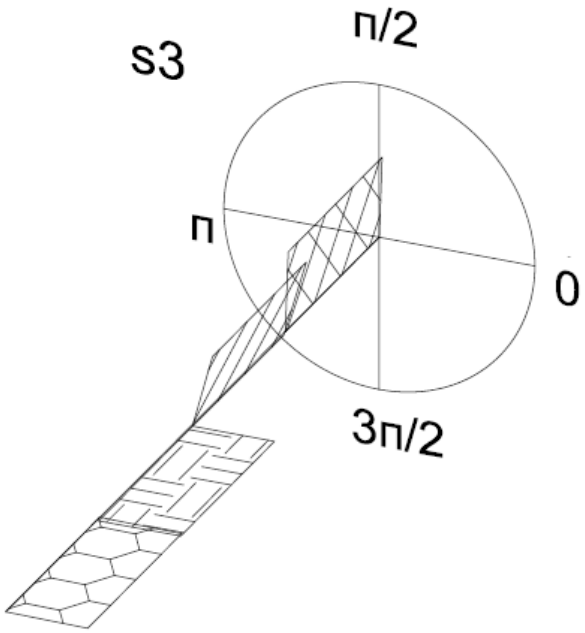


Рисунок 3 – Модель сигнала S3 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

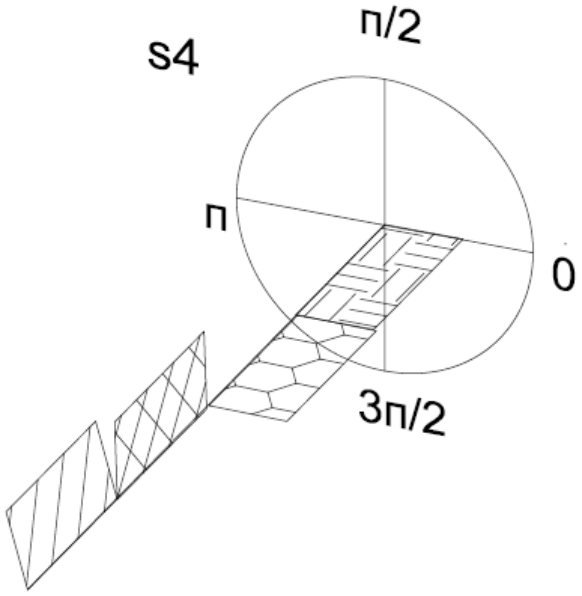
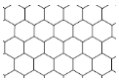
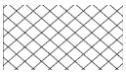
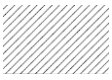


Рисунок 4 – Модель сигнала S4 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

Штриховкой на иллюстрационных моделях сигналов S1 – S4 обозначены следующие значения фаз единичных элементов:

0^0  $-1^0, 179^0$  $-92^0, 88^0$  $-106^0, 74^0$

Из результатов проведенного эксперимента следует вывод: в АМФОС, полученных при вводе трех диагональных коэффициентов в ЭМ присутствуют сигналы с повторяющимися значениями амплитуд при разных значениях фаз, что снижает количество структур получаемых сигналов.

Далее проанализируем АМФОС, полученных в результате ввода в бидиагональную ЭМ вида (2) шести коэффициентов со следующими значениями амплитуд: $A_{1,2}=A_{2,1}=100$, $A_{2,3}=A_{3,2}=14$, $A_{3,4}=A_{4,3}=100$, $A_{1,3}=A_{3,1}=25$, $A_{2,4}=A_{4,2}=90$, $A_{1,4}=A_{4,1}=0{,}5$.

$$M1=\begin{pmatrix} 0 & A_{1,2}\cdot e^{i\cdot\varphi_{1,2}} & A_{1,3}\cdot e^{i\cdot\varphi_{1,3}} & A_{1,4}\cdot e^{i\cdot\varphi_{1,4}} \\ A_{2,1}\cdot e^{i\cdot\varphi_{2,1}} & 0 & A_{2,3}\cdot e^{i\cdot\varphi_{2,3}} & A_{2,4}\cdot e^{i\cdot\varphi_{2,4}} \\ A_{3,1}\cdot e^{i\cdot\varphi_{3,1}} & A_{3,2}\cdot e^{i\cdot\varphi_{3,2}} & 0 & A_{3,4}\cdot e^{i\cdot\varphi_{3,4}} \\ A_{4,1}\cdot e^{i\cdot\varphi_{4,1}} & A_{4,2}\cdot e^{i\cdot\varphi_{4,2}} & A_{4,3}\cdot e^{i\cdot\varphi_{4,3}} & 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Результаты эксперимента представлены в таблице 2.

Таблица 2 – АМФОС, полученные при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

№	Значения сигналов S1 – S4			
S1	$0{,}52\cdot e^{i\cdot(-8)}$	$-0{,}43\cdot e^{i\cdot168}$	$0{,}6\cdot e^{i\cdot0}$	$-0{,}4\cdot e^{i\cdot(-171)}$
S2	$0{,}41\cdot e^{i\cdot17}$	$-0{,}55\cdot e^{i\cdot(-169)}$	$-0{,}4\cdot e^{i\cdot177}$	$0{,}59\cdot e^{i\cdot0}$
S3	$0{,}62\cdot e^{i\cdot0}$	$0{,}4\cdot e^{i\cdot0}$	$-0{,}51\cdot e^{i\cdot(-169)}$	$-0{,}41\cdot e^{i\cdot(-165)}$
S4	$0{,}39\cdot e^{i\cdot15}$	$0{,}56\cdot e^{i\cdot8}$	$0{,}45\cdot e^{i\cdot(-1)}$	$-0{,}57\cdot e^{i\cdot0}$

На рисунках 5 – 8 изображены сигналы S1-S4 АМФОС, представленного в таблице 2.

Для моделей сигналов, представленных на рисунках 5 – 8 штриховка задана произвольно без учета фаз и амплитуд сигналов.

Из исследований, проведенных при вводе в бидиагональную ЭМ шести коэффициентов, следует вывод:

– получены АМФОС с неповторяющимися амплитудами при одинаковых значениях фаз;

– количество значений фаз в сигналах АМФОС увеличилось по сравнению со случаем использования коэффициентов только второй диагонали ЭМ;

– количество структур сигналов АМФОС при использовании ЭМ вида (2) больше по сравнению с количеством структур сигналов АМФОС, получаемых при использовании ЭМ вида (1).

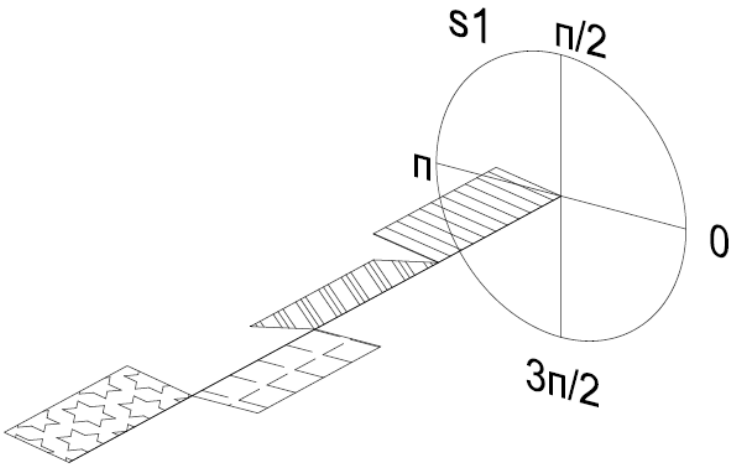


Рисунок 5 – Модель сигнала S1 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

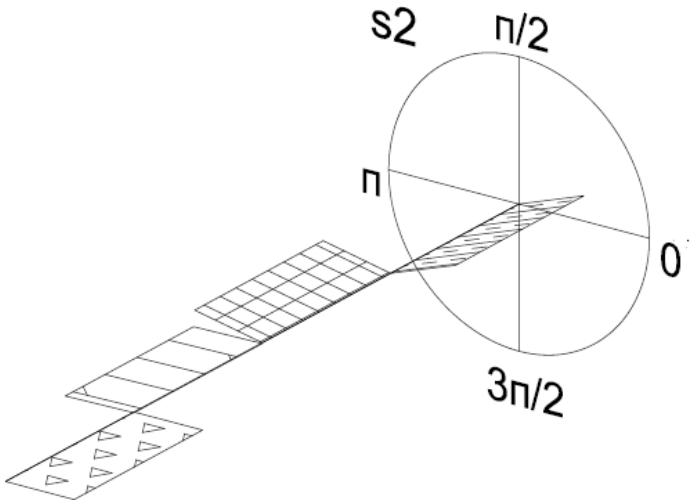


Рисунок 6 – Модель сигнала S2 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

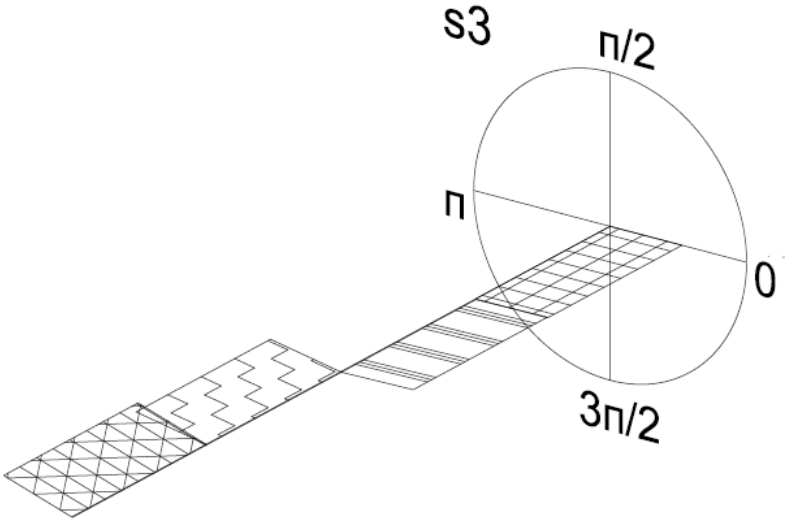


Рисунок 7 – Модель сигнала S3 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

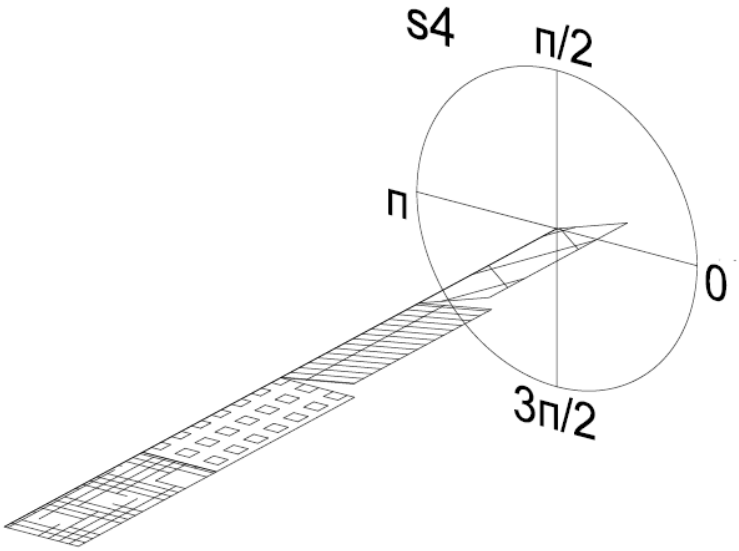


Рисунок 8 – Модель сигнала S4 при значении фазы $\varphi=15^0$ коэффициента $A_{1,2}$

Таким образом, для получения АМФОС, описываемых СВ ЭМ, целесообразно использовать матрицы с отличными от нуля диагональными коэффициентами (кроме главной диагонали), так как количество получаемых сигналов при этом увеличивается, что при их стохастическом применении в системах передачи информации позволит повысить структурную скрытность последних.

Литература

1. Пашинцев В.П., Малофей О.П., Жук А.П. Развитие теории синтеза и методов формирования ансамблей дискретных сигналов для перспективных систем радиосвязи различных диапазонов радиоволн. – М.: Физматлит, 2010. – 195 с.
2. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Никитин А.Н. Системы связи с кодовым разделением каналов. – СПб.: СПбГУТ, 1999. – 120 с.
3. Сухарев Е.М. Общесистемные вопросы защиты информации: Коллективная монография. Кн. 1.– М.: Радиотехника, 2003. – 296 с.
4. Жук А.П., Голубь Ю.С., Иванов А.С. Методика стохастического формирования ансамблей дискретных ортогональных многоуровневых сигналов. // Информационное противодействие угрозам терроризма. 2011. №6. С. 109-113.
5. Жук А.П., Петренко В.И., Кузьминов Ю.В., Жук Е.П. Совершенствование аппарата синтеза и оценки свойств новых типов ансамблей ортогональных дискретных последовательностей. // Инфокоммуникационные технологии. 2012. № 4 (10). С. 9-14.
6. Баркетов С.В., Жук А.П., Сазонов В.В., Авдеенко С.И., Жук Е.П., Лохов В.И., Голубь Ю.С. Когерентная система передачи информации хаотическими сигналами. Патент на изобретение RUS 2326500 16.08.2006.

Сведения об авторах

Жук Александр Павлович, 23.01.1966, Ставропольское высшее военное инженерное училище связи им. 60-летия Великого Октября в 1988 г. Направление научных исследований связано с совершенствованием способов информационного обмена в телекоммуникациях. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук защищена в 1997 году. alekszhuk@mail.ru/ 8 (918) 884-14-81, профессор кафедры «Организация и технология защиты информации» ФГАОУ ВПО Северо-Кавказский федеральный университет; РФ; Ставрополь.

Белан Надежда Викторовна, 25.02.1995, окончила ФГАОУ ВПО Северо-Кавказский федеральный университет в 2016 году по направлению подготовки 10.03.01 «Информационная безопасность», nadya_belan@mail.ru/ 8 (918) 864-83-04, студентка 1 курса магистратуры направления 10.04.01 «Информационная безопасность»; РФ; Ставрополь.

Карасев Иван Валентинович, 07.12.1993, ФГАОУ ВПО Северо-Кавказский федеральный университет, tuskymon@yandex.ru/ 8 (961) 481-54-14, студент 5 курса по специальности 10.05.01 «Компьютерная безопасность»; РФ; Ставрополь.

Жарнов Александр Анатольевич, 18.06.1978, начальник лаборатории Филиала военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов Московской области), 8-915-452-28-05. Направление научных исследований связано с телекоммуникационными системами и системами синхронизации.

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ В ШТАБЕ СОЕДИНЕНИЯ

Волостных В.А., Рогов Р.А., Барауля И.Г.

Проблема защиты информации существовала всегда, но в настоящее время из-за огромного скачка научно-технического прогресса она приобрела особую актуальность. Поэтому задача специалистов по защите информации заключается в овладении всем спектром приемов и методов защиты информации, а так же способов моделирования и проектирования систем защиты информации.

Из всего выше изложенного можно следующим образом классифицировать информацию:

По уровню доступа, включающую в себя следующие виды:

- государственная тайна;
- информация конфиденциального характера;
- общедоступная информация.

К видам конфиденциальной информации относятся:

1. Персональные данные;
2. Сведения, составляющие тайну следствия и судопроизводства;
3. Служебные сведения;
4. Сведения, связанные с профессиональной деятельностью - профессиональная тайна;
5. Сведения, связанные с профессиональной деятельностью - коммерческая тайна;
6. Сведения о сущности изобретения;
7. Сведения, содержащиеся в личных делах осужденных.

Документированная информация, включающая в себя:

- бумажную т.е. та информация, носителем которой используется бумага;
- электронную т.е. образ существующей действительности, созданный и представленный в символьной (двоичной) форме с помощью специально созданного искусственного языка в виде последовательной записи на ЭВМ.

Недокументированная информация (акустическая) включающая в себя:

- речевая т.е. акустическая информация, источником которой является человеческая речь.
- сигнальная т.е. информация выполняющая функцию предварительного оповещения о документах путем предоставления библиографических сведений о них.

Под объектом органов военного управления следует понимать штаб. Штаб - основной орган военного управления личным составом формирования (вооружёнными силами , видами вооруженных сил, родами войск (сил), и ниже по различным звеньям управления) в военное время и руководства его обучением, воспитанием и подготовкой в повседневной деятельности в мирное время. Штабы имеются в Вооружённых Силах Российской Федерации как правило, в звеньях от батальона и выше.

Не стоит забывать про ответственность военнослужащих виновных в утрате или утечки какой-либо из информации. В уголовном кодексе Российской Федерации принятым Федеральным Законом №63 от 13.06.1996 года указаны статьи и наказание применяемые к военнослужащим а именно:

1. Федеральный закон от 27.07.2006 года №149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации».
2. Доктрина информационной безопасности Российской Федерации от 5.12.2016 года.
3. «Уголовный кодекс Российской Федерации» от 13.06.1996 года №63-ФЗ (ред. От 19.12.2016 года).

МОДЕЛЬ УГРОЗ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ БАЗАХ ДАННЫХ

Штаненко В. И., доцент, кандидат военных наук, Барауля И.Г., Рогов Р.А.
Военная академия связи, г. Санкт-Петербург

Для построения эффективной системы защиты информации недостаточно выявить каналы утечки информации, проанализировать возможные угрозы, последствия их реализации и оценить потери. Нужно еще хорошо представлять облик нарушителя, возможности технических средств получения информации по различным каналам. Только совокупность этих знаний позволит адекватно среагировать на возможные угрозы [1, 2].

Любой нарушитель для реализации своих замыслов руководствуется определенной мотивацией и намерениями, владеет совокупностью умений и навыков совершенствования противоправных действий с применением технических средств.

Реальные возможности нарушителя во многом определяются и состоянием объекта защиты, наличием потенциальных технических и агентурных каналов утечки информации, качеством средств защиты информации. От надежности системы защиты информации зависят и действия нарушителя. В связи с этим целесообразно выбрать в качестве показателя эффективности системы защиты информации вероятность обнаружения и своевременной реакции на каждый вид нарушения.

Для того чтобы модель нарушителя приносила максимальную пользу, она должна быть привязана к конкретному объекту, должна учитывать мотивы действий нарушения, потенциальные возможности по доступу к информационным ресурсам различных категорий внешних и внутренних нарушителей на различных пространственно-временных срезах объекта защиты.

Адекватная модель нарушителя, в которой отражаются его практические и теоретические возможности, априорные знания, время и место действия – важная составляющая успешного проведения анализа риска и определения требований к составу и характеристикам системы защиты.

Несмотря на то, что нарушитель, как любой человек, обладает огромным количеством характеристик, с точки зрения построения системы безопасности объекта и информации от несанкционированного доступа, наибольший интерес представляют: категория, квалификация, оснащенность техническими средствами, пространственно-временные характеристики. Однако сама по себе модель нарушителя не может дать всей необходимой информации, для построения эффективной системы защиты информации. Для достижения этой цели необходимо рассмотреть различные варианты действий нарушителя.

Можно выделить четыре основных сценария: нападение вооруженной группы; проникновение со взломом; тайное проникновение с нейтрализацией средств защиты; использование для получения информации сотрудников объекта. Наличие такой модели нарушителя и сценария, который постоянно корректируется на основе получения новых знаний о возможностях нарушителя и изменениях в системе защиты, на основе анализа причин произошедших нарушений, позволит повлиять на сами эти причины, либо точнее определить требования к системе защиты от данного вида нарушений.

Литература

1. Абалмазов Э.И. Методы и инженерно технические средства противодействия информационным угрозам. – М.: Гротек, 1997. – 248с.

2. Андриенко А.А Защита информации на объектах управления и связи от несанкционированного доступа. СПб.: ВАС, 1996. – 212с.

ПРОБЛЕМА УТЕЧКИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО СЕТЯМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Васюков Дмитрий Юрьевич, Смыгин Александр Михайлович.
Военная академия связи Санкт- Петербург.

Функционирование любой ифотелекоммуникационной системы специального назначения, подразумевает работу не только специального оборудования но и человека (специалиста) выполняющего задачи по ее эксплуатации. В современном мире трудно представить себе человека живущего в наше время и не имеющего различных коммуникаторов, гаджетов или каким либо образом несвязанного с социальной сетью.

Получение доступа к мобильному телефону, лучше любого взлома может раскрыть конфиденциальную и личную информацию. Пароль, продиктованный по телефону, мгновенно становится достоянием злоумышленника, если подслушать телефонный разговор.

Первый способ прослушивание мобильного телефона на расстоянии при помощи специального оборудования. Недалеко от вас размещается пассивная система перехвата GSM эфира. В момент вызова или подключения к сети, сигнал, перехватывается, декодируется, а затем перенаправляется на базовую станцию. В результате такого вторжения можно не только прослушать телефонный разговор, а также узнать IMEI, IMSI, TMSI идентификаторы, номер вашей SIM-карты. Впоследствии эту информацию можно использовать для телефонных звонков от вашего имени, подделки сим-карты, получения доступа к платежным системам и многого другого.

Второй способ: установка на мобильный телефон без вашего ведома программы для прослушивания телефона. Достаточно на несколько минут оставить устройство без присмотра и можно установить на телефон специальное приложение для прослушивания звонков, которое к тому же разрешит слежку за телефоном по GPS, будет перехватывать SMS сообщения, откроет доступ к микрофону и камере вашего устройства.

Как от этого спастись? Один из вариантов – «защищенный» смартфон. В частности, здесь есть контроль известных уязвимостей Android OS, контроль подозрительной деятельности мобильных приложений, и даже мониторинг baseband-процессора: именно эта функция позволяет определить подключение фальшивой базовой станции-перехватчика, чего не замечают обычные смартфоны.

Защититься от поддельных базовых станций с обычным телефоном сложнее, но кое-что сделать всё-таки можно. В сетях UMTS (G3) используется взаимная аутентификация мобильной станции в сотовой сети, и сотовой сети — в мобильной станции. Поэтому одним из признаков прослушивания является принудительное переключение из режимов G4 и G3 в менее безопасный режим G2. Если пользователь заранее отключит у себя 2G-режим, это усложнит злоумышленнику задачу перехвата радио-эфира.

Развитие способов и методов защиты информации от утечки по сетям сотовой связи, на уже известных принципах и вновь создаваемых является необходимым и критически важным направлением.

Литература

1. http://www.vedomosti.ru/tech/news/36421251/mobilnyj-shpion
2. http://ow.ly/xP7Y5 #security#безопасность,
3. https://blog.kaspersky.ru/google-projects-soli-jacquard-vault/8175/,
4. сайт Telesign Turn It On.

АКТУАЛЬНОСТЬ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

О.М. Лепешкин, А.В. Карпов, Р.К. Шостак

В статье рассматриваются вопросы функционирования существующей системы контроля и мониторинга защищенности инфокоммуникационных сетей в современных условиях, и актуальность развития сетевого контроля систем связи в целях обеспечения своевременности обнаружения деструктивных воздействий на сеть.

The article tells about questions of functioning of existing control and monitoring system of infocommunication networks in actual conditions and relevance of developing of system communication network monitoring for timeliness of detection of blasting software impact on the network.

В современном мире информационная сфера, являясь системообразующим фактором жизни общества, активно влияет на состояние политической, экономической, оборонной и других сфер как Российской Федерации, так и других развитых и развивающихся государств.

Интересы государства в информационной сфере заключаются в создании условий для гармоничного развития российской информационной инфраструктуры, для реализации конституционных прав и свобод человека и гражданина в области получения информации и пользования ею в целях обеспечения незыблемости конституционного строя, суверенитета и территориальной целостности России, политической, экономической и социальной стабильности, в безусловном обеспечении законности и правопорядка, развитии равноправного и взаимовыгодного международного сотрудничества.[1]

Эффективность защиты информации определяется её своевременностью, активностью, непрерывностью и комплексностью. Очень важно проводить защитные мероприятия комплексно.

Использование средств защиты, таких как межсетевые экраны, системы контроля доступа, антивирусы и других, не гарантирует что информационная система устойчива к атакам. Любое программное или аппаратное обеспечение не является совершенным, и всегда можно предположить, что в нем найдутся уязвимости, позволяющие совершить какие-либо действия, нарушающие установленный порядок использования ресурсов. Кроме того, реагирование на несанкционированную активность или попытки взлома системы в режиме реального времени (или почти реального времени) практически невозможно, если эти функции выполняются вручную.[2]

Мониторинг комплексного состояния системы, достаточную своевременность обнаружения деструктивных воздействий на систему и, как следствие, своевременное принятие эффективных мер противодействия позволит осуществлять сетевой контроль информационно-телекоммуникационных систем.

Литература

1.Жук А.П., Жук Е.П., Лепешкин О.М., Тимошкин А.И. Защита информации. Москва. 2015. (2-е издание).

2.Лепешкин О.М., Корсунский А.С. Оптимизация структуры комплекса информационно-технических средств в автоматизированных системах управления./ Автоматизация процессов управления, № 4, 2011. - стр. 76-81.

ФОРМАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНО-РОЛЕВОГО РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА

О.М. Лепешкин, И.А. Фиалкин

В докладе рассмотрены актуальные вопросы защиты информации от несанкционированного доступа в автоматизированных информационных системах, формирования предложения по совершенствованию подсистемы управления доступом, как основы системы защиты информации на основе комбинации формальных моделей управления доступа.

The report examines current issues of information protection from unauthorized access in automated information systems, the formation of proposals to improve the access management subsystem, as the basis for the information security system based on the combination of a formal model of access control.

На основе анализа структур существующих систем защиты информации от несанкционированного доступа определено, что типовая система на основе программных средств защиты информации состоит из программных составляющих системы разграничения доступа субъектов к объектам доступа и обеспечивающих систем разграничения доступа подсистем: управления доступом, регистрации и учета, криптографической, обеспечения целостности.

Отметим, что подсистема управления доступом является основополагающей для реализации защиты от несанкционированного доступа, так как именно механизмы защиты данной группы призваны противодействовать несанкционированному доступу к компьютерной информации. Остальные же группы механизмов реализуются в предположении, что механизмы защиты первой группы могут быть преодолены злоумышленником. Таким образом, подсистема управления доступом является основой системы защиты информации автоматизированных информационных систем, и от эффективности ее функционирования зависит эффективность защиты информации в целом.

Основными формальными моделями управления доступом (или политиками безопасности), используемыми в современных компьютерных системах, являются дискреционные модели, мандатные модели, модели тематического разграничения доступа и ролевые модели .

В ходе анализа формальных моделей управления доступом, было выявлено, что ни одна из рассмотренных моделей не позволяет учесть все особенности автоматизированных информационных систем и не может быть использована для построения системы разграничения доступа в качестве основной. При этом существует возможность частичного использования некоторых из представленных моделей для формального описания отдельных задач разграничения доступа.

Таким образом, предлагается построение формальной модели разграничения доступа к информационным ресурсам на основе их комбинации вышеперечисленных формальных моделей.

Литература

1. Жук А.П., Жук Е.П., Лепешкин О.М., Тимошкин А.И. Защита информации: Учебное пособие. - М.: РИОР ИНФРА-М, 2013. - 384 с.

2. Дементьев В.Е. Угрозы инфотелекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства: Монография. - СПб.: ВАС, 2015. - 191 с.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ КОМПЬЮТЕРНЫХ УГРОЗ НА ИТКС

Лаута О.С., Кузнецов С.И., Клиншов И.А., Смыгин А.М.

В докладе рассматриваются актуальные вопросы обеспечения информационной устойчивости ИТКС и ее элементов по средствам разработки и использования методики оценки компьютерных угроз на ИТКС.

The report addresses topical issues of ensuring information sustainability information and telecommunication systems and its elements by means of the development and use of methods of evaluation of threats to information and telecommunication systems.

Начало XXI века охарактеризовалось переходом ведущих государств мира к информационному воздействию на системы управления различного назначения. Причиной этого – качественный скачок в совершенствовании средств обеспечения управления и обмена информацией, на основе информационных и телекоммуникационных технологий.

В связи с этим важной задачей является обеспечение достаточной степени защищенности информационно-телекоммуникационных сетей (ИТКС) от воздействия компьютерных атак, как составной части информационного воздействия. С учетом многофакторного информационного воздействия, необходимо спрогнозировать комплексное информационное воздействие на элементы ИТКС, что позволит реализовать дифференцированный подход к обеспечению информационной устойчивости ИТКС и ее элементов.

Анализ системы информационного воздействия и материалов по видам воздействий показывает, что воздействия на элементы ИТКС осуществляются как непосредственно на объекте, так и через транспортную сеть ИТКС. Общий характер проявления КА на элементах ИТКС позволяет сделать вывод о том, что защита ИТКС от КА должна реализовываться в 3-х направлениях: защита транспортной сети, защита доступа к ЕСЭ, а также объектовая защита. Учитывая, что каждая КА обладает предельными вероятностно-временными характеристиками, важное место имеет задача обоснования распределения КА на элементах ИТКС противоборствующей стороны (определение правила информационного воздействия).

Для решения данной задачи предлагается методика оценки компьютерных угроз на ИТКС. Методика предназначена для прогнозирования распределения КА, с учётом места и роли элементов в защищаемой системе, определения очерёдности вскрытия элементов и наиболее опасных КА, что, в свою очередь, позволит формировать исходные данные для принятия мер по защите элементов ИТКС.

Решение задачи сводится к решению задачи по распределению КА по взаимоувязанным элементам ИТКС, таким образом, чтобы число элементов, подверженных воздействию за заданное время было максимальным

Решение задачи позволяет определить очерёдность вскрытия элементов ИТКС КА и наиболее опасные КА, что, в свою очередь, позволяет обосновать дифференцированный подход при выборе варианта защиты элементов ИТКС.

Литература

1. Берзин Е.А. Оптимальное распределение ресурсов и элементы синтеза систем. – М.: Советское радио, 1974. – 303 с.

2. Климов С.М. Методы и модели противодействия компьютерным атакам.– Люберцы.: Каталист, 2008. – 316 с.

НЕОБХОДИМОСТЬ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ОТ СРЕДСТВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БОРЬБЫ В СОВРЕМЕННЫХ УСЛОВИЯХ

Ю.И. Стародубцев, А.А. Бречко А.А., Н.В. Львова

В докладе рассматриваются вопросы, посвященные необходимости проведения оценки защищенности сети связи, функционирующей в современных условиях, характеризующихся наличием антагонистичных систем управления, использующих общий ресурс.

Report tells us about the need for evaluation of the security of network communication, which operates in modern conditions, characterized by the presence of antagonistic control systems, using a shared resource.

Процессом оценки характеристик какой-либо системы, ее элементов или процессов, в ней происходящих является сравнение показателя с критериальным значением по определенному правилу – критерию. Чтобы произвести оценку необходимо знать, как определить численное значение показателя, знать критериальное значение и знать критерий – условие, относительно которого можно сделать вывод о состоянии системы, ее элементов или процессов. Определение показателей достаточно тривиальная задача. Можно добиться высокой точности при определении показателей, но это будет лишено смысла, если критериальные значения определены эвристически или, например, исходя из здравого смысла, как часто бывает в отношении оценки характеристик простых систем. Это указывает на безусловную важность выбора правильных и научно обоснованных критериев для сложных систем, коими являются системы связи.

Современная система связи характеризуется наличием множества процессов, вызванных деятельностью отдельных людей или организаций. Каждый инициатор процесса преследует свои цели и во многих случаях они не представляют угрозы другим пользователям системы, однако это не опровергает факт присутствия антагонистических интересов, проявляющихся с одной стороны в добывании информации, с другой – в её защите.

Наличие новых конфликтных ситуаций, новых угроз безопасности, нового пространства ведения противоборства, с одной стороны системы реализующей информационную борьбу, с другой – системы управления, использующей ресурсы системы связи, обуславливают необходимость иметь информацию о защищенности системы связи, функционирующей в новых условиях.

Защищенность системы связи безусловно важна, а говорить о состоянии защищенности можно только после проведения оценки, которая невозможна без существования научно обоснованных критериев защищенности.

Литература

1. Олифер В. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В. Олифер, Н. Олифер. – Санкт-Петербург: Питер, 2016. – 992 с.
2. Фомин Я.А. Статистическая теория распознавания образов / Я.А. Фомин, Г.Р. Тарловский. – Москва: Радио и связь, 1986. – 624 с.

АНАЛИЗ УСЛОВИЙ СОЗДАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Ю.И. Стародубцев, В.В. Алашеев, М.Н. Чеснаков

В статье рассматриваются актуальные вопросы создания, эксплуатации систем связи специального назначения и предлагаются подходы к решению проблем обеспечения безопасности в системах военного и государственного управления.

This article discusses topical issues of creation, the exploitation of special purpose communications systems and suggests approaches to security problems in the military and Government systems.

Рациональность, а тем более оптимальность тех или иных решений по вопросам создания, развертывания и эксплуатации (боевому) применению сети связи специального назначения (СС СН) невозможно оценить без учета соответствующих условий.

Заметим, что взаимодействие с другими СС СН было регламентированным и контролируемым, а взаимодействие с сетями общего пользования, и тем более сетями противника на физическом или логическом уровне исключалось.

Естественная среда распространения сигналов ограничивала возможности реальных систем связи, даже при энергетических затратах и изощренных методах повышения достоверности пропускной способности. В меньшем объеме использовались элементы искусственной среды, медные цепи, уплотненные и не уплотненные, а также ретрансляторы связи на космических аппаратах.

Однако, несмотря на значительные экономические затраты, высокий уровень теоретических и практических наработок требования системы управления всегда превышали реальные возможности системы связи и автоматизации.

Период с 90-х годов по настоящее время характеризуется множеством характеристик и параметров, но главным результатом является создание глобальной международной инфотелекоммуникационной системы, то есть искусственной (рукотворной) среды с принципиально отличающимися от естественной среды характеристиками.

По факту создана новая среда, которую чаще всего определяют, как киберпространство.

Важно подчеркнуть, что поставки оборудования для создания магистральной составляющей киберпространства, производятся небольшим набором зарубежных компаний.

Кроме того, реализации подхода, заключающегося в опоре на «Доверенного оператора», препятствуют антимонопольные законы РФ и международного сообщества.

Таким образом, несмотря на ряд требований, регламентирующих вопросы представления в государственные органы информации о характеристиках и параметрах сетей развернутых на территории РФ общий объем разрозненной информации, не превышает 3-5%. В этой связи принципиально важным вопросом является ПАСПОРТИЗАЦИЯ всей связной инфраструктуры, развернутой на территории РФ. При этом необходимо обосновать перечень отражаемых характеристик и периодичность их актуализации. Более того, необходимо создать структуры, как минимум, на уровне военных округов, которые требуют обобщать, хранит и представлять необходимую информацию потребителям, как минимум до начальника связи соединения.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ НА ОСНОВЕ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПОДХОДА

О.Н. Чопоров, И.Я. Львович, А.П. Преображенский

В работе рассматривается методика расчета характеристик двумерных идеально проводящей дифракционной решетки с диэлектрическим слоем. При решении системы линейных уравнений в методе моментов мы использовали параллельные вычисления. На основе построенного алгоритма была рассчитана относительная погрешность резонансной частоты Брэгга второго порядка.

Ключевые слова — рассеяние электромагнитных волн, параллельные вычисления, дифракционная решетка, интегральное уравнение.

THE SIMULATION ON THE PARALLEL APPROACH OF DIFFRACTION GRATING WITH THE DIELECTRIC LAYER

O.N. Choporov , I.Ya. Lvovich A.P. Preobrazhenskiy

In the paper we consider the technique for calculation the characteristics of two-dimensional periodic perfectly conducting diffraction grating with the dielectric layer. When solving set of linear equations in the method of moments we use parallel calculations. On the base of constructed algorithm the relative error in the frequency of Bragg resonance of the second order was calculated.

Keywords— scattering, electromagnetic waves, parallel computing, diffraction grating, integral equation.

I. INTRODUCTION

The problems of diffraction radio waves on reflective combs, that have double periodicity in the plane and is covered by a dielectric layer, are considered in creation flat ultra high frequency (UHF) antennas, that based on diffraction principle with electronically controlling polarization sensitivity.

The considered comb have grooves that positioned orthogonally relative to each other (lengthwise the x and y axes, accordingly), they work as polarization-selective elements.

The principle of e-selection on the polarization base leads to the parallel mutual orientation of the magnetic field lines of electromagnetic waves, that spread on the diffraction object and grooves of a diffraction grating (DG). New diffraction structures can be designed on this principle. The influence of grooves that positioned along the other coordinate axis, in the field of the spreading wave is quite small (this can be explained by the fact that the influence of the waves of perpendicular polarization is small.).

II. THE MODEL AND THE CALCULATION ALGORITHM

In Fig. 1 we can see the diffraction object, this object has the similar geometrical and electric properties in the x and y directions. By using of such object we can reduce the polarization selection normal of the spreading plane wave to a division on space of the power flow that we can see in orthogonal directions, due to the diffraction processes of waves on surfaces in the dielectric waveguides [1-3].

We can meet analyses of such techniques carried out, for instance, in [4, 5].

This analysis demonstrated that in the scientific publications we can find quite few simple mathematical models, that can describe the processes of mutual transformation of bulk and surface waves on two-dimensional periodic metal, DG, above which there is a dielectric cover.

This paper is devoted to development of the mathematical model, on the base of it we can design diffraction grating type "comb".

The analyzed object can be considered as infinitely long in the x and y directions diffraction grating, that is periodical in two dimensions, and nave perfectly conductive base. On the metal base we can see square sections, that covered with a dielectric layer, having finite height. This sections form parallel rows in the DG remote from its projections at a finite distance, denoted in Fig. 1 as R_1.

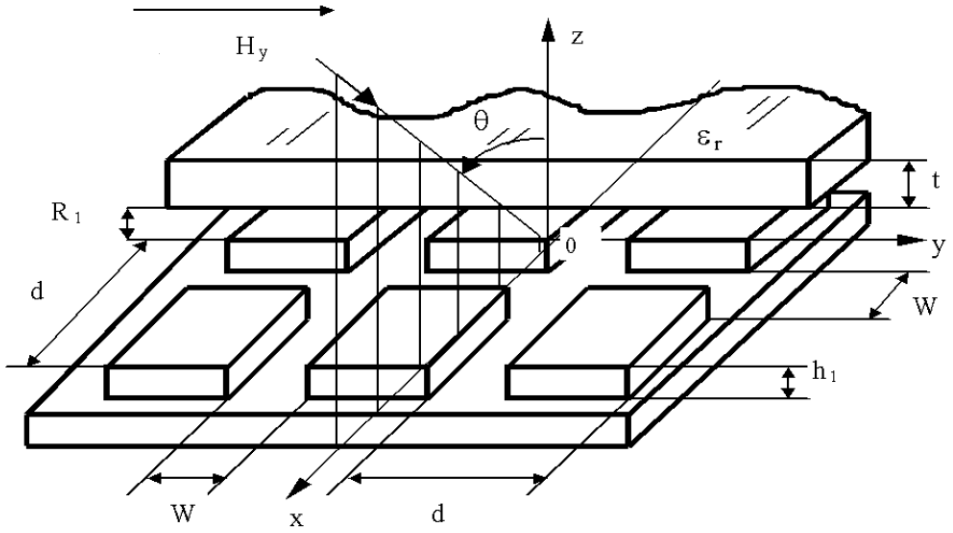


Fig. 1 The scheme of periodic diffraction grating type "comb" with the dielectric layer laying on perfectly conducting plate.

The geometrical parameters of the DG are: the period d, the width W of grooves and depth of grooves h_1. On the structure from upper half space (z > 0) in the plane z0x falls uniform plane wave with linear polarization, the vector of magnetic field intensity H which has one component is parallel to the y axis.

On one period we can use the integral equation [6]

$$\mathbf{J}_S(\mathbf{r}) = 2\mathbf{n}\times\mathbf{H}^i(\mathbf{r}) + \frac{1}{2\pi}\mathbf{n}\times\int_s \mathbf{J}_S(\mathbf{r})\times \mathrm{grad}'G\,ds', \qquad (1)$$

where $G = exp(-jkr)/r$ is 3D Greens' function, according to free space, we can consider it as solution of Helmholts equation for δ-sourse; *s* is the surface of diffraction object; *n* shows the direction of external normal to the surface of structure;

$\mathbf{J}_S = [\mathbf{n}\times\mathbf{H}]$ describes the the surface density of the equivalent electric current;

$H^i(r) = \mathbf{õ}H_x^i + \mathbf{y}H_y^i + \mathbf{z}H_z^i$ is the vector of spreading plane electromagnetic wave.

As a result of using the method of moments we have the set of equations:

$$\begin{bmatrix} U_{xx} & U_{xy} & U_{xz} \\ U_{yx} & U_{yy} & U_{yz} \\ U_{zx} & U_{zy} & U_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_x \\ R_y \\ R_z \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

here J_x, J_y, J_z are projection density to the surface electric currents. In this set of equations we denote:

$$(U_{xx})_{mn} = \frac{1}{2\pi}\int_S ((n_y)_m(\mathrm{grad}'_y)_{mn} + (n_z)_m(\mathrm{grad}'_z)_{mn})ds'_n - \delta_{mn};$$

$$(U_{xy})_{mn} = -\frac{1}{2\pi}\int_S (n_y)_m (\text{grad}'_x)_{mn}\, ds'_n;\ (U_{xz})_{mn} = -\frac{1}{2\pi}\int_S (n_z)_m (\text{grad}'_x)_{mn}\, ds'_n;$$

$$(U_{yx})_{mn} = -\frac{1}{2\pi}\int_S (n_x)_m (\text{grad}'_y)_{mn}\, ds'_n;\ (U_{yz})_{mn} = -\frac{1}{2\pi}\int_S (n_z)_m (\text{grad}'_y)_{mn}\, ds'_n;$$

$$(U_{yy})_{mn} = \frac{1}{2\pi}\int_S ((n_x)_m (\text{grad}'_x)_{mn} + (n_z)_m (\text{grad}'_z)_{mn}) ds'_n - \delta_{mn}; \qquad (3)$$

$$(U_{zx})_{mn} = -\frac{1}{2\pi}\int_S (n_x)_m (\text{grad}'_z)_{mn}\, ds'_n;\ (U_{zy})_{mn} = -\frac{1}{2\pi}\int_S (n_y)_m (\text{grad}'_z)_{mn}\, ds'_n;$$

$$(U_{zz})_{mn} = \frac{1}{2\pi}\int_S ((n_x)_m (\text{grad}'_x)_{mn} + (n_y)_m (\text{grad}'_y)_{mn}) ds'_n - \delta_{mn},$$

where $m, n = 1, ..., N$, and N is the the total number of dividing points of the surface. In these expressions δ_{mn} – the symbol of Kronecker,

$$\text{grad}\ G_{mn} = -\hat{r}_{mn}\frac{1+jkr}{r_{mn}^2}\exp(-jkr_{mn}) = \mathbf{i}(\text{grad}_x)_{mn} + \mathbf{j}(\text{grad}_y)_{mn} + k(\text{grad}'_z)_{mn}, \qquad (4)$$

$\hat{r}_{mn} = \frac{r_{mn}}{|r_{mn}|}$ can be calculated as a unit vector that is directed from the source to the observer [7].

A column vector of free members is as follows:

$$(R_x)_m = 2((n_y)_m (H_z^i)_m - (n_z)_m (H_y^i)_m);$$

$$(R_y)_m = -2((n_x)_m (H_z^i)_m - (n_z)_m (H_x^i)_m); \qquad (5)$$

$$(R_z)_m = 2((n_x)_m (H_y^i)_m - (n_y)_m (H_x^i)_m)$$

To solve the system of equations (5) you can use several methods, which in turn can parallelize computations on the computer. The best method in this case is the LU-decomposition: for an arbitrary matrix A there exists a decomposition

$$A = LU, \qquad (6)$$

where L and U – the lower and upper triangular matrices, respectively. The equation (6) takes the form

$$LUI = V. \qquad (7)$$

If we denote $Y = UI$, the solution of equation (7) is from a sequential solution of two systems with triangular matrices, that leads to reducind the memory required to store these matrices in memory [2]. The fact that the storage in memory of a computer a triangular matrix is about two times less memory ($\frac{m(m+1)}{2}$ memory cells, where m – the length of the array), than storage square matrix. First we solve the system

$$LY = V, \qquad (8)$$

then solve the system of linear equations with upper triangular matrix

$$UI = Y. \qquad (9)$$

After obtaining the decomposition (9) for the matrix A, you can use it to solve systems of equations with this matrix and different values for the right part B. This is done iterative manner, by successive changes in the right part of equation (2), the results of the decision system at each iteration. And in the case of using the method of Gauss, another method to solve the system of

equations required at each iteration to re-perform direct and reverse this method. When using the LU decomposition required only at each iteration to solve equation (7).

You can perform these two methods of solving the system of equations in terms of estimates of the number of arithmetic operations to understand that the more effectively you can parallelize. The number of arithmetic operations when solving the system of equations by Gauss method is estimated as $O(n^3)$ [7], where n is the number of variables. For band matrix with half-width tape rating accepts a value $O(nk^2)$.

As it follows from the estimates above, the computational complexity of the method and the Gaussian method, LU decomposition is almost identical. However, if you want to solve several systems with the same matrix of coefficients but with different vectors free members, the method of LU-decomposition will be more optimal, as in this case there is no need to perform decomposition of the matrix of coefficients repeatedly. It is enough to save the resulting triangular matrix in memory (and they take up so much space, as mentioned above) and, by substituting different vector of free members, to the solution methods of the forward and reverse lookup.

Take the algorithm for the parallel solution of matrix equation method LU decomposition, the algorithm assumes that the system of linear equations is solved without pivoting.

To solve the system of linear equations (7), the matrix A is distributed to p processors (threads) [8, 9] as follows

$$\begin{pmatrix} A_1 & B_1^U & & & & \\ B_1^L & C_1 & D_2^U & & & \\ & D_2^L & A_2 & B_2^U & & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & & B_{p-1}^L & C_{p-1} & D_p^U \\ & & & & D_p^L & A_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \xi_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \xi_{p-1} \\ x_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 \\ \beta_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ \beta_{p-1} \\ b_p \end{pmatrix}, \quad (10)$$

where A_i matrix of dimension $n_i \times n_i, i = 1, \ldots, p$; C_i – matrix of dimension $k \times k$; x_i, b_i – vectors with dimension n_i; ξ_i, β_i – vectors with dimension k; $\sum_{i=1}^{p} n_i + (p-1)k = n, k$ – the half-width of the ribbon matrix.

This block tridiagonal partition is only possible if $\forall i n_i > k$. This condition restricts the maximum possible level of concurrency: the maximum number of processors (threads) p that can be used for parallel execution must satisfy the condition $p < \frac{n+k}{2k}$.

Then that matrix is the first step of the block-cyclic reduction, which rearranges columns and rows so that they were all odd rows and columns, and then all the even. As a result, so-called even-odd permutation

$$\begin{pmatrix} \hat{A} & B^U \\ B^L & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ \xi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b \\ \beta \end{pmatrix}. \quad (11)$$

LU decomposition of a matrix $\hat{A}$ has the form:

$$\begin{pmatrix} \hat{A} & B^U \\ B^L & C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & 0 \\ B^L U^{-1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & L^{-1} B^U \\ 0 & S \end{pmatrix}, \quad (12)$$

where $S = C - B^L \hat{A}^{-1} B^U$ – the Schur complement [9, 10] of the matrix .

To save memory matrix $B_i^L U_i^{-1}, L_i^{-1} B_i^U, D_i^U R_i^{-1}$ и $L_i^{-1} D_i^L$ placed in the same memory cells that are allocated for matrices $B_i^L, B_i^U, D_i^U, D_i^L$, respectively. . As in the process of computing the matrices D_i^U and D_i^L are full, additional space is required in memory for the floating point numbers. In the end, the total memory requirement is about two times larger than for the serial algorithm.

The Schur complement S in the matrix A for $\mathbf{A}$ is a block tridiagonal matrix of dimension size $(p-1)\times(p-1)$ of the blocks $k \times k$:

$$S = \begin{pmatrix} T_1 & U_2 & & & \\ V_2 & T_2 & U_3 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & U_{p-1} \\ & & & V_{p-1} & T_{p-1} \end{pmatrix}, \quad (13)$$

где

$$T_i = C_i - B_i^L A_i^{-1} B_i^U - D_{i+1}^U A_{i+1}^{-1} D_{i+1}^L =$$
$$= C_i - (B_i^L R_i^{-1})(L_i^{-1} B_i^U) - (D_{i+1}^U R_{i+1}^{-1})(L_{i+1}^{-1} D_{i+1}^L)$$
$$, U_i = -(D_i^U R_i^{-1})(L_i^{-1} B_i^U), V_i = -(B_i^L R_i^{-1})(L_i^{-1} D_i^L).$$

Using the decomposition (12), from equation (11) we get:

$$\begin{pmatrix} R & L^{-1}B^U \\ & S \end{pmatrix}\begin{pmatrix} x \\ \xi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & \\ B^L R^{-1} & I \end{pmatrix}^{-1}\begin{pmatrix} b \\ \beta \end{pmatrix} = = \begin{pmatrix} L^{-1} & \\ -B^L R^{-1} L^{-1} & I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c \\ \gamma \end{pmatrix}, \quad (14)$$

where parts c_i and β_i for vectors c and β are defined as

$$c_i = L_i^{-1} b_i$$
$$\gamma_i = \beta_i - B_i^L R_i^{-1} c_i - D_{i+1}^U R_{i+1}^{-1} c_{i+1}$$

Up to this point is not required interprocessor (or inter-thread if you use multiple threads instead of multiple processors) communication, since each processor (thread) independently computes the decomposition of the block diagonal $A_i = L_i R_i$ computes the blocks $B_i^L U_i^{-1}, L_i^{-1} B_i^U, D_i^U R_i^{-1}, L_i^{-1} D_i^L$ and $L_i^{-1} b_i$. Each processor or thread forms their part of the reduced system $S\xi = \gamma$, where

$$S_i = \begin{pmatrix} -D_i^U R_i^{-1} L_i^{-1} D_i^L & -D_i^U R_i^{-1} L_i^{-1} B_i^U \\ -B_i^L R_i^{-1} L_i^{-1} D_i^L & C_i - B_i^L R_i^{-1} L_i^{-1} B_i^U \end{pmatrix}, \quad (15)$$

$$\gamma_i = \begin{pmatrix} -D_i^U R_i^{-1} c_i \\ \beta_i - B_i^L R_i^{-1} c_i \end{pmatrix}.$$

After performing local computations to complete the construction of the matrix T_i processor (thread) with the number i sent by the processor (thread) with the number $i+1$ of the matrix $C_i - B_i^L R_i^{-1} L_i^{-1} B_i^U$.

Even-odd permutation, the computation decomposition and the formation of the reduced system is repeated as long as the matrix of the reduced system will not be filled with matrix $k \times k$. In this case, the resulting system can be solved on a single processor or thread. Since at each iteration of the reduction the dimension of the matrix is reduced in two times, to achieve the result you need to perform $\log_2 p - 1$ steps.

After finding vectors ξ_i processors (threads) compute its vector part x :

$$x_1 = R_1^{-1}(c_1 - L_1^{-1} B_1^U \xi_1)$$
$$x_i = R_i^{-1}(c_i - L_i^{-1} D_i^1 \xi_{i-1} - L_i^{-1} B_i^U \xi_i), \quad (16)$$
$$x_p = R_p^{-1}(c_p - L_{p-1}^{-1} D_p^L \xi_{p-1})$$

Having found a numerical solution, it only remains to find the remaining parameters, the current distribution in the antenna input impedance, radiation pattern, etc., which does not require much time and computational resources.

In order to account for the influence on the scattered field from the planar dielectric waveguide, two-dimensional, located parallel structures that are periodic in a way, a method based on generalized scattering matrix was used in [6] in order to provide a "stitching" of fields that are scattered with a comb and the dielectric plate [11, 12].

The advantage of such technique in this method is the case of diffraction of the E - and H - polarized waves on a metal comb with a dielectric layer is that the obtained computer time

becomes less than if we compare with the solution on the comb (about several tens of percent) (when use the approach of semiinverse the entire structure as a whole).

If we use the Lagrangian, then we go from the optimization problem including the objective function and constraints, the equivalent optimization problem without restrictions

$$F(g,\lambda_1, \lambda_2)=f(g)+ \lambda_1(y^{max}-|A_1(g)+B_1(g)|)+$$
$$+\lambda_2(x^{max}-|A_1(g)+B_1(g)|), \quad (17)$$

where $\lambda_1 \geq 0$, $\lambda_2 \geq 0$- uncertain multipliers Lagrange function.

When we construct the algorithm it is necessary to consider the positive and negative characteristics of search engine optimization used optimization function. At the same time as searching for optimal values of the vector x required to define the variable λ_1, λ_2 competing option optimization modeling is the transition to multi-criteria problem with the following definition of the weight coefficients of the global objective function.

At the organization of computing experiment it is necessary to provide an opportunity for the researcher to analyze the advantages and disadvantages of search engine optimization used optimization function. At the same time as searching for optimal values of the vector x required to define the variable λ_1, λ_2 competing option optimization modeling is the transition to multi-criteria problem with the following definition of the weight coefficients of the global objective function.

The considered approach also can be used for predicting of scattering characteristics of radiowaves [13, 14].

III. THE RESULTS OF SIMULATION

During the mathematical modeling studied the properties of one - dimensional and two-dimensional periodic structures [3] with the following parameters: $\varepsilon_r = 3.17$, $t = 4.9$ mm, d = 20 mm, W = 5.9 mm, the depth h_1 of DG was 7 mm, 7.4 mm and 9.8 mm. the Interval change of the sighting distance, R, was 0 ÷ 21 mm. the Studies were performed in the frequency range 9 ÷ 12.1 GHz, below are some of the results obtained.

In the table 1 we can see the results of the analysis of the relative error in the frequency of Bragg resonance of the second order.

TABLE I. THE RESULTS OF THE ANALYSIS OF THE RELATIVE ERROR IN THE FREQUENCY OF BRAGG RESONANCE OF THE SECOND ORDER

The depth of grooves DR, mm	The frequency	
	1D	2D
	δ□□, %	δ, %
7.0	11.3	8.7
7.4	6.3	15.5
9.8	10.3	11.4

IV THE CONCLUSION

In the paper we consider the combined approach, based on integral equations and paparallel technique. With using it we calculate dispersion characteristics of the periodic

diffraction grating type "comb" with the dielectric layer laying on perfectly conducting plate. In the vicinity of the Bragg resonance of the second order, and areas of deep resonances visible in the maximum error, but visually the behavior of curves is similar and the error in determining the frequency of the Bragg resonance does not exceed 3.8 %.

REFERENCES

[1] Andrenko S. D., Shestopalov V. P. Experimental study of the conversion of surface waves into volume in the millimeter range. Kharkov, 1975. – 40 p. (Preprint / AS USSR. Institute of Radiophysics and electron.; No. 43).

[2] Shestopalov V. P. Physical foundations of the millimeter and submillimeter technology. Kiev: Sciences. Dumka 1985. – Vol. 1. The open structure. – 216 p.

[3] Shestopalov V. P. Physical foundations of the millimeter and submillimeter technology. Radio Systems, Kiev: Nauk. Dumka, 1985. – T. 2. Sources. Circuitry. – 256 p.

[4] Loewen E. G., Nevière M. and Maystre D. "Grating Efficiency Theory as it Applies to Blazed and Holographic Gratings," Appl. Optics 16 , 2711 - 2721 (1977).

[5] Sene D. E., Bright V. M., Comtois J. H., and Grantham J. W. "Polysilicon micromechanical gratings for optical modulation, " Sens. Actuators A, Phys. , vol. 57, pp. 145 – 151, 1996.

[6] "Numerical methods in electrodynamics". Ed.Mitra R.-M.:Mir, 1977 - 485 p.

[7] Bahvalov N. S. Numerical methods. M., Science, 1975. - 632 p.

[8] Amosov A.A., Dubinsky Yu.A., Kopchenova N.V. Numerical methods for engineers: workbook. - M.: High school, 1994. - 544 p.

[9] Cleary A., Dongarra J. Implementation in ScaLAPACK of Divide-and-Conquer Algorithms for Banded and Tridiagonal Linear Systems // Computer Science Dept. Technical Report CS-97-358, 1997.

[10] Arbenz P., Cleary A., Dongarra J., Hegland M. A. Comparison of parallel solvers for diagonally dominant and general narrow-banded linear systems // Tech. Report 312, ETH Zurich, Computer Science Department, 1999.

[11] Brekhovskikh L. M. Waves in layered media / M.: Nauka, 1973. – 343 p.

[12] Vaganov R. B., Katsenelenbaum B. Z., fundamentals of the theory of diffraction / M.: Nauka, 1982. – 272 p.

[13] Preobrazhenskiy A. P. Predicting Radar Characteristics of Objects in the Wavelength Band Using Results of Measurement of Scattering Characteristics on Discrete Frequencies / Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 62 '2004, pp. 843-850. (DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v62.i9.80).

[14] Preobrazhenskiy A. P. Prediction of Radar Characteristics of a Perfectly Conducting Cavity within a Wavelength Range / Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 66 '2007, pp. 1543-1548. (DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v66.i17.40).

Сведения об авторах

Львович Игорь Яковлевич – ректор Воронежского института высоких технологий, доктор технических наук, профессор

Чопоров Олег Николаевич – профессор Воронежского государственного технического университета, доктор технических наук, профессор

Преображенский Андрей Петрович – профессор Воронежского института высоких технологий, доктор технических наук, доцент

АЛГОРИТМ УГЛОМЕСТНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. Д. Виноградов, М. И. Козлов, А. Ю. Михин, Е. П. Никитенко

Получено аналитическое выражение для определения угла места источника радиоизлучения в условиях априорной неопределенности электрических параметров земной поверхности в области отражения электромагнитной волны. Проведено исследование полученного выражения с использованием электродинамического моделирования распространения электромагнитных волн для различных типов подстилающей поверхности.

METHOD OF RADIO DIRECTION FINDING OF AIR OBJECT

A. D. Vinogradov, M. I. Kozlov, A. Yu. Mihin, E. P. Nikitenko

Analytical expression for direction finding in the elevation plane under the conditions of a priori uncertainty of electrical parameters of the Earth's surface in the reflection region is obtained. The resulting expression is researched by electrodynamics modeling for different types of underlying surface.

Повышение точности определения угла места источника радиоизлучения (ИРИ) и сокращение времени пеленгования – одна из актуальных задач радиопеленгации, решение которой играет существенную роль, в первую очередь, при определении местоположения воздушных объектов над поверхностью земли.

В задачах определения угломестных характеристик ИРИ необходимо учитывать влияние полупроводящей земной поверхности на распространение радиоволн, которое заключается, в основном, в следующем: при распространении электромагнитной волны (ЭМВ) между ИРИ и радиопеленгатором (РП) может иметь место отражение ЭМВ от поверхности земли. Тогда электромагнитное поле (ЭМП) в некоторой точке над поверхностью земли будет представлять собой сумму полей двух волн – прямой и отраженной, которые имеют разный сдвиг фаз в разных точках пространства [1, 2]. Характер отражения ЭМВ от поверхности земли определяется ее электрическими параметрами (относительная диэлектрическая проницаемость ε, удельная электрическая проводимость σ) и рельефом, которые, в большинстве практических случаев, являются априорно неопределенными.

Цель работы – получить аналитическое выражение для определения угла места ИРИ, позволяющее преодолеть априорную неопределенность электрических параметров земной поверхности в области отражения; исследовать полученное выражение с использованием электродинамического моделирования распространения ЭМВ для различных углов места ИРИ и различных типов подстилающей поверхности.

Выражение для определения угла места ИРИ

Искомое аналитическое выражение для определения угла места β ИРИ получено в условиях применимости метода зеркальных изображений, где выражение для ЭМП (1) формируется при учете влияния земной поверхности с использованием коэффициентов отражения Френеля. В этом выражении первое слагаемое характеризует прямой луч падающей ЭМВ с амплитудой A_0 и фазой φ_0 в точке приема, второе слагаемое – отраженный от земной поверхности луч ЭМВ с амплитудой A и со сдвигом фазы относительно прямого луча в точке приема, возникающего из-за разности хода прямого и отраженного лучей, где $R_{\text{В}}$, $\varphi_{\text{В}}$ – модуль и аргумент коэффициента

отражения Френеля $\dot{R}_{\text{В}}$ для вертикальной поляризации (4), λ – длина волны, h – высота точки приема над земной поверхностью.

Учитывая количество неизвестных, входящих в выражение (1) для ЭМП (неизвестными параметрами являются $A_0, \varphi_0, A, \varepsilon, \sigma, \beta$), предлагается использовать не одну, а три точки приема ЭМВ, располагающиеся вертикально на расстоянии Δh друг от друга. Таким образом, получаем систему из трех уравнений в комплексном виде (1) – (3), содержащую шесть неизвестных. Здесь $\dot{E}_0$ – выражение для ЭМП в точке приема, расположенной на высоте h над поверхностью земли, а $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ – на высотах $h - \Delta h$ и $h + \Delta h$ соответственно.

$$\dot{E}_0 = A_0 e^{i\varphi_0} + AR_{\text{В}} e^{i\left(\varphi_0 + \varphi_{\text{В}} - \frac{4\pi h}{\lambda}\sin\beta\right)} \tag{1}$$

$$\dot{E}_1 = A_0 e^{i\left(\varphi_0 - \frac{2\pi\Delta h}{\lambda}\sin\beta\right)} + AR_{\text{В}} e^{i\left(\varphi_0 - \frac{2\pi\Delta h}{\lambda}\sin\beta + \varphi_{\text{В}} - \frac{4\pi\,(h-\Delta h)}{\lambda}\sin\beta\right)} \tag{2}$$

$$\dot{E}_2 = A_0 e^{i\left(\varphi_0 + \frac{2\pi\Delta h}{\lambda}\sin\beta\right)} + AR_{\text{В}} e^{i\left(\varphi_0 + \frac{2\pi\Delta h}{\lambda}\sin\beta + \varphi_{\text{В}} - \frac{4\pi\,(h+\Delta h)}{\lambda}\sin\beta\right)} \tag{3}$$

$$\dot{R}_{\text{В}} = \frac{\dot{\varepsilon}'\sin\beta - \sqrt{\dot{\varepsilon}' - \cos^2\beta}}{\dot{\varepsilon}'\sin\beta + \sqrt{\dot{\varepsilon}' - \cos^2\beta}}, \dot{\varepsilon}' = \varepsilon - j60\sigma\lambda \tag{4}$$

С целью получения выражения для определения угла места ИРИ β в условиях априорной неопределенности электрических параметров земной поверхности в области отражения, а также амплитуды и фазы прямого и отраженного луча в точках приема, произведем несколько математических действий над системой (1) – (3). Введем следующие обозначения:

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_{\text{В}} - \frac{4\pi h}{\lambda}\sin\beta, \tag{5}$$

$$\omega = \frac{2\pi\Delta\text{h}}{\lambda}\sin\beta. \tag{6}$$

Тогда, с учетом (5) и (6), система (1) – (3) примет вид (7) – (8):

$$\dot{E}_0 = A_0 e^{i\varphi_0} + AR_{\text{В}} e^{i\varphi} \tag{7}$$

$$\dot{E}_1 = A_0 e^{i(\varphi_0 - \omega)} + AR_{\text{В}} e^{i(\varphi + \omega)} \tag{8}$$

$$\dot{E}_2 = A_0 e^{i(\varphi_0 + \omega)} + AR_{\text{В}} e^{i(\varphi - \omega)}. \tag{9}$$

Возьмем сумму уравнений (8) и (9):

$$\begin{gathered}\dot{E}_1 + \dot{E}_2 = A_0\left(e^{i(\varphi_0 - \omega)} + e^{i(\varphi_0 + \omega)}\right) + AR_{\text{В}}\left(e^{i(\varphi - \omega)} + e^{i(\varphi + \omega)}\right) = \\ = A_0 e^{i\varphi_0}\left(e^{-i\omega} + e^{i\omega}\right) + AR_{\text{В}} e^{i\varphi}\left(e^{-i\omega} + e^{i\omega}\right) = \\ = 2A_0 e^{i\varphi_0}\cos\omega + 2AR_{\text{В}} e^{i\varphi}\cos\omega = \\ = 2\left(A_0 e^{i\varphi_0} + AR_{\text{В}} e^{i\varphi}\right)\cos\omega = 2\dot{E}_0\cos\omega.\end{gathered} \tag{10}$$

То есть, если произвести обратную замену, с учетом (6) получаем:

$$\dot{E}_1 + \dot{E}_2 = 2\dot{E}_0 \cos\left(\frac{2\pi\Delta\mathrm{h}}{\lambda}\sin\beta\right). \tag{11}$$

Таким образом, искомое выражение для угла места β имеет вид

$$\beta = \arcsin\left[\frac{\lambda}{2\pi\Delta h}\arccos\left(\frac{\left|\dot{E}_1 + \dot{E}_2\right|}{2\left|\dot{E}_0\right|}\right)\right]. \tag{12}$$

Выражение (12) позволяет определить угол места β ИРИ, используя только лишь три величины ЭМП, каждая из которых является суммой полей прямой и отраженной волн, измеренные в точках приема, разнесенных на заранее известную высоту Δh. При этом отсутствует необходимость разделения прямого и отраженного луча в точках приема, то есть амплитуда и фаза каждого отдельного луча в отдельности остаются неизвестными величинами.

О границах применимости отражательной трактовки учета влияния земли

Формулы (1) – (3), используемые для описания ЭМП в точках приема, как упоминалось выше, имеют ограниченную область применения, границы которой определяются пределами применимости отражательной трактовки учета влияния земли, что обусловлено допущением, согласно которому ЭМВ, падающая на границу раздела двух сред, отражается, как плоская волна. Также при этом предполагается, что отражение ЭМВ от земной поверхности происходит в одной точке. В действительности же фронт падающей на поверхность раздела ЭМВ сферический и отраженная волна формируется участком поверхности, окружающим предполагаемую точку отражения, который называется областью, существенной для отражения, параметры которой и определяют ЭМП в точках приема.

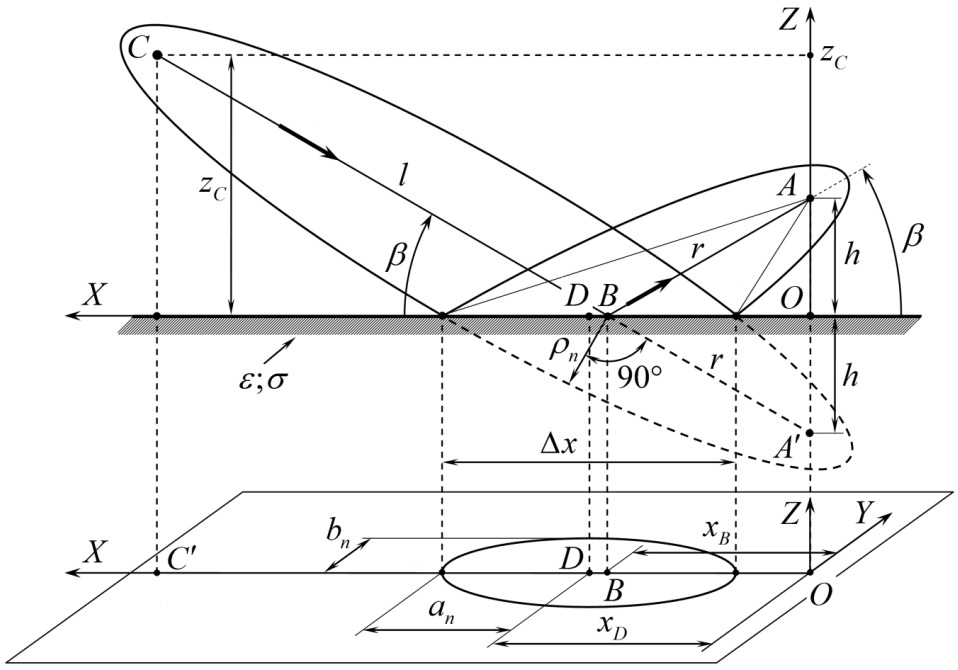


Рис. 1. Структура и параметры сечений существенного эллипсоида отраженного луча ЭМВ в плоскости распространения ЭМВ и плоскости земной поверхности

Границы области, существенной для отражения, вообще говоря, подлежат определению, для чего необходимо построить существенный эллипсоид отраженного луча (рис. 1), внешний радиус ρ_n кольца n-й зоны Френеля которого в точке отражения B луча плоской ЭМВ от земной поверхности определяется соотношением

$$\rho_n = \sqrt{\frac{n\lambda l r}{l+r}} = \sqrt{\frac{n\lambda z_C h}{(z_C+h)\sin\beta}}, \tag{13}$$

где $n = 1,2,3,\ldots$; $l = CB$ – расстояние между точкой C расположения ИРИ и точкой B отражения луча плоской ЭМВ от земной поверхности; $r = BA$ – расстояние между точкой B отражения луча плоской ЭМВ от земной поверхности и точкой A приема ЭМВ; z_C – высота размещения ИРИ над земной поверхностью; h – высота точки A приема ЭМВ над земной поверхностью.

Итак, в отражении ЭМВ от земной поверхности существенно участвует лишь ограниченный участок земной поверхности, занимающий несколько первых зон Френеля и имеющий форму эллипса. Если этот участок достаточно плоский, ровный и однородный, то можно всю поверхность земли рассматривать как ровную однородную безграничную плоскость. При этом, чем меньше существенный участок отражения, ограниченный эллипсом отражения, тем с большим основанием в пределах этого участка можно считать плоскими сферическую земную поверхность и сферический фронт падающей ЭМВ. Таким образом, применимость отражательной трактовки учета влияния земли на структуру ЭМП в точке приема зависит от размеров существенного для отражения участка, которые определяются параметрами x_D, a_n, b_n эллипса пересечения внешней границы кольца n-й зоны Френеля существенного эллипсоида отраженного луча ЭМВ с земной поверхностью [2].

Расстояние x_D между центром D эллипса пересечения внешней границы кольца n-й зоны Френеля существенного эллипсоида отраженного луча ЭМВ с земной поверхностью и проекцией точки A приема ЭМВ на земную поверхность определяется соотношением [2]

$$x_D = x_{\text{B}}\left(1 + \frac{z_C - h}{2h}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{(z_C+h)^2}{n\lambda\left(l+r+\dfrac{n\lambda}{4}\right)}}\right), \tag{14}$$

где $x_{\text{B}} = OB$ – расстояние между проекцией точки приема A ЭМВ на земную поверхность и точкой отражения B луча плоской ЭМВ от земной поверхности.

Большая a_n и малая b_n полуоси эллипса пересечения внешней границы кольца n-й зоны Френеля существенного эллипсоида отраженного луча ЭМВ с земной поверхностью определяются соотношениями [2]

$$a_n = \frac{\left(\dfrac{z_C+h}{\sin\beta}+\dfrac{n\lambda}{2}\right)\sqrt{n\lambda\left(\dfrac{z_C+h}{\sin\beta}+\dfrac{n\lambda}{4}\right)\left(n\lambda\left(\dfrac{z_C+h}{\sin\beta}+\dfrac{n\lambda}{4}\right)+4hz_C\right)}}{2\left(n\lambda\left(\dfrac{z_C+h}{\sin\beta}+\dfrac{n\lambda}{4}\right)+(z_C+h)^2\right)}, \tag{15}$$

$$b_n = \frac{a_n\sqrt{n\lambda\left(\frac{z_C+h}{\sin\beta}+\frac{n\lambda}{4}\right)+(z_C+h)^2}}{\frac{z_C+h}{\sin\beta}+\frac{n\lambda}{2}}. \quad (16)$$

Также необходимо отметить, что действия смежных зон Френеля высших порядков взаимно компенсируются, причем таким образом, что, чем выше порядковый номер зон, тем полнее осуществляется компенсация. В результате такой попарной нейтрализации смежных зон совокупное действие всех зон Френеля эквивалентно действию примерно половины первой зоны [1]. Таким образом, при определении параметров участка, существенного для отражения, будем рассматривать первую зону Френеля ($n = 1$).

Наличие существенного участка для отражения означает, что имеет место неопределенность $\Delta\dot{R}$ в величине коэффициента отражения Френеля $\dot{R}$, которую можно рассматривать как результат неопределенности в положении «точки отражения». Если положение точки отражения ЭМВ B на земной поверхности характеризовать расстоянием x_B от начала координат O (рис. 1), то неопределенность $\Delta\dot{R}$ и размер Δx существенного участка отражения связаны соотношением [2]

$$\Delta\dot{R} = \frac{\partial\dot{R}}{\partial\beta}\frac{\partial\beta}{\partial x_B}\Delta x. \quad (17)$$

Тогда в качестве критерия применимости отражательной трактовки, можно принять неравенство

$$\left|\Delta\dot{R}\right| = \left|\frac{\partial\dot{R}}{\partial\beta}\frac{\partial\beta}{\partial x_B}\Delta x\right| \ll \left|\dot{R}(\beta)\right|. \quad (18)$$

Существенный участок отражения Δx увеличивается при уменьшении угла β, поэтому пределы применимости отражательной трактовки необходимо определять при малых углах, когда $\beta \to 0$ и, соответственно, расстояние Δx соизмеримо с расстоянием между проекциями точки расположения ИРИ и точки приема. С изменением угла β в большей степени изменяется коэффициент отражения $\dot{R}_{\text{В}}$ для вертикальной поляризации, поэтому целесообразно в (18) в качестве величины $\frac{\partial\dot{R}}{\partial\beta}$ использовать параметр $\frac{\partial\dot{R}_{\text{В}}}{\partial\beta}$.

Для доопределения критерия применимости отражательной трактовки учета влияния земли будем рассматривать различные соотношения высоты h точки приема ЭМВ и высоты z_C размещения ИРИ над земной поверхностью. Так, для случая $h \gg z_C$ при $n = 1$ и с учетом того, что при $\beta \to 0$ коэффициент отражения Френеля для вертикальной поляризации $\dot{R}_{\text{В}} \approx -1$, с учетом (14), (15), (16) получаем [2]

$$\frac{h}{\lambda} \gg \left|\frac{2\dot{\varepsilon}'\sqrt{\dot{\varepsilon}'-1}}{\left(\dot{\varepsilon}'\sin\beta+\sqrt{\dot{\varepsilon}'-1}\right)^2}\right|, \quad (19)$$

а для случая $h \ll z_C$

$$\frac{z_C}{\lambda} \gg \left| \frac{2\dot{\varepsilon}'\sqrt{\dot{\varepsilon}' - 1}}{\left(\dot{\varepsilon}' \sin\beta + \sqrt{\dot{\varepsilon}' - 1}\right)^2} \right|. \qquad (20)$$

Формулы (19) и (20) являются приближенными (завышенными) частными условиями применимости отражательной трактовки учета влияния земли, используемой при получении выражения (12).

Так как выражение (12) для угла места ИРИ предлагается использовать, в первую очередь, для определения местоположения воздушных объектов над поверхностью земли, то для оценки границ применимости будем рассматривать случай, при котором высота h точки приема ЭМВ много меньше высоты z_C пеленгуемого ИРИ ($h \ll z_C$).

При определении малых углов места $\beta = 0° \ldots 5°$ ИРИ, анализ формулы (20) для наиболее распространенных видов подстилающих поверхностей и для высот z_C, соответствующих типичным высотам местоположения воздушных объектов, показывает, что в диапазоне частот, используемых при моделировании в данной работе, минимальная дальность расположения ИРИ, для которой применима отражательная трактовка учета влияния земли, равна 8-10 км.

Результаты моделирования

Для определения угла места β ИРИ предлагается использовать алгоритм пеленгования, основанный на использовании выражения (12). Для этого алгоритма угол азимута ИРИ считается известным, то есть измеренным одним из уже известных способов, например, способом, предложенным в работе [5].

Для применения выражения (12) необходимо знать три величины ЭМП, измеренные в точках приема, расположенных вертикально с шагом Δh, для чего предлагается использовать вертикальную линейную антенную решетку, фазовые центры антенных элементов которой разнесены на величину Δh. Фазовый центр центрального антенного элемента расположен на высоте $h = 15$ м над поверхностью «земли» (рис. 2). На текущем этапе моделирования в качестве излучателей использовались вертикально расположенные диполи, разнесенные на расстояние, при котором отсутствует взаимное влияние антенных элементов друг на друга.

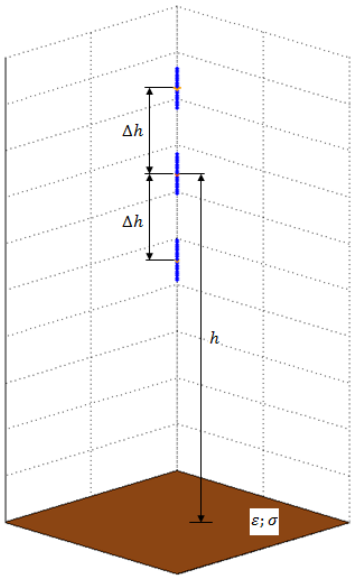


Рис. 2. Расчетная модель антенной системы радиопеленгатора

Исходными данными, необходимыми для расчета угла места пеленгуемого источника радиосигнала, являются комплексные значения токов на входных клеммах антенн антенной решетки. Искомые токи были получены путем расчета электродинамических характеристик антенной системы радиопеленгатора при её облучении падающей электромагнитной волной радиосигнала пеленгуемого ИРИ с помощью алгоритма NEC-2, реализующего метод моментов. Обоснованием применимости алгоритма NEC-2 при анализе рассматриваемой задачи является возможность описания используемой антенной системы в виде проволочной структуры. При моделировании антенная система облучалась плоской ЭМВ, приходящей последовательно с нескольких направлений, соответствующих разным малым углам места $\beta_{\text{ИРИ}}$ предполагаемого ИРИ. Эта процедура повторялась для различных вариантов подстилающей поверхности.

Для предварительного исследования устойчивости пеленгационных характеристик моделируемой антенной системы к воздействию внутренних шумов каналов радиопеленгатора при использовании предлагаемого алгоритма пеленгования с каждым из комплексных значений токов, снятых с входов антенн антенной системы радиопеленгатора суммировалась некоторая случайная величина, моделирующая шумовую составляющую сигнала в каналах радиопеленгатора. Эта случайная величина распределена по нормальному закону с математическим ожиданием, равным нулю и с дисперсией, соответствующей заданному отношению сигнал/шум q.

Далее приведены результаты расчета некоторых углов места β ИРИ по результатам проведенного моделирования в соответствии с предложенным алгоритмом. На рисунках 3.1–3.3 приведены частотные зависимости результатов расчета углов места β, полученных по единичной выборке радиосигналов при отношениях сигнал/шум $q = 100$ дБ, $q = 40$ дБ, $q = 20$ дБ. Расчет производился для подстилающей поверхности с электрическими параметрами влажной почвы (относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 10$; проводимость $\sigma = 0{,}01\ (\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$) для углов места $\beta_{\text{ИРИ}} = 1°$ (рис. 3.1), $\beta_{\text{ИРИ}} = 3°$ (рис. 3.2) и $\beta_{\text{ИРИ}} = 5°$ (рис. 3.3). На рисунках 4.1–4.3 приведены результаты, полученных в аналогичных условиях, но для подстилающей поверхности с электрическими параметрами морской воды ($\varepsilon = 80$; $\sigma = 4\ (\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$). На каждом из рисунков 3.1–3.3, 4.1–4.3 рассчитанные значения углов места β ИРИ представлены кружками, а истинные значения $\beta_{\text{ИРИ}}$ – сплошными линиями. Видно, что вычисление угла места β ИРИ по предлагаемому алгоритму позволяет исключить влияние априорно неизвестных электрических параметров подстилающей поверхности в области отражения на получаемый результат. Кроме того, из сопоставления зависимостей, приведенных для разных отношений сигнал/шум q, следует, что с увеличением значения угла места $\beta_{\text{ИРИ}}$ возрастает устойчивость полученного результата к влиянию внутреннего шума каналов радиопеленгатора.

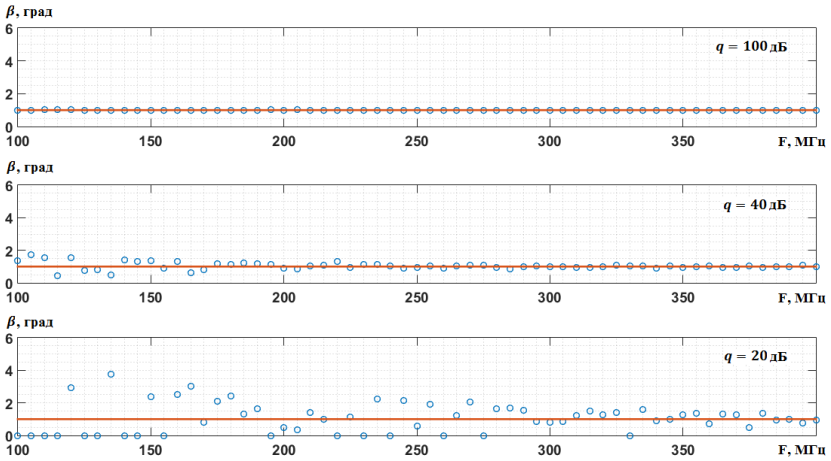


Рис. 3.1. Графики частотных зависимостей результатов расчета угла места β для истинного угла места $\beta_{ИРИ} = 1°$ при наличии подстилающей поверхности с электрическими параметрами влажной почвы ($\varepsilon = 10$; $\sigma = 0{,}01$ $(Ом \cdot м)^{-1}$)

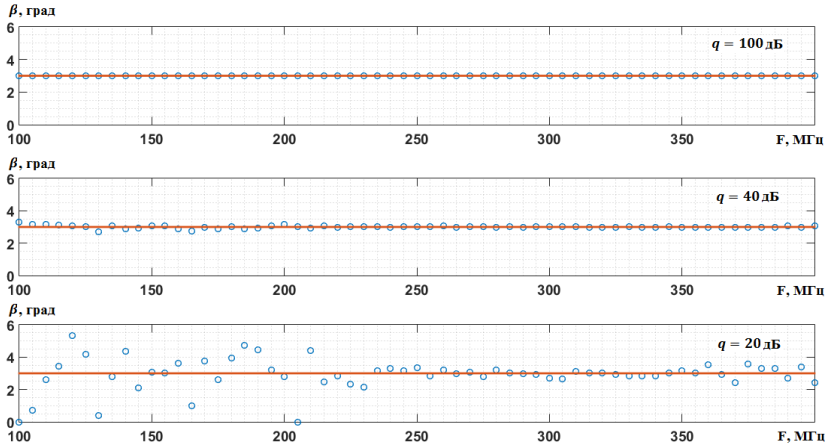


Рис. 3.2. Графики частотных зависимостей результатов расчета угла места β для истинного угла места $\beta_{ИРИ} = 3°$ при наличии подстилающей поверхности с электрическими параметрами влажной почвы ($\varepsilon = 10$; $\sigma = 0{,}01$ $(Ом \cdot м)^{-1}$)

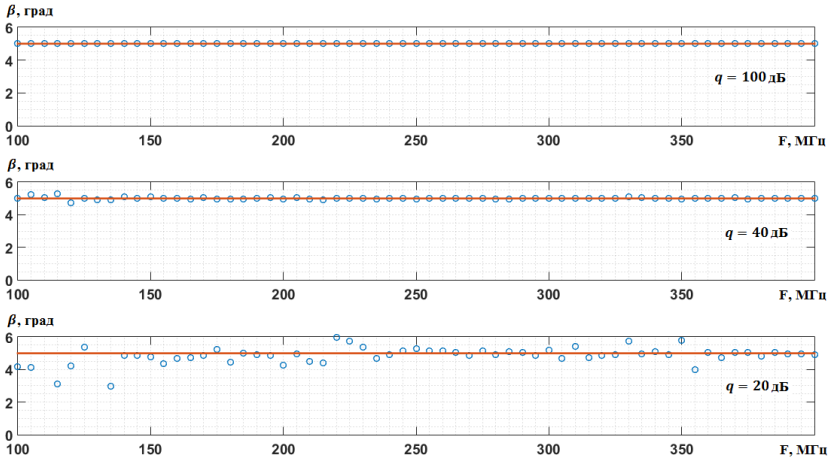


Рис. 3.3. Графики частотных зависимостей результатов расчета угла места β для истинного угла места $\beta_{ИРИ} = 5°$ при наличии подстилающей поверхности с электрическими параметрами влажной почвы ($\varepsilon = 10$; $\sigma = 0{,}01$ $(Ом \cdot м)^{-1}$)

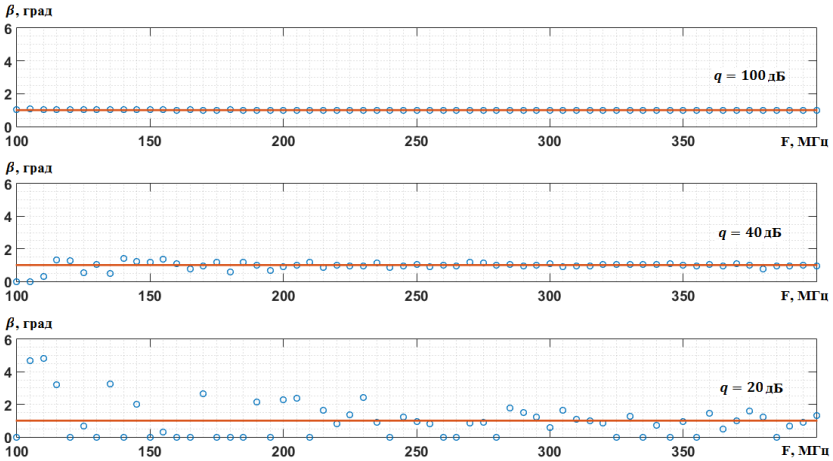


Рис. 4.1. Графики частотных зависимостей результатов расчета угла места β для истинного угла места $\beta_{\text{ИРИ}} = 1°$ при наличии подстилающей поверхности с электрическими параметрами морской воды ($\varepsilon = 80$; $\sigma = 4$ $(\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$)

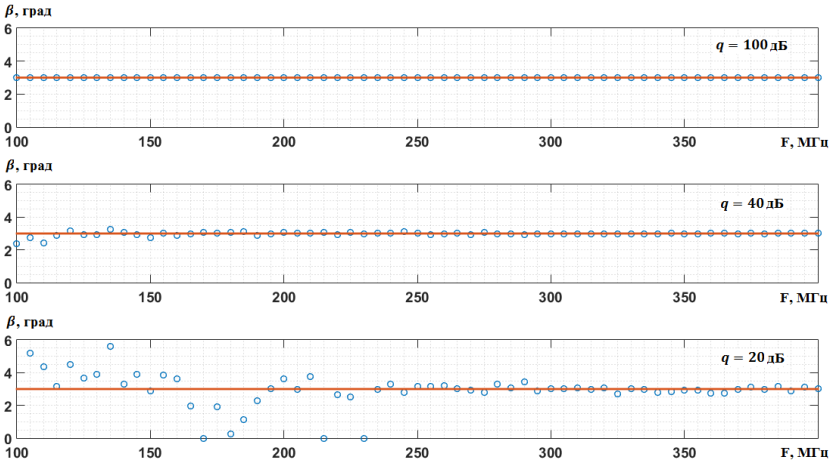


Рис. 4.2. Графики частотных зависимостей результатов расчета угла места β для истинного угла места $\beta_{\text{ИРИ}} = 3°$ при наличии подстилающей поверхности с электрическими параметрами влажной почвы ($\varepsilon = 80$; $\sigma = 4$ $(\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$)

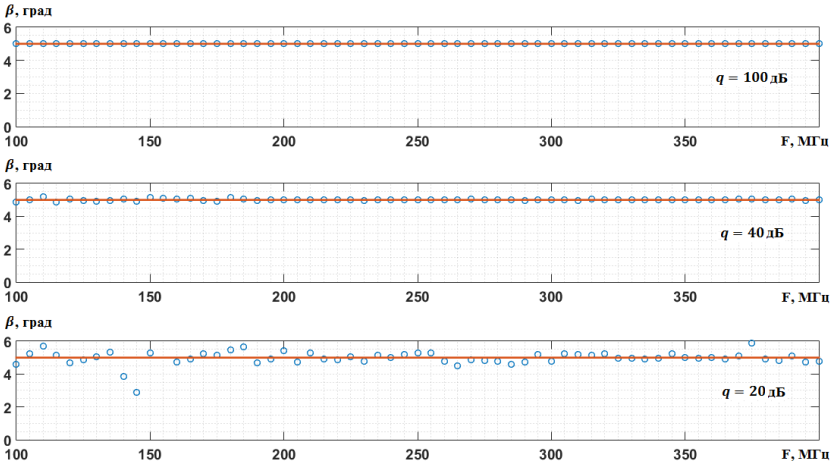


Рис. 4.3. Графики частотных зависимостей результатов расчета угла места β для истинного угла места $\beta_{\text{ИРИ}} = 5°$ при наличии подстилающей поверхности с электрическими параметрами влажной почвы ($\varepsilon = 80$; $\sigma = 4$ $(\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$)

Выводы

В работе получено аналитическое выражение для определения угла места источника радиосигнала, позволяющее преодолеть априорную неопределенность электрических параметров земной поверхности в области отражения ЭМВ пеленгуемого ИРИ, и предложен алгоритм угломестного пеленгования, основанный на использовании полученного выражения. Предложенный алгоритм на текущем этапе моделирования демонстрирует повышение точности определения малых углов места ИРИ в сравнении с результатами, предлагаемыми существующими алгоритмами угломестного пеленгования, которые, в основном, основаны на операциях реконструкции фаз или преобразовании принятых сигналов в угловой спектр по углам места [5, 6]. Также реализация алгоритма подразумевает уменьшение времени пеленгования за счет сокращения числа операций обработки принятых сигналов по сравнению с таковым в известных способах пеленгования, ссылка на которые указана выше.

Дальнейшие исследования предлагаемого алгоритма пеленгования, осуществляемые в настоящий момент группой авторов, нацелены на получение полного обоснования целесообразности его использования при разработке угломестных радиопеленгаторов

Литература

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
2. Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. – М.: Советское радио, 1962. – 480 с.
3. Фейнберг Е. Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. – 2-е изд. – М.: Наука. Физматлит, 1999. – 496 с.
4. Саидов А. С., Тагилаев А. Р., Алиев Н. М., Асланов Г. К. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов. – М.: Радио и связь, 1997.
5. Виноградов А. Д., Михин А. Ю., Никитенко Е. П., Подшивалова Г. В. Возможности радиопеленгования с использованием двухъярусной трехэлементной эквидистантной кольцевой антенной решетки // Антенны. 2016. №5 (225). С. 26–38.
6. Патент РФ №2535174. Способ двухмерного пеленгования воздушного объекта. / Козьмин В. А., Рембовский Ю. А., Уфаев А. В., Уфаев В. А., 2014.

Сведения об авторах

Виноградов Александр Дмитриевич – 1959 г.р., докт. техн. наук, профессор, заслуженный изобретатель Российской Федерации, ст. научн. сотр. федерального государственного казенного военного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А.Гагарина» (г. Воронеж) Министерства обороны Российской Федерации (Военно-воздушной академии). Область научных интересов: антенны и распространение радиоволн, радиопеленгация. Email: mvvad@mail.ru

Козлов Максим Игоревич – 1987 г.р., аспирант, ст. конструктор АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж. Область научных интересов: антенные системы, электродинамическое моделирование, радиопеленгация. E-mail: begun87@mail.ru

Михин Алексей Юрьевич – 1980 г.р., рук. проекта АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж. Область научных интересов: антенны и распространение радиоволн, радиопеленгация. E-mail: alemih@mail.ru

Никитенко Екатерина Петровна – 1992 г.р., аспирант физического факультета Воронежского Государственного Университета, конструктор АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж. Область научных интересов: антенные системы, распространение радиоволн, радиопеленгация. E-mail: nikitenko.ekaterina@gmail.com

ISBN 978-5-9907623-8-1

Сборник трудов

XXIII Международной научно-технической конференции
«РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ»

Том 3

Издательство «Научно-исследовательские публикации»
(ООО «ВЭЛБОРН»)

Юридический адрес: 394068, г. Воронеж, Московский пр-т, 98.

Адрес для направления корреспонденции: 394066, г. Воронеж, ж/м Задонье, квартал 9, д.14, ООО «ВЭЛБОРН»

Тел. +7 (930)403-54-18