

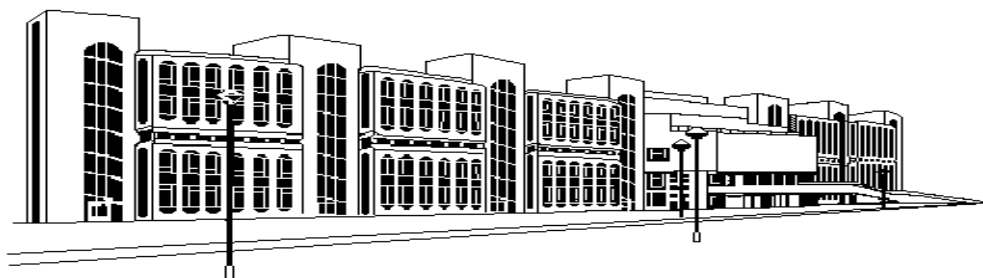


ISSN 2079-0619

МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

НАУЧНЫЙ ВЕСТНИК МГТУ ГА

№ 186



Москва
2012

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ» (МГТУ ГА)**

НАУЧНЫЙ ВЕСТНИК МГТУ ГА

№ 186 (12)

Издается с 1998 г.

**Москва
2012**

Научный Вестник МГТУ ГА решением Президиума ВАК Министерства образования и науки РФ включен в перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.

Главная редакция

- Главный редактор -** заслуженный юрист РФ, д-р юрид. наук, д-р техн. наук, проф. Б.П. Елисеев (*МГТУ ГА*)
- Зам. главного редактора -** заслуженный работник транспорта, д-р техн. наук, проф. Е.Е. Нечаев (*МГТУ ГА*)
- Ответственный секретарь главной редакции -** д-р техн. наук, доц. О.Г. Феоктистова (*МГТУ ГА*)
- Члены главной редакции -** почетный работник науки и техники, д-р филос. наук, проф. О.Д. Гаранина (*МГТУ ГА*);
д-р техн. наук, проф. Л.Н. Елисов (*МГТУ ГА*);
д-р экон. наук, проф. В.А. Казаков (*МГУ им. М.В. Ломоносова*);
д-р техн. наук, проф. В.Т. Калугин (*МГТУ им. Н.Э. Баумана*);
заслуженный деятель науки и техники РФ,
д-р физ.-мат. наук, проф. А.И. Козлов (*МГТУ ГА*);
д-р техн. наук, проф. В.Л. Кузнецов (*МГТУ ГА*);
д-р техн. наук, проф. С.В. Кузнецов (*МГТУ ГА*);
заслуженный деятель науки и техники РФ,
д-р физ.-мат. наук, проф. Д.С. Лукин (*МФТИ*);
д-р техн. наук, проф. В.В. Соломенцев (*НТЦ «Промтехазро»*);
заслуженный деятель науки РФ, д-р техн. наук,
проф. В.Г. Ципенко (*МГТУ ГА*);
д-р техн. наук, проф. В.С. Шапкин (*ГосНИИ ГА*)

Редакционная коллегия выпуска

- Ответственный редактор выпуска** - заслуженный деятель науки и техники РФ,
д-р физ.-мат. наук, проф. А.И. Козлов (*МГТУ ГА*)
- Зам. ответственного редактора** - д-р техн. наук, проф. А.И. Логвин (*МГТУ ГА*)
- Ответственный секретарь** - д-р техн. наук, проф. А.В. Старых (*МГТУ ГА*)
- Члены редакционной коллегии** - д-р физ.-мат. наук, проф. А.Г. Горелик (*МФТИ*);
д-р техн. наук, проф. Б.И. Шахтарин (*МГТУ им. Н.Э. Баумана*);
д-р физ.-мат. наук, проф. Д.С. Лукин (*МФТИ*);
д-р техн. наук, проф. Э.А. Лутин (*МГТУ ГА*);
д-р техн. наук, проф. В.Н. Татаринцов (*ТУСУР*);
д-р техн. наук, проф. С.К. Камзолов (*МГТУ ГА*)

E-mail: a.kozlov@mstuca.aero

тел. +7(495) 457-12-02

ISBN 978-5-86311-864-2

Плата за публикацию в Научном Вестнике МГТУ ГА с аспирантов не взимается

**НАУЧНЫЙ ВЕСТНИК
МОСКОВСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ**

№ 186 (12)

2012

СОДЕРЖАНИЕ

Калашников В.С., Кирпанев А.В., Козлов А.И., Нечаев Е.Е., Васендин С.В., Пономарев М.Ю. Определение поля и характеристик рассеяния радиолокационных объектов в сверхширокополосном и монохроматическом случаях на основе планарных измерений.....	7
Козлов А.И., Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Кривин Н.Н. Рассеяние электромагнитных волн двухточечными радиолокационными объектами.....	15
Козлов А.И., Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Кривин Н.Н. Формирование параметров поляризационного спекла при когерентном рассеянии как интерференционный процесс...	22
Хомяков А.В., Румянцев В.Л., Амнинов Э.В. Синтез структуры поляризационного фильтра..	28
Горелик А.Г., Коломиец С.Ф., Щукин Г.Г. Некоторые особенности применения многоволновых доплеровских радиолокационных станций для ветрового зондирования атмосферы.....	32
Трифонов Г.П. Перспективы координатно-доплеровского метода для повышения точности измерения скорости ветра в атмосфере.....	38
Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Погрешность абсолютных радиотеплолокационных измерений при неоднородном фоновом шуме.....	43
Шахтарин Б.И., Митин С.В. Синтез дискретных хаотических отображений для кодирования двоичных последовательностей.....	49
Сидоркина Ю.А., Балыкина А.М. Синтез систем фазовой автоподстройки, оптимальной для приема 2-ФМ манипулированных сигналов (BPSK).....	53
Федосеева Е.В., Щукин Г.Г. Оценка влияния неточности компенсации фонового шума на погрешность относительных радиотеплолокационных измерений.....	58
Акиншин Р.Н., Хомяков Д.А., Амнинов Э.В. Оценка влияния помех на обработку сигналов в адаптивных антенных решетках.....	62
Прохладин Г.Н. Подавление дискретных составляющих дробного делителя частоты в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты.....	67
Акиншин Р.Н., Нойок М.С., Амнинов Э.В. Диэлектрические гибридно-модовые облучатели зеркальных антенн миллиметрового диапазона длин волн.....	72
Прохладин Г.Н. Подавление системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты составляющих, кратных частоте сравнения.....	78
Баранов Н.А., Бецков А.В., Северцев Н.А. Задача оптимизации времени перевода системы безопасности в состояние готовности к отражению угрозы.....	82
Баранов Н.А., Бецков А.В., Северцев Н.А. Управление состоянием готовности системы безопасности к отражению угрозы.....	88
Сухих Н.Н., Рукавишников В.Л. Использование функции чувствительности для анализа бортовых цифровых автоматических систем управления полетом.....	92

Чичков Б.А. Совершенствование оценок изменения регистрируемых параметров с использованием скользящего среднего.....	96
Кравченко Е.В. Надежность работы узла авиационной радиоэлектроники в стационарном режиме работы при пониженном атмосферном давлении.....	102
Губерман И.Б. Установление допусков на оцениваемые параметры радиоэлектронной аппаратуры с учетом рисков заказчика и изготовителя.....	109
Нефёдов В.И., Матвеев А.Ю. Особенности навигации беспилотного летательного аппарата при полете в пограничном слое атмосферы.....	114
Аюпов Р.Р., Купин В.В., Плясовских А.П. Оценка временных затрат диспетчера управления воздушным движением по определению необходимых значений минимальных интервалов горизонтального эшелонирования.....	118
Гаранин С.А. О точности оценивания параметров радиоэлектронных систем в сложных электромагнитных условиях.....	123
Губерман И.Б. Оценка соответствия радиоэлектронной аппаратуры, установленным требованиям на основе теории нечетких множеств.....	126
Елисов Л.Н., Громов С.В., Овченков Н.И. О некоторых классах оптимизационных задач, решаемых с применением неформальных методов.....	130
Дианов А.А. О прогнозировании коррелированных случайных переменных.....	135
Елисов Л.Н., Овченков Н.И. Квалиметрические процедуры интеграции радиотехнических средств защиты аэропорта.....	138
Казин В.В. О возможностях расширения информационной способности канала передачи телеметрической информации при радиозондировании атмосферы.....	142
Старых А.В., Жилинская Г.Н. Варианты функциональных схем радиолокационных станций с управляемой поляризацией.....	145
Затучный Д.А. Выбор линии передачи данных для реализации режима автоматического зависимого наблюдения.....	149
Горяшко А.А., Дианов А.А. О некоторых классах задач при организации производства на авиапредприятии.....	152
Дианов А.А. О стратегических и тактических задачах авиапредприятия на рынке авиауслуг...	158
Ходаковский В.А., Дьякон Д.Р. Анализ этапов жизненного цикла инновационного продукта...	162
Елисеев Б.П., Ходаковский В.А., Линде И. К оптимизации процессов высшего учебного заведения.....	165
Ходаковский В.А., Униченко Е.Г. Анализ влияния побочных каналов приема на состояние работоспособности средств авиационной связи.....	169
Дьякон Д.Р., Ходаковский В.А. Модель управления средствами на производство и эксплуатацию инновационной продукции авиационной техники.....	173
Добычина Е.М., Малахов Р.Ю. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем.....	176
Малахов Р.Ю., Добычина Е.М. Мощные транзисторы для передатчиков бортовых радиолокационных систем.....	184
Шалупин В.И., Морщинина Д.В., Карпушин В.В. Модельные характеристики профессионально-прикладной физической подготовки специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования гражданской авиации.....	191

Материал настоящего Научного Вестника содержит статьи по четырем направлениям: радиофизика, радиолокация, радионавигация, радиополяриметрия, общая радиотехника и управление воздушным движением.

Открывает Научный Вестник статья В.С. Калашикова, А.В. Кирпанева, А.И. Козлова, Е.Е. Нечаева, С.В. Васендина, М.Ю. Пономарева, написанная по заказу главной редакции Научного Вестника МГТУ ГА, в которой приведены методы определения поля и характеристик рассеяния на основе планарных измерений суммарного поля, обусловленного облучающим зондом и рассеиваемым объектом.

В статьях А.И. Козлова, В.Н. Татарина, С.В. Татарина, Н.Н. Кривина, выполненных по заказу редакционной коллегии, приведены оригинальные результаты исследований поляризационных и энергетических параметров электромагнитного поля при рассеянии искусственными двухточечными радарными объектами и продемонстрировано, что формирование поляризационно-энергетического спекла при рассеянии волн многоточечными сложными радарными объектами (МСРО) представляет собой интерференционный процесс. Такой подход позволяет определить как автокорреляционные функции параметров Стокса рассеянного поля, так и пространственный спектр мощности МСРО.

Синтез структуры поляризационного фильтра рассмотрен в статье А.В. Хомякова, В.Л. Румянцев, Э.В. Амнинова. Авторами проведено синтезирование многорежекторного поляризационного фильтра, имеющего зону режекции, соизмеримую с областью, занимаемой помехой, с изменяющимися поляризационными характеристиками. Фильтр содержит набор одnoreжекторных поляризационных фильтров, настроенных на подавление сигналов различных поляризаций и перекрывающих заданную область поляризационного пространства. Отличием предложенного фильтра от известных является существенное уменьшение числа ортогональных каналов за счет их коммутаций.

Особое место занимает статья профессора А.Г. Горелика, С.Ф. Колосийца и Г.Г. Щукина, в которой обобщен опыт и намечены перспективы использования в оперативной метеорологической практике ветровых профайлеров для определения параметров ветра в диапазоне высот от поверхности земли до 20-25 километров. Представлен анализ источников радиоэха при различных состояниях атмосферы и на различных высотах.

Перспективы координатно-доплеровского метода для повышения точности измерения скорости ветра в атмосфере рассматриваются в статье Г.П. Трифонова. В работе проведен анализ точности измерений скорости ветра в системе с координатно-доплеровским методом зондирования атмосферы и предложен комплексный способ обработки координатных и доплеровских данных для вычисления скорости и направления ветра.

В статьях профессора Г.Г. Щукина и доцента Е.В. Федосеевой рассмотрен метод оценки погрешности абсолютных радиотеплолокационных измерений при проведении измерений в условиях неоднородного фоновых шума окружающего пространства, а также приведена оценка влияния неточности компенсации фоновых шума на величину погрешности относительных радиотеплолокационных измерений радиояркого контраста.

Метод кодирования двоичной последовательности с использованием дискретных хаотических отображений рассматривается в работе профессора Б.И. Шахтарина и аспиранта С.В. Митина. В работе проводится синтез хаотического отображения с заданной функцией плотности вероятности, приводятся графики отображений и функций, при помощи которых производится кодирование двоичной последовательности.

В работе Ю.А. Сидоркиной, А.М. Балыкина решается задача синтеза оптимальных модуляторов BPSK и QPSK. В качестве критерия оптимальности используется критерий максимума апостериорной вероятности сообщения. В постановку задачи входит уравнение наблюдения и априорное уравнение сообщения. При синтезе оптимальных приемников решается два нелинейных дифференциальных уравнения: 1) ДУ относительно оцениваемых параметров;

2) ДУ относительно дисперсии ошибки. Синтез нелинейной фильтрации завершается структурной схемой нелинейного оптимального приемника.

В статьях Р.Н. Акинишина, М.С. Нойок, Э.В. Амнинова анализируются возможные варианты облучателей для малогабаритной зеркальной антенны и обосновываются преимущества выбора варианта гибридномодового облучателя с диэлектрическим конусом, помещаемого в пространство между облучателем и вспомогательным зеркалом. Предлагается методика расчета профиля излучающего стержня и решена задача синтеза его преломляющей и отражающей поверхностей. В работе также исследуется модель системы пространственно-поляризационной селекции, в которой в качестве антенных элементов используются ортогональные вибраторы.

В статье профессора Н.Н. Сухих и доцента В.Л. Рукавишниковца предлагается новый подход использования и определения функции чувствительности отдельных дискретных звеньев для упрощения решения задачи анализа влияния изменения коэффициента передачи бортового цифрового вычислителя на динамику системы управления.

Статьи Н.А. Баранова, А.В. Бецкова, Н.А. Северцева посвящены задачам выбора момента перевода системы безопасности в состояние готовности к отражению внешней угрозы. Учитываются затраты на поддержание готовности системы безопасности, ущерб от внешней угрозы, временные ресурсы, необходимые на противодействие, показатели производительности защищаемого объекта при различных состояниях готовности системы безопасности.

В статье профессора А.В. Старых, написанной совместно с доцентом Г.Н. Жилинской, рассматриваются варианты функциональных схем радаров с управляемой поляризацией.

В работе инженера Информационно-аналитического центра ГосНИИ ГА С.А. Гаранина рассматриваются проблемы эксплуатации радиоэлектронного оборудования в условиях влияния на него различного рода дестабилизирующих факторов.

Статьи профессора Л.Н. Елисова и других авторов посвящены проблеме создания интегрированных систем защиты аэропорта от несанкционированного доступа и рассматривается оригинальный подход авторов к вопросу расширения предметной области применения неформальных методов решения проблемных задач в гражданской авиации.

Оригинальная модель управления средствами на производство и эксплуатацию авиационной техники предлагается профессором В.А. Ходаковским и его учеником Д.Р. Дьяконом.

Настоящий Вестник будет полезен специалистам, занимающимся представленными в Вестнике задачами, а также аспирантам и студентам радиотехнического профиля.

**Ответственный редактор –
заслуженный деятель науки и техники РФ,
профессор, доктор физико-математических наук**

А.И. Козлов

УДК 396.96.6

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛЯ И ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОМ И МОНОХРОМАТИЧЕСКОМ СЛУЧАЯХ НА ОСНОВЕ ПЛАНАРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

В.С. КАЛАШНИКОВ, А.В. КИРПАНЕВ, А.И. КОЗЛОВ, Е.Е. НЕЧАЕВ,
С.В. ВАСЕНДИН, М.Ю. ПОНОМАРЕВ

По заказу главной редакции

В статье приведены методы определения поля и характеристик рассеяния на основе планарных измерений суммарного поля, обусловленного облучающим зондом и рассеиваемым объектом. С помощью измерения на двух плоских поверхностях определяется амплитудный спектр рассеянного поля. Определяются компоненты обобщенной матрицы рассеяния для случая, когда облучающее поле обладает линейной поляризацией.

Ключевые слова: электромагнитное поле, вторичное поле, эффективная площадь рассеяния, матрица рассеяния, планарные измерения, передающий зонд, приемный зонд, поляризация.

Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) является, как известно, одной из основных радиолокационных характеристик, от которой зависит дальность обнаружения целей, эффективность их сопровождения и наведения на цель. Еще более информативной характеристикой является обобщенная матрица рассеяния, характеризующая также явление деполяризации поля [1]. В общем случае для определения ЭПР исследуемого объекта (ИО) необходимо знать рассеянное им электромагнитное поле (ЭМП). Падающее на ИО ЭМП, как правило, считается известным. Обычно ИО по отношению к передатчику и приемнику находится в дальней зоне, т.е. падающее ЭМП представляет собой плоскую волну определенной поляризации. Для реальных ИО в СВЧ диапазоне дальняя зона может располагаться на 50, 100 и более метров, что делает затруднительным организацию измерений в закрытых помещениях.

В закрытых экранированных помещениях (компактных полигонах) наибольшее распространение получили методы определения характеристик рассеяния с помощью коллиматорных измерений [2]. Применение коллиматорного метода дает возможность непосредственно определять ЭПР ИО по результатам измерений, а также исследовать характер отраженных от объектов сигналов во временной области. Однако коллиматор позволяет определять только моностатические характеристики рассеяния ИО, а в некоторых случаях, для решения задач распознавания целей, необходимо знать бистатические характеристики рассеяния ИО. Кроме того, в большинстве случаев, коллиматор представляет собой зеркальную антенну с вынесенным облучателем, что приводит к принципиальной невозможности создания идеального плоского фронта в зоне размещения ИО. Диаграмма направленности сверхширокополосного облучателя на некоторых частотных областях может существенно отличаться от “столообразной”, что также негативно влияет на равномерность амплитудного распределения в рабочей области коллиматора.

Полные характеристики рассеяния ИО могут быть определены на основе амплифазометрических измерений в ближней зоне. Изложение общих принципов определения характеристик рассеяния по измерениям в ближней зоне можно найти в [3; 4].

Рассмотрим случай, когда ИО размещается на двухкоординатном поворотном столе, облучается неподвижной антенной, а результирующее поле измеряется на двух плоских поверхностях в области между облучающей антенной и ИО. Первичное поле, падающее на ИО, обладает линейной поляризацией, причем плоскость поляризации перпендикулярна вертикальной стойке сканера, перемещающей приемный зонд. Конструкция стойки и крепления зонда должны обес-

печить минимальное затенение первичного поля. Предполагается, что в качестве зонда используется антенна, близкая по своим свойствам к электрическому диполю. В обобщенном виде подобная схема измерения приведена на рис. 1, где обозначены: ИО – исследуемый объект; 1 – поворотный стол; 2 – радиопоглощающий материал; ИЗ – излучающий зонд; ПЗ – приемный зонд; Г – генератор; ПУ – приемное устройство. Поворачивая ИО на двухкоординатном поворотном столе и для каждого положения ИО проводя серию планарных измерений, можно приближенно определить независимые компоненты матрицы рассеяния.

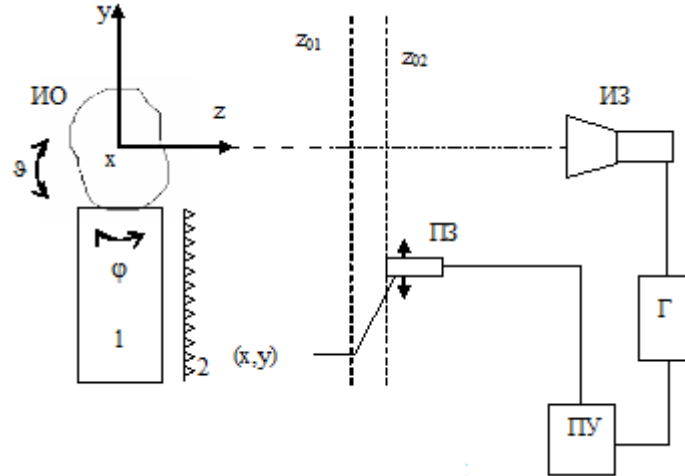


Рис. 1. Обобщенная схема измерения

Направление падения фронта поля на ИО можно определить вектором $\tilde{\vec{k}}_{\tau_0} = \tilde{k}_{x_0} \vec{e}_x + \tilde{k}_{y_0} \vec{e}_y$, где $\tilde{k}_{x_0} = \sin \vartheta_0 \cos \varphi_0$, $\tilde{k}_{y_0} = \sin \vartheta_0 \sin \varphi_0$. Применяя принцип суперпозиции однородных плоских волн [5], рассеянное ИО электрическое поле в сверхширокополосной интерпретации можно определить следующим образом

$$\vec{E}^s(\vec{r}, t) = k^2 \int_{\omega} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \vec{B}(\tilde{\vec{k}}'_\tau, \omega) e^{-jk'_\tau \vec{r}} e^{i\omega t} d\tilde{k}'_x d\tilde{k}'_y d\omega, \quad (1)$$

где $\vec{r} = x\vec{e}_x + y\vec{e}_y + z\vec{e}_z$ – радиус-вектор в системе координат OXYZ, связанной с ИО; t – время; $k = \frac{\omega}{c}$; ω – круговая частота; c – скорость света; $\tilde{\vec{k}}'_\tau = \tilde{k}'_x \vec{e}_x + \tilde{k}'_y \vec{e}_y$; $\tilde{k}'_x$ и $\tilde{k}'_y$ – направляющие косинусы однородных плоских волн рассеянного поля (нормированные к k пространственные частоты); $\vec{B}(\tilde{\vec{k}}'_\tau, \omega)$ – векторный амплитудный спектр однородных плоских волн рассеянного поля. Так как в свободной среде $\text{div} \vec{E} = 0$, то справедливо равенство

$$\tilde{k}'_x B_x(\tilde{\vec{k}}'_\tau, \omega) + \tilde{k}'_y B_y(\tilde{\vec{k}}'_\tau, \omega) + \tilde{k}'_z B_z(\tilde{\vec{k}}'_\tau, \omega) = 0. \quad (2)$$

Из (2) следует, что только две из трех компонент векторного амплитудного спектра однородных плоских волн полностью определяют рассеянное ИО поле. Учитывая последнее и используя принцип стационарной фазы [5], независимые составляющие спектра можно определить следующими равенствами

$$\begin{cases} B_x(\tilde{k}'_\tau, \omega) = j \frac{2\pi}{r} \tilde{k}_{z_0} k^2 e^{-jkr} (S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) A_x(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega) + S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) A_y(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega)), \\ B_y(\tilde{k}'_\tau, \omega) = j \frac{2\pi}{r} \tilde{k}_{z_0} k^2 e^{-jkr} (S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) A_x(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega) + S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) A_y(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega)), \end{cases} \quad (3)$$

где r – расстояние между ИО и ИЗ (рис. 1); $A_x(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega)$ и $A_y(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega)$ – независимые компоненты векторного амплитудного спектра однородных плоских волн падающего на ИО поля; $S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega)$, $S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega)$, $S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega)$, $S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega)$ – искомые компоненты матрицы рассеяния. Для определения составляющих матрицы рассеяния необходимо выполнить планарные измерения составляющих напряженности электрического поля (рис. 1) для двух взаимноортогональных положений ИЗ “(1)” и “(2)” при заданном $\tilde{k}'_\tau$, соответствующим углам поворота ϑ_0 и ϕ_0 .

Рассмотрим один из методов, позволяющих учесть влияние первичного поля при проведении измерений с помощью зонда, имеющего широкую ДН. Предположим, что зонд по своим направленным свойствам близок к электрическому диполю. В этом случае необходимо использовать методику, позволяющую по планарным измерениям суммарного поля, выделить вторичное поле (рассеянного ИО) на фоне первичного (поля ИЗ) [6]. Применение этой методики с учетом свойств линейной поляризации ИЗ позволяет получить для элементов матрицы рассеяния

S_i^j ($i = x, y$; $j = x, y$), имеющей в общем случае вид $S_\Sigma = \begin{pmatrix} S_x^x & S_x^y \\ S_y^x & S_y^y \end{pmatrix}$, следующие значения

$$\begin{cases} S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = \Omega(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega) J_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) / A_x^{(1)}(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega), \\ S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = \Omega(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega) J_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) / A_x^{(1)}(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega), \\ S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = \Omega(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega) J_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) / A_y^{(2)}(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega), \\ S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = \Omega(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega) J_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) / A_y^{(2)}(\tilde{k}_{\tau_0}, \omega), \end{cases} \quad (4)$$

где $\Omega(\tilde{k}_{\tau_0}) = \frac{re^{jkr}}{j2\pi k^4 \tilde{k}_{z_0}}$,

$$\begin{cases} J_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = (e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{01}} I_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{02}) - e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{02}} I_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01})) / \Delta', \\ J_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = (e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{01}} I_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{02}) - e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{02}} I_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01})) / \Delta', \\ J_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = (e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{01}} I_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{02}) - e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{02}} I_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01})) / \Delta', \\ J_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega) = (e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{01}} I_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{02}) - e^{-jk\tilde{k}'_{z_0} z_{02}} I_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01})) / \Delta'. \end{cases} \quad (5)$$

$$I_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01(02)}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_x^{\Sigma, (1)}(x, y, z_{01(02)}, t, \tilde{k}_{\tau_0}) e^{jk\tilde{k}'_x x + jk\tilde{k}'_y y} e^{-j\omega t} dx dy dt, \quad (6a)$$

$$I_y^{(1)}(\tilde{k}'_{\tau}, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01,(02)}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_y^{\Sigma,(1)}(x, y, z_{01,(02)}, t, \tilde{k}_{\tau_0}) e^{jk\tilde{k}'_x x + jk\tilde{k}'_y y} e^{-j\omega t} dx dy dt, \quad (6б)$$

$$I_x^{(2)}(\tilde{k}'_{\tau}, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01,(02)}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_x^{\Sigma,(2)}(x, y, z_{01,(02)}, t, \tilde{k}_{\tau_0}) e^{jk\tilde{k}'_x x + jk\tilde{k}'_y y} e^{-j\omega t} dx dy dt, \quad (6в)$$

$$I_y^{(2)}(\tilde{k}'_{\tau}, \tilde{k}_{\tau_0}, \omega, z_{01,(02)}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_y^{\Sigma,(2)}(x, y, z_{01,(02)}, t, \tilde{k}_{\tau_0}) e^{jk\tilde{k}'_x x + jk\tilde{k}'_y y} e^{-j\omega t} dx dy dt. \quad (6г)$$

$\Delta' = j \frac{\omega_{\max}}{\pi c} \sin(\frac{\omega_{\max}}{c} \tilde{k}'_z (z_{01} - z_{02}))$, $\tilde{k}'_z = \sqrt{1 - \tilde{k}'_x{}^2 - \tilde{k}'_y{}^2}$, $\omega_{\max}$ - наибольшая частота рассматриваемого спектра, T - период обработки, который, как правило, равен длительности “окна” ПЗ.

В подынтегральных выражениях системы (6) составляющие $E_{x,y}^{\Sigma}(x, y, z_{01})$ и $E_{x,y}^{\Sigma}(x, y, z_{02})$ измеряются соответственно на плоскостях z_{01} и z_{02} (рис. 1). При этом $z_{02} - z_{04} = \lambda_{\min}/4$, $\lambda_{\min}$ - длина волны, соответствующая $\omega_{\max}$. Таким образом, для каждого положения ИО, определяемого ϑ_0 и $\varphi_0(\tilde{k}'_{\tau_0})$, необходимо выполнять 4 серии измерений (по 2 на плоскостях z_{01} и z_{02}). Угловой сектор α , в котором при заданных ϑ_0 и φ_0 определяются компоненты матрицы рассеяния, определяется равенством

$$\alpha = \arctg \frac{L - D}{2z_0}, \quad (7)$$

где L - размер стороны плоскости измерения; D - наибольший линейный размер ИО, перпендикулярный направлению прихода волнового фронта поля ИЗ; z_0 - расстояние от ПЗ до ИО.

Таким образом, предлагаемая методика позволяет определить как моно-, так и бистатистические характеристики рассеяния. Вместе с тем, так как необходимо выполнение условия

$r \leq \frac{2D^2}{\lambda_{\min}}$, то применение метода возможно только для малогабаритных ИО, наибольший ли-

нейный размер D которых не превышает $10\lambda_{\min}$. Для крупногабаритных ИО ($D > 10\lambda_{\min}$) необходимо обеспечить облучение ИО плоским фронтом, создаваемым, например, зеркальным коллиматором. В этом случае, проводя планарные измерения в области пространства между коллиматором и ИО и используя изложенную выше методику, можно также определять как моно-, так и бистатистические характеристики рассеяния. Однако в этом случае вертикальное перемещение зонда сканером должно быть реализовано таким образом, чтобы удавалось избежать существенных искажений поля коллиматора.

Рассмотрим далее монохроматический случай, когда используются два зонда, обладающих возможностью независимого перемещения по плоской поверхности в области ближней зоны ИО (рис. 2). Обобщенная схема такого сканера показана на рис. 2. Математические основы такого способа определения характеристик рассеяния изложены в [3]. Ниже приведены соотношения для случая планарного зондирования и с учетом влияния на приемный зонд поля передающего зонда.

Примем следующие условия: направленные свойства приемного зонда не учитываются, т.к. предполагается, что в качестве зонда используется электрический диполь; зонд, работающий на

прием, измеряет результирующее поле, обусловленное рассеянным полем ИО и падающим на ИО полем передающего зонда; направленные свойства передающего зонда считаются известными. С передающим зондом связана правая система координат. На рис. 2 обозначено: (x_0, y_0) – координаты приемного зонда в системе координат OXYZ, связанной с ИО; (x_1, y_1) – координаты передающего зонда в системе OXYZ. В системе координат, связанной с ИО, напряженность электрического поля, измеряемого зондом, определяется равенством

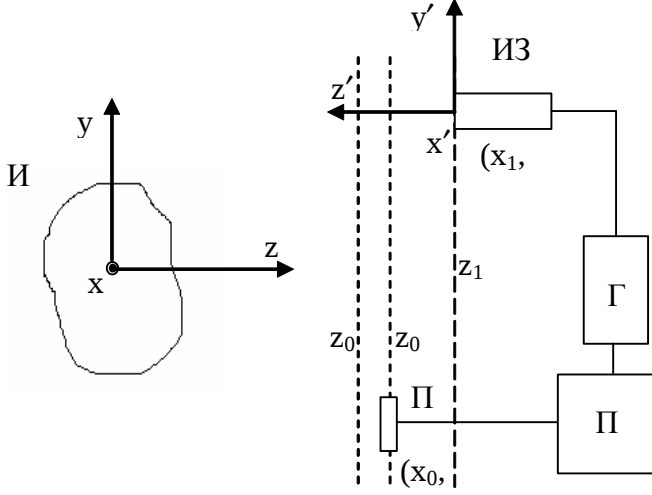


Рис. 2. Обобщенная схема двухзондового сканера

$$\begin{aligned} \bar{E} = \bar{E}^s + \bar{E}^p = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \bar{B}^s(\tilde{k}'_\tau, x_1, y_1) e^{-jk\tilde{k}'_x x - jk\tilde{k}'_y y - jk\tilde{k}'_z z} d\tilde{k}'_x d\tilde{k}'_y + \\ + k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \bar{A}(\tilde{k}'_\tau, x_1, y_1) e^{-jk\tilde{k}'_x x - jk\tilde{k}'_y y - jk\tilde{k}'_z z} d\tilde{k}'_x d\tilde{k}'_y, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{cases} B_x^{s(1)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}) = (e^{-jk\tilde{k}'_z z_{01}} I_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}, z_{02}) - e^{-jk\tilde{k}'_z z_{02}} I_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}, z_{01})) / \Delta', \\ B_y^{s(1)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}) = (e^{-jk\tilde{k}'_z z_{01}} I_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}, z_{02}) - e^{-jk\tilde{k}'_z z_{02}} I_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}, z_{01})) / \Delta', \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{где} \quad I_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}_1, z_{01(02)}) = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_x^{(1)}(\vec{r}_0, \vec{r}_1, z_{01(02)}) e^{jk\tilde{k}'_x x_0 + jk\tilde{k}'_y y_0} dx_0 dy_0. \quad (10a)$$

$$I_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}_1, z_{01(02)}) = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_y^{(1)}(\vec{r}_0, \vec{r}_1, z_{01(02)}) e^{jk\tilde{k}'_x x_0 + jk\tilde{k}'_y y_0} dx_0 dy_0. \quad (10б)$$

$$I_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}_1, z_{01(02)}) = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_x^{(2)}(\vec{r}_0, \vec{r}_1, z_{01(02)}) e^{jk\tilde{k}'_x x_0 + jk\tilde{k}'_y y_0} dx_0 dy_0. \quad (10в)$$

$$I_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \vec{r}_1, z_{01(02)}) = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_y^{(2)}(\vec{r}_0, \vec{r}_1, z_{01(02)}) e^{jk\tilde{k}'_x x_0 + jk\tilde{k}'_y y_0} dx_0 dy_0. \quad (10г)$$

$$\tilde{k}'_\tau = \tilde{k}'_x \vec{e}_x + \tilde{k}'_y \vec{e}_y, \quad \vec{r}_0 = x_0 \vec{e}_x + y_0 \vec{e}_y, \quad \vec{r}_1 = x_1 \vec{e}_x + y_1 \vec{e}_y.$$

Амплитудный спектр однородных плоских волн рассеянного ИО поля зависит от искомой матрицы рассеяния и амплитудного спектра падающего на ИО поля и определяется для положений “(1)”-“(2)” ИЗ следующими системами

$$\begin{cases} B_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 (S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1) + S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1)) d\tilde{k}_x d\tilde{k}_y, \\ B_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 (S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1) + S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1)) d\tilde{k}_x d\tilde{k}_y, \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} B_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 (S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1) + S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1)) d\tilde{k}_x d\tilde{k}_y, \\ B_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 (S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1) + S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) \hat{A}_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1)) d\tilde{k}_x d\tilde{k}_y. \end{cases} \quad (12)$$

Подставляя в (11)-(12) $\hat{A}(\tilde{k}_\tau, \tilde{r}_1) = \bar{A}(\tilde{k}_\tau) e^{-jk\tilde{k}_x x_1 - jk\tilde{k}_y y_1 + jk\tilde{k}_z z_1}$, где $\bar{A}(\tilde{k}_\tau)$ - амплитудный спектр однородных плоских волн ИЗ и применяя двумерное преобразование Фурье, получим следующие системы

$$\begin{cases} S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau) + S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau) = J_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau), \\ S_x^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau) + S_y^x(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau) = J_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau), \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau) + S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau) = J_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau), \\ S_x^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau) + S_y^y(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) A_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau) = J_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau), \end{cases} \quad (14)$$

где

$$J_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) = \frac{e^{-jk\tilde{k}_z z_1}}{4k^2 \pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} B_x^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) e^{jk\tilde{k}_x x_1 + jk\tilde{k}_y y_1} dx_1 dy_1. \quad (15a)$$

$$J_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) = \frac{e^{-jk\tilde{k}_z z_1}}{4k^2 \pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} B_x^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) e^{jk\tilde{k}_x x_1 + jk\tilde{k}_y y_1} dx_1 dy_1. \quad (15б)$$

$$J_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) = \frac{e^{-jk\tilde{k}_z z_1}}{4k^2 \pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} B_y^{(1)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) e^{jk\tilde{k}_x x_1 + jk\tilde{k}_y y_1} dx_1 dy_1. \quad (15в)$$

$$J_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{k}_\tau) = \frac{e^{-jk\tilde{k}_z z_1}}{4k^2 \pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} B_y^{(2)}(\tilde{k}'_\tau, \tilde{r}_1) e^{jk\tilde{k}_x x_1 + jk\tilde{k}_y y_1} dx_1 dy_1. \quad (15г)$$

Из систем (13)-(14) определяются независимые компоненты матрицы рассеяния

$$S_x^x(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = (J_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau) - J_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau)) / \Delta \quad (16a)$$

$$S_y^x(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = (J_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau) - J_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau)) / \Delta \quad (16б)$$

$$S_x^y(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = (J_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau) - J_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau)) / \Delta \quad (16в)$$

$$S_y^y(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = (J_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau) - J_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau)A_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau)) / \Delta, \quad (16г)$$

где $\Delta = A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau)A_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau) - A_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau)A_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau)$.

Если ИЗ обладает линейной поляризацией, то компоненты матрицы рассеяния определяют следующим образом

$$S_x^x(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = J_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) / A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau). \quad (17a)$$

$$S_y^x(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = J_x^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) / A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau). \quad (17б)$$

$$S_x^y(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = J_y^{(1)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) / A_x^{(1)}(\tilde{k}_\tau). \quad (17в)$$

$$S_y^y(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) = J_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau', \tilde{k}_\tau) / A_y^{(2)}(\tilde{k}_\tau). \quad (17г)$$

Таким образом, для определения независимых компонент матрицы рассеяния при использовании в качестве ПЗ антенны, близкой по направленным свойствам к электрическому диполю, необходимо для каждого положения ИЗ (x_1, y_1) при определенной ориентации его плоскости поляризации (1 или 2) выполнять 2 серии планарных измерений на плоскостях, расстояние между которыми не должно быть кратным $\lambda/2$. Если предположить, что количество положений ПЗ и ИЗ в плоскости одинаково и равно N , то полное количество измерений, необходимое для определения характеристик рассеяния, составит $4N^2$, что осложняет практическую реализацию метода [1]. Последнее побуждает в качестве инструмента реализации изложенной идеи использовать плоскую решетку или независимо перемещаемые по горизонтали линейные вертикальные решетки [7]. Очевидным преимуществом применения плоской решетки является быстрота получения первичной информации о рассеянном поле, а к недостаткам можно отнести следующие: сложность обеспечения сверхширокополосных измерений и идентичности приемопередающих каналов; взаимное влияние между облучателями; высокая стоимость. Приведенные в работе методы измерения и обработки позволяют избежать этих недостатков ценой продолжительных по времени измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризационная структура радиолокационных сигналов / Поляризация радиоволн. - М.: Радиотехника, 2005. - Т. 1.
2. Балабуха Н.П., Зубов А.С., Солосин В.С. Компактный полигон для измерения рассеивающих свойств объектов и параметров антенн // Антенны, 2008. - Вып.6 (133). - С. 59-80.
3. Вилькоцкий М.А., Гринчук А.П., Громыко А.В., Михасенко А.Г. Разработка голографического метода измерения характеристик рассеяния объекта // Тезисы докл. V Всесоюз. конф. "Метрологическое обеспечение антенных измерений". - Ереван, 1990. - С. 277-280.
4. Barry J.C., Charles E. Ryan Jr. Near-field scattering measurements for determining complex target RCS // IEEE Trans. Ant. and Prop. 1989. vol. AP-37. N5. P. 576-585.

5. **Kerns D.M.** Plane-Wave Scattering-Matrix Theory of Antennas and Antenna-Antenna Interactions. Washington: U.S. Government Printing Office, NBS Monograph 162, 1981.

6. **Кирпанев А.В.** Определение электромагнитных полей излучающих систем с учетом влияния отраженных полей и направленных свойств зонда при планарных измерениях // Вопросы радиоэлектроники, серия РЛТ. - 1995. - Вып. 1. - С. 72-76.

7. **Кирпанев А.В.** Определение характеристик рассеяния объектов по измерениям в ближней зоне // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - Т. 7. - № 3. - 2004. - С.45-48.

DETERMINATION OF THE FIELD AND CHARACTERISTICS OF THE DISSIPATION RADAR OBJECT IN SUPERBROADBAND AND MONOCHROMATIC EVENTS ON BASE OF THE PLANAR MEASUREMENTS

Kalashnikov V.S., Kirpanjev A.V., Kozlov A.N., Nechaev E.E., Vasendin S.V., Ponomarjev M.U.

Methods of the determination of the field and characteristics of the dissipation are brought in article. The base of the methods form the planar measurements of the total field. This field presents itself amount of the field, created by radiator and floor of the dissipation. The Measurements were conducted on two flat surfaces. Amplitude spectrum of the absent-minded field was defined. The elements of the generalised matrix of the scattering are defined for linear polarization.

Key words: electromagnetic field, secondary electromagnetic field, secondary field, efficient dissipation surface, matrix of the dissipation, planar measurements, transmitting probe, receiving probe, polarization.

Сведения об авторах

Калашников Вадим Серафимович, 1940 г.р., окончил ЛИАП (1963), доктор технических наук, профессор, начальник отдела ОАО "ВНИИРА", автор более 60 научных работ, область научных интересов - антенны и устройства СВЧ, исследование антенных обтекателей и укрытий, антенные измерения.

Кирпанев Алексей Владимирович, 1962 г., окончил ЛИАП (1986), доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник сектора ОАО "ВНИИРА", автор 77 научных работ, область научных интересов - электромагнитная совместимость, антенные измерения, исследование радиолокационных характеристик рассеяния.

Козлов Анатолий Иванович, 1939 г.р., окончил МФТИ (1962), заслуженный деятель науки и техники РФ, академик Академии транспорта РФ и Международной академии информатизации, профессор, доктор физико-математических наук, Соросовский профессор, заведующий кафедрой технической эксплуатации радиоэлектронных систем воздушного транспорта МГТУ ГА, автор более 300 научных работ, область научных интересов - радиофизика, радиополяриметрия, радиолокация.

Нечаев Евгений Евгеньевич, 1952 г., окончил МАИ (1974), профессор, доктор технических наук, проректор по научной работе, заведующий кафедрой УВД МГТУ ГА, автор свыше 100 научных работ, область научных интересов - радионавигация, антенная техника, управление воздушным движением.

Васендин Сергей Васильевич, 1986 г., окончил ЛЭТИ (2010), аспирант ОАО "ВНИИРА", автор 2 научных работ, область научных интересов - обработка и кодирование сигналов, системный анализ, исследование радиолокационных характеристик рассеяния.

Пonomарев Максим Юрьевич, 1980 г., окончил СПбГУ (2005), инженер 2 категории ОАО "ВНИИРА", автор 5 научных работ, область научных интересов - обработка сигналов, электромагнитная совместимость, антенные измерения, исследование характеристик рассеяния.

УДК 621.396.96

РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ДВУХТОЧЕЧНЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ ОБЪЕКТАМИ

А.И. КОЗЛОВ, В.Н. ТАТАРИНОВ, С.В. ТАТАРИНОВ, Н.Н. КРИВИН

По заказу редакционной коллегии

Настоящая работа посвящена изложению некоторых оригинальных результатов исследований поляризационных и энергетических параметров электромагнитного поля при рассеянии искусственными двухточечными радарными объектами. Данные исследования были проведены под руководством проф. В.Н. Татарина в Международном исследовательском центре радиолокации и телекоммуникаций Технологического университета Делфта (Нидерланды).

Ключевые слова: поляризация, рассеяние электромагнитных волн.

Введение

Проблема исследования энергетических и поляризационных свойств электромагнитного поля при рассеянии распределёнными объектами тесно связана с определением свойств рассеянного поля на основе принципа эмерджентности, указывающего на то, что свойства рассеянного поля определяются не суммой свойств рассеивателей, а возможными связями между рассеивателями, составляющими распределённый объект. Решение этой проблемы может быть основано на обобщении известных законов интерференции. В работе представлены некоторые результаты теоретических и экспериментальных исследований поляризационных и энергетических свойств электромагнитного поля при рассеянии двухэлементными (двухточечными) радарными объектами. Эти исследования были выполнены международным коллективом, включавшим в себя специалистов Российской Федерации и Королевства Нидерланды.

1. Определение сложного объекта

При постановке задачи будем использовать определение сложного объекта на основе интеграла Стрэттона-Чу [1], который позволяет представить поле, рассеянное распределённым объектом, как сумму волн, рассеянных элементарными рассеивателями (блестящими точками), которые входят в состав данного объекта. Для случая, когда каждый элементарный рассеиватель обладает матрицей рассеяния $\|\dot{S}_m^{ik}\|$ ($i, k = 1, 2$), комплексный вектор рассеянного поля может быть записан как

$$\dot{E}_s(\theta) = \dot{A} \sum_{m=1}^N \|\dot{S}_m^{ik}\| \dot{E}_0 \exp(-j2kX_m\theta), \quad (1)$$

где $\dot{A} = \exp(-j2kR_0)/R_0\sqrt{4\pi}$, а X_m есть расстояние между центром тяжести объекта и конкретным центром рассеяния, R_0 есть расстояние между радаром и центром тяжести объекта, θ есть позиционный угол объекта относительно радара, а $\dot{E}_0$ представляет собой комплексный вектор излучаемой радаром волны. Необходимо отметить, что выражение (1) включает в себя только индивидуальные поляризационно-энергетические свойства рассеивателей, составляющих сложный радарный объект. К сожалению, свойства большой системы не могут быть представлены как объединение свойств элементов, составляющих эту систему. Таким образом, интегральные свойства системы не могут быть найдены только с использованием свойств её элементов. Обусловленность интегральных свойств системы определяется посредством связей между её элементами. Эти связи приводят к появлению некоторых принципиально новых свойств, которые не существуют для каждого элемента системы в отдельности. Понятие этих новых, появившихся свойств, составляет основу одного из главных принципов системного анализа [2],

называемого принципом «эмерджентности» (emergence - появление). Таким образом, мы сделаем попытку анализа поляризационно-энергетических свойств электромагнитного поля при рассеянии сложным объектом на основе принципа эмерджентности с использованием связей между поляризационными свойствами рассеивателей, составляющих сложный объект с учетом того, что элементы сложного объекта не разрешаются радаром по пространственным координатам. Здесь необходимо указать, что на данном этапе анализа исследователи обычно переходят к компьютерному моделированию, что значительно снижает ценность получаемого решения с точки зрения общности этого решения. Мы попытаемся решить поставленную задачу в замкнутом, т.е. наиболее общем виде.

2. Пространственные частоты и параметры Стокса поля, рассеянного сложным объектом

Предположим теперь, что поляризационные параметры рассеянного поля зависят как от пространственного разнеса рассеивателей, так и от их индивидуальных поляризационных свойств. С этой целью рассмотрим простейший распределенный радарный объект в виде двух жестко связанных рассеивателей А и В, представляющих собой отражающие эллиптические поляризаторы, которые не разрешаются радаром по угловым координатам. Данные рассеиватели разнесены в пространстве на расстояние l и характеризуются в линейном поляризационном базисе матрицами рассеяния

$$\|S_1\| = \begin{bmatrix} \dot{a}_1 & 0 \\ 0 & \dot{a}_2 \end{bmatrix}, \|S_2\| = \begin{bmatrix} \dot{b}_1 & 0 \\ 0 & \dot{b}_2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Это есть случай когерентного рассеяния, и его геометрия представлена на рис. 1.

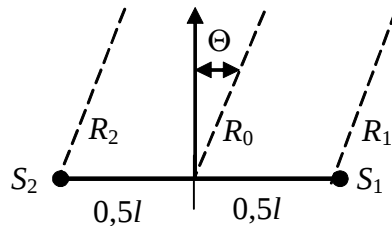


Рис. 1. Геометрия рассеяния для двухточечного объекта

Здесь расстояния R_1 , R_2 между рассеивателями и произвольной точкой Q в дальней зоне могут быть записаны в виде $R_{1,2} \approx R_0 \pm 0,5l \sin \theta \approx R_0 \pm 0,5l\theta$ при условии $R_0 \gg 0,5 \cdot l$. Используя данные выражения, мы можем записать вектор Джонса рассеянного поля для случая, когда излучаемый сигнал поляризован линейно с ориентацией 45°

$$\dot{\vec{E}}_s(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \exp(j\xi) + \dot{b}_1 \exp(-j\xi) \\ \dot{a}_2 \exp(j\xi) + \dot{b}_2 \exp(-j\xi) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\xi = kl\theta$.

Определим теперь поляризационно-энергетическую функцию отклика двухточечного объекта в форме угловой зависимости параметров Стокса

$$S_0(\theta) = \dot{E}_x(\theta) \dot{E}_x^*(\theta) + \dot{E}_y(\theta) \dot{E}_y^*(\theta), \quad S_0(\theta) = i[\dot{E}_x(\theta) \dot{E}_y^*(\theta) - \dot{E}_y(\theta) \dot{E}_x^*(\theta)].$$

Общая форма энергетической функции отклика $S_0(\theta)$ может быть найдена в виде

$$S_0(\theta) = 0,5[S_0^a + S_0^b] + \sqrt{\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 + \dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^*} \cdot \cos(2\xi + \eta_1), \quad (4)$$

где $\eta_1 = \arctg[\text{Im}(\dot{a}_1 \dot{b}_1^* + \dot{a}_2 \dot{b}_2^*) / \text{Re}(\dot{a}_1 \dot{b}_1^* + \dot{a}_2 \dot{b}_2^*)]$, $S_0^a = \dot{a}_1^2 + \dot{a}_2^2$, $S_0^b = \dot{b}_1^2 + \dot{b}_2^2$.

Здесь величины S_0^a , S_0^b есть нулевые параметры Стокса элементарных рассеивателей “А” и “В”. Поляризационно-угловая функция отклика $S_3(\theta)$ имеет вид

$$S_3(\theta) = 0,5[S_3^a + S_3^b] + 2\sqrt{\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 - (\dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^*)} \cdot \sin(2\xi + \eta_2), \quad (5)$$

где $\eta_2 = \arctg[\text{Im}(\dot{a}_1 \dot{b}_2^* - \dot{a}_2 \dot{b}_1^*) / \text{Re}(\dot{a}_1 \dot{b}_2^* - \dot{a}_2 \dot{b}_1^*)]$, а $S_3^a = -0,5j(\dot{a}_2^* \dot{a}_1 - \dot{a}_1^* \dot{a}_2)$, $S_3^b = -0,5j(\dot{b}_1 \dot{b}_2^* - \dot{b}_2 \dot{b}_1^*)$ есть третьи параметры Стокса элементарных рассеивателей “А” и “В”.

Угловые гармонические функции $\cos(2kl\theta + \eta_1)$, $\sin(2kl\theta + \eta_2)$ в выражениях (4), (5) обусловлены влиянием пространственного разнosa l на распределение поляризационно-энергетических параметров рассеянного поля в дальней зоне. Производная от полной фазы угловой гармонической функции $\psi(\theta) = 2kl\theta + \eta_k$, ($k=1,2$) по угловой переменной есть не что иное, как пространственная частота $f_{sp} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{d\theta}(2kl\theta + \eta_k) = \frac{2l}{\lambda}$.

Из этого выражения следует, что пространственная частота в теории распределенных радарных объектов есть не что иное, как удвоенное расстояние между рассеивателями, составляющими распределенный объект, нормализованное к длине волны падающего излучения.

Проведем теперь анализ амплитуд гармонических функций $\cos(2kl\theta + \eta_1)$, $\sin(2kl\theta + \eta_2)$ с целью исследования влияния поляризационных свойств элементарных рассеивателей, составляющих сложный объект на поляризационно-энергетические параметры поля, рассеянного этим объектом. Для этого, прежде всего, запишем поляризационные отношения $\dot{P}_A = \dot{a}_2 / \dot{a}_1$ и $\dot{P}_B = \dot{b}_2 / \dot{b}_1$, составленные из собственных чисел матриц рассеяния объектов А и В и представляющие данный объект на комплексной плоскости [3; 6]. Используя метод стереографической проекции, мы можем найти сферическое расстояние между точками S_A , S_B , расположенными на поверхности единичной сферы Римана, которые связаны с точками $\dot{P}_A$, $\dot{P}_B$ комплексной плоскости радарных объектов. Координаты точек S_A , S_B на поверхности сферы Римана определяются как $X_1 = \text{Re}\dot{P} / (1 + |\dot{P}|^2)$, $X_2 = \text{Im}\dot{P} / (1 + |\dot{P}|^2)$, $X_3 = |\dot{P}|^2 / (1 + |\dot{P}|^2)$, а сферическое расстояние между ними может быть найдено в виде

$$\rho_s(S_A, S_B) = \frac{|\dot{P}_A - \dot{P}_B|}{\sqrt{1 + |\dot{P}_A|^2} \sqrt{1 + |\dot{P}_B|^2}} = \frac{\sqrt{|\dot{P}_A|^2 + |\dot{P}_B|^2 - (\dot{P}_A \dot{P}_B^* + \dot{P}_A^* \dot{P}_B)}}{\sqrt{1 + |\dot{P}_A|^2} \sqrt{1 + |\dot{P}_B|^2}}, \quad (6)$$

где $|\dot{P}_A - \dot{P}_B|$ есть евклидова метрика на комплексной плоскости радарных объектов. После подстановки поляризационных отношений $\dot{P}_A = \dot{a}_2 / \dot{a}_1$ и $\dot{P}_B = \dot{b}_2 / \dot{b}_1$ в соотношение (6) можно записать

$$\rho_s(S_A, S_B) = \sqrt{\frac{\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 - (\dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^*)}{(\dot{a}_1^2 + \dot{a}_2^2)(\dot{b}_1^2 + \dot{b}_2^2)}}. \quad (7)$$

$$\text{Величина} \quad D = \frac{\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 - (\dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^*)}{(\dot{a}_1^2 + \dot{a}_2^2)(\dot{b}_1^2 + \dot{b}_2^2)} \quad (8)$$

представляет собой поляризационное расстояние (удаленность) между двумя радарными объектами (или между двумя полностью поляризованными волнами), обладающими различными поляризациями [3; 6]. Нетрудно видеть, что для случая совпадающих поляризаций волн (объектов) ($\dot{P}_A = \dot{P}_B$) поляризационное расстояние $D=0$, а для волн (объектов), обладающих ортого-

нальными поляризациями ($\dot{P}_B = -1/\dot{P}_A^*$) поляризационное расстояние (удаление) $D=1$. Тогда, из выражений (7) и (8) следует, что $\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 - (\dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^*) = D(\dot{a}_1^2 + \dot{a}_2^2)(\dot{b}_1^2 + \dot{b}_2^2)$.

Мы можем также установить близость состояний поляризации $N=1-D$. Тогда

$$N=1-D = \frac{\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 + \dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^*}{(\dot{a}_1^2 + \dot{a}_2^2)(\dot{b}_1^2 + \dot{b}_2^2)}. \quad (9)$$

Волны, имеющие совпадающие поляризации ($\dot{P}_A = \dot{P}_B$), характеризуются значением поляризационной близости $N=1$, а ортогонально поляризованные волны ($\dot{P}_B = -1/\dot{P}_A^*$) обладают близостью равной нулю $N=0$. Тогда можно записать $\dot{a}_1^2 \dot{b}_1^2 + \dot{a}_2^2 \dot{b}_2^2 + \dot{a}_1^* \dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2^* + \dot{a}_2^* \dot{a}_1 \dot{b}_2 \dot{b}_1^* = N(\dot{a}_1^2 + \dot{a}_2^2)(\dot{b}_1^2 + \dot{b}_2^2)$.

Если сравнить теперь амплитуды пространственных гармонических колебаний (4), (5) с выражениями (9), (7), то соотношения (4), (5) могут быть переписаны в виде

$$S_0(\theta) = 0,5 \left(S_0^a + S_0^b + 2\sqrt{S_0^a} \sqrt{S_0^b} \sqrt{N} \cos(2\xi + \eta_1) \right), \quad (10)$$

$$S_3(\theta) = 0,5 \left(S_3^a + S_3^b + 2\sqrt{S_3^a} \sqrt{S_3^b} \sqrt{D} \sin(2\xi + \eta_2) \right). \quad (11)$$

Данные соотношения представляют собой обобщенные законы интерференции [4]. Из выражения (10) следует, что ортогонально поляризованные волны не интерферируют, поскольку близость их состояний поляризации $N=0$. Однако, из выражения (11) следует, что в данном случае для перераспределения взаимной мощности $S_3(\theta)$ имеет место максимальная величина видности интерференционной картины.

Из выражений (10) и (11) следует, что каждый из параметров Стокса поля, рассеянного двухточечным объектом, имеет постоянную составляющую, которая определяется соответствующими параметрами Стокса каждого из объектов ("А" и "В"), и пространственную гармоническую функцию $\cos(2kl\theta + \eta_1)$, $\sin(2kl\theta + \eta_2)$, обладающую амплитудой $\sqrt{S_0^a} \sqrt{S_0^b} \sqrt{N}$ или $\sqrt{S_3^a} \sqrt{S_3^b} \sqrt{D}$ и пространственной исходной фазой η_k . Таким образом, поляризационно-энергетические свойства поля, рассеянного двухточечным объектом, не могут быть найдены с использованием только свойств каждого из элементов объекта. Отсюда и следует, что интегральные свойства системы определяются посредством связей между её элементами. В нашем случае в качестве этих связей служат близость и удаленность состояний поляризации рассеивателей ("А" и "В"). Введение этих величин в рассмотрение приводит к «появлению» (emergence) новых, неизвестных ранее свойств объекта, не существующих для каждого элемента в отдельности.

Найдем теперь мгновенную видность обобщенного закона интерференции (10) как

$$W = \frac{S_0^{\max}(\theta) - S_0^{\min}(\theta)}{S_0^{\max}(\theta) + S_0^{\min}(\theta)} = 2 \frac{\sqrt{S_0^a} \sqrt{S_0^b}}{S_0^a + S_0^b} \sqrt{N}. \quad (12)$$

Нетрудно видеть, что выражение (12) совпадает с выражением для видности закона интерференции для частично когерентных волн

$$W = \frac{I^{\max}(\theta) - I^{\min}(\theta)}{I^{\max}(\theta) + I^{\min}(\theta)} = 2 \frac{\sqrt{I_1} \sqrt{I_2}}{I_1 + I_2} \gamma_{12},$$

где I_1 , I_2 есть интенсивности суммируемых волн, а величина γ_{12} представляет собой степень когерентности второго порядка. В случае $I_1 = I_2$ видность закона интерференции определяется только степенью когерентности суммируемых волн.

Основываясь на изложенном, можно утверждать, что с физической точки зрения величина $\sqrt{N}$, определяющая близость состояний поляризации элементарных рассеивателей, может рассматриваться в качестве некоего параметра поляризационной когерентности второго порядка.

3. Результаты эксперимента

Совместные экспериментальные исследования обобщенных законов интерференции Френеля-Араго применительно к поляризационно-энергетическим свойствам электромагнитных волн, рассеянных отражательным интерферометром (двухэлементный искусственный радарный отражатель), были проведены в Международном исследовательском центре радиолокации и телекоммуникаций Технологического университета Делфта (IRCTR TU Delft) [5]. В данной работе приводится только незначительная часть результатов, полученных в ходе двухлетней работы. Эти результаты интерпретируются с точки зрения обобщенных законов интерференции Френеля-Араго и принципа эмерджентности применительно к поляризационно-энергетическим функциям $S_0(\theta)$, $S_3(\theta)$, которые соответствуют пространственным частотам, обусловленным используемым сложным объектом.

При проведении исследований использовался набор двухэлементных искусственных отражателей с заданными поляризационными свойствами, определяющими поляризационную близость (дистанцию) элементов объекта. Использовались следующие комбинации элементов:

- 1) два открытых трехгранных уголкового отражателя ($\dot{P}_A = \dot{P}_B = 1, N=1, D=0$);
- 2) два трехгранных УО, один из которых открыт, а второй оборудован линейным поляризатором в виде специальной поляризационной сетки ($\dot{P}_A = 0, \dot{P}_B = 1, N=0,5, D=0,5$);
- 3) два трехгранных УО, один из которых открыт, а второй оборудован эллиптическим поляризатором в виде специальной поляризационной сетки. При этом коэффициент передачи поляризатора по осям OX и OY есть $b_y = 0,5b_x$, а взаимный фазовый сдвиг после двукратного прохождения сетки равен $\phi_{xy} = \pi/2$ ($\dot{P}_A = 1, \dot{P}_B = j0,5, N=0,5, D=0,5$). Этот отражатель изображен на рис. 2;



Рис. 2. Двухточечный объект № 3

- 4) два трехгранных УО, один из которых оборудован линейным поляризатором, а второй – эллиптическим поляризатором ($\dot{P}_A = 0, \dot{P}_B = j0,5, N=0,8, D=0,2$).

Фазовые центры УО были разнесены в пространстве на 100 см, длина волны радара составляла 3 см. Для этих параметров пространственная частота и пространственный период составляли $T_{sp} = 0,015 \text{ Rad}$ ($0,855^0$), $f_{sp} = 2l/\lambda(\text{Rad})^{-1}$. Конструкция, на которой размещался объект, вращалась с шагом $0,25^\circ$.

На рис. 3 изображена экспериментальная угловая зависимость $S_0(\theta)$, $S_3(\theta)$ для комбинации № 3 ($\dot{P}_A = 1, \dot{P}_B = j0,5, N=0,5, D=0,5$) (обобщенные законы интерференции).

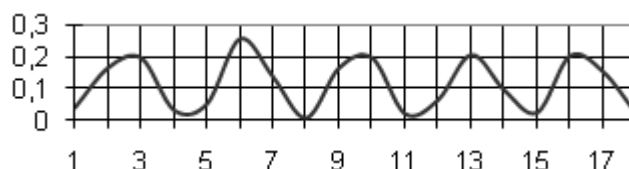


Рис. 3. Угловая зависимость $S_0(\theta)$ (объект № 3)

Из рис. 3 следует, что видность интерференционной картины $S_0(\theta)$ составляет $W_0 \approx 0,3$, что соответствует поляризационной близости $N_0 = 0,54$ (теоретическая оценка – $N = 0,5$). Видность для $S_3(\theta)$ составляет $W_3 = 1$, что соответствует поляризационному удалению $D = 0,5$ (рис. 3).

Для системы, образованной трехгранным УО, оборудованным линейным поляризатором, и открытым трехгранным УО (объект № 2), теоретическая оценка видности обобщенных законов интерференции составляет $W_0 = 0,66$, $W_3 = 1$, что соответствует величинам близости состояний поляризации $N_0 = \sqrt{W_0} = 0,82$, $N_3 = \sqrt{W_3} = 1$. На рис. 4а, б приведены угловые гармонические функции $S_0(\theta)$, $S_3(\theta)$ для данной ситуации. Экспериментальная оценка близости состояний поляризации (рис. 4а, б) составляет $N_0 \approx 0,85$, $N_3 = 1$, что удовлетворительно совпадает с теоретической оценкой.

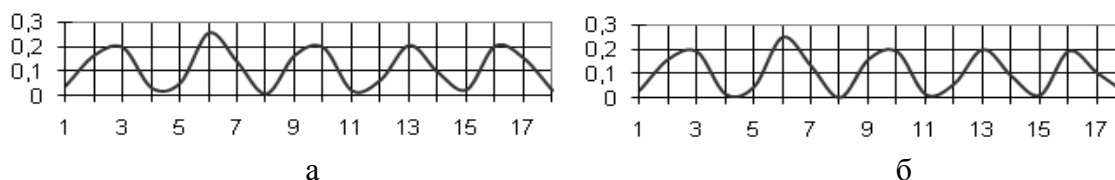


Рис. 4. Угловые зависимости: а - $S_0(\theta)$ (объект № 2); б - $S_3(\theta)$ (объект № 2)

Заключение

Представленные результаты демонстрируют эффекты, предсказанные в теоретической части работы и имеющие место для случая когерентного рассеяния волн двухэлементным искусственным отражателем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Stratton J.A., Chu L.J. Diffraction theory of electromagnetic waves. Physical Review, v. 56, pp. 308-316.
2. Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Принципы системного анализа. - Томск, 2001.
3. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. - Томск: Изд-во Томского государственного университета, 2006.
4. Tatarinov V.N., Tatarinov S.V. A generalization of Fresnel-Arago Interference Laws. Proc. Of Int. Conf. SoftCOM'09, Split-Hwar, Croatia, Sept. 2009.
5. Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., P. van Genderen, Tran D., Zijderveld J. The Reports IRCTR-S-028-03 and IRCTR-S-029-04.
6. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. - М.: Радиотехника, 2004. - Т. 2.

ELECTROMAGNETIC WAVES SCATTERING BY TWO-POINT RADAR OBJECTS

Kozlov A.I., Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Krivin N.N.

In this paper an interpretation of some original research results of electromagnetic field polarization and energetical parameters under artificial two-point radar objects scattering is considered.

Key words: polarization, electromagnetic waves, scattering.

Сведения об авторах

Козлов Анатолий Иванович, 1939 г.р., окончил МФТИ (1962), заслуженный деятель науки и техники РФ, академик Академии транспорта РФ и Международной академии информатизации, профессор, доктор физико-математических наук, Соросовский профессор, заведующий кафедрой технической эксплуатации радиоэлектронных систем воздушного транспорта МГТУ ГА, автор более 300 научных работ, область научных интересов - радиофизика, радиополяриметрия, радиолокация.

Татаринов Виктор Николаевич, 1941 г.р., окончил ТУСУР (1964), доктор технических наук, профессор, действительный член Академии электромагнетизма (Массачусетс, США), заведующий кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры ТУСУР, автор более 200 научных работ, область научных интересов - теория когерентности и поляризации электромагнитного поля, статистическая радиофизика, рассеяние волн сложными объектами, поляризационная радиолокация.

Татаринов Сергей Викторович, 1969 г.р., окончил ТУСУР (1994), кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и производства РЭА ТУСУР, автор более 70 научных работ, область научных интересов - статистическая теория поляризации при рассеянии волн сложными объектами.

Кривин Николай Николаевич, 1985 г.р., окончил ТУСУР (2007), аспирант кафедры конструирования и производства РЭА ТУСУР, автор 7 научных работ, область научных интересов - теория поляризационного контраста малоразмерных объектов на подстилающей поверхности.

УДК 621.396.96

ФОРМИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО СПЕКЛА ПРИ КОГЕРЕНТНОМ РАССЕЯНИИ КАК ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЙ ПРОЦЕСС

А.И. КОЗЛОВ, В.Н. ТАТАРИНОВ, С.В. ТАТАРИНОВ, Н.Н. КРИВИН

По заказу редакционной коллегии

В настоящей работе продемонстрировано, что формирование поляризационно-энергетического спекла при рассеянии волн многоточечными сложными радарными объектами (МСРО) представляет собой интерференционный процесс. Такое представление позволяет определить как автокорреляционные функции параметров Стокса рассеянного поля, так и пространственный спектр мощности МСРО.

Ключевые слова: поляризация радиоволн, спекл, рассеяние, интерференция.

Введение

Поляризационно-энергетические параметры электромагнитного поля при когерентном рассеянии волн МСРО (спекл) тесно связаны с процессом формирования когерентного изображения этого объекта. Настоящая работа посвящена анализу углового распределения поляризационно-энергетического спекла как интерференционного процесса с теоретическим и экспериментальным исследованием автокорреляционных функций и пространственных энергетических спектров многоточечных случайных радиолокационных объектов.

1. Формирование углового распределения поляризационно-энергетических параметров как интерференционный процесс

Используя модель процесса рассеяния электромагнитных волн сложным объектом в виде интеграла Стрэттона-Чу [1], мы можем представить поле, рассеянное таким объектом, как сумму волн, рассеянных элементарными рассеивателями («блестящими» точками), составляющими сложный объект. Соответствие этого подхода физике рассеяния подтверждают рис. 1а, б. Так, на рис. 1а изображен военный корабль, а на рис. 1б представлен результат моделирования процесса рассеяния этим объектом с использованием метода масштабного моделирования [2]. На данном рисунке четко видны блестящие точки, обусловленные как элементами искусственного объекта (корабль), так и подстилающей поверхностью.

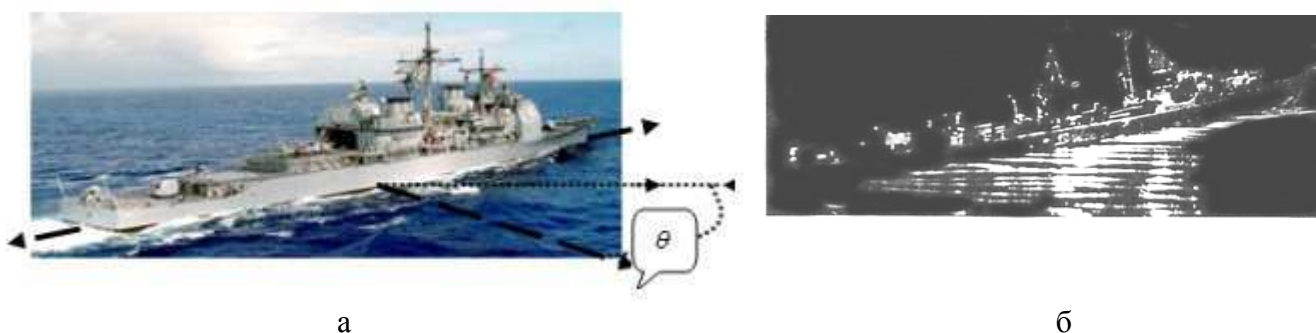


Рис. 1:

а - фотография военного корабля; б - результат масштабного моделирования

Рассмотрение результатов моделирования позволяет построить достаточно простую, но репрезентативную модель когерентного рассеяния волн сложным искусственным объектом. Как известно [1-5], при рассеянии точечным объектом, обладающим матрицей рассеяния $\|\dot{S}_m^{ik}\|$ ($i, k = 1, 2$), поле

в дальней зоне определяется как $\dot{E}_S(\theta) = \exp(-j2kR_0) \|\dot{S}_I^{ik}\| \dot{E}_0 \exp(j2kX_I\theta) / \sqrt{4\pi R_0}$, где X_I - координаты элементарных отражателей, а θ - позиционный угол объекта (рис. 2).

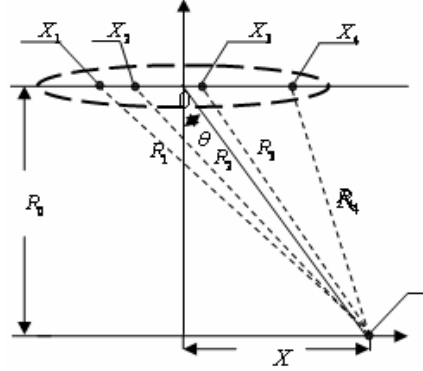


Рис. 2. Геометрия рассеяния многоточечным объектом

Рассмотрим теперь процесс формирования поляризационно-энергетических параметров в дальней зоне при рассеянии многоточечным МСРО как интерференционный процесс, полагая без уменьшения общности, что элементы объекта расположены на одной прямой (рис. 2). В качестве примера найдем поле, рассеянное 4-точечным объектом, в дальней зоне (точка Q) для случая совпадающих линейных поляризаций передачи и приема

$$\dot{E}_S(\theta) = -\frac{\exp(-j2kR_0)\dot{E}_0}{\sqrt{4\pi R_0}} \sum_{i=1}^4 \sqrt{\sigma_i} \exp(-j2kX_i\theta).$$

Определим мгновенное распределение мощности рассеянного поля в пространстве как функцию угла θ

$$P(\theta) = |\dot{E}_S(\theta)|^2 = A \left| \sum_{i=1}^4 \sqrt{\sigma_i} \exp(-j2kX_i\theta) \right|^2 = \sum_{i=1}^4 \sigma_i + 2 \sum_{m=1}^4 \sum_{n=2}^4 \sqrt{\sigma_m \sigma_n} \cos(2kd_{mn}\theta), \quad (n > m). \quad (1)$$

Таким образом, мгновенное распределение мощности рассеянного поля в зависимости от угла θ формируется в виде суммы ЭПР элементарных рассеивателей плюс 6 пространственных гармонических колебаний. Нетрудно видеть, что каждое из гармонических колебаний обусловлено эффектом интерференции между волнами, рассеянными одной из пар элементарных рассеивателей объекта. Число этих пар определяется биномиальным коэффициентом

$$C_M^N = \frac{M!}{N!(M-N)!}, \quad \text{где } M - \text{общее число рассеивателей, а } N = 2 \text{ есть число рассеивателей в ин-}$$

терференционной паре. Для случая $M = 4$ имеем $C_4^2 = 6$. Угловая функция отклика рассматриваемого объекта включает 6 пространственных гармоник, как это следует из выражения (1), определяемых величинами $d_{mn} = X_m - X_n$, $m = \overline{1,3}$; $n = \overline{2,4}$; $n > m$, которые представляют собой пространственный разнос элементов интерференционных пар. Пространственные гармоники $\sqrt{\sigma_m \sigma_n} \cos(2kd_{mn}\theta)$ характеризуются полной фазой $\psi(\theta) = 2kd\theta = 2\pi 2d\theta/\lambda$, производная кото-

рой $\frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{d\theta} = \frac{2d}{\lambda} = f_{SP}$ есть пространственная частота, имеющая размерность Rad^{-1} . Период гармоники $T_{SP} = 1/f_{SP} = \lambda/2d$ имеет размерность Rad .

Таким образом, полная мощность, рассеянная МСРО, есть сумма интерференционных картин, формируемых набором элементарных двухточечных интерферометров. Тогда выражение (1) можно переписать в виде

$$P(\theta) = \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 + 2 \sum_1^C \sqrt{\sigma_i \sigma_k} \cos(2kd_{ik} \theta),$$

где $C = C_M^2$ - биномиальный коэффициент.

Рассмотрим теперь вопрос о формировании параметров Стокса поля, рассеянного МСРО, как интерференционного процесса. В работе [3] было показано, что параметры Стокса поля, рассеянного МСРО, имеют вид

$$S_0(\theta) = S_0^a + S_0^b + 2\sqrt{S_0^a} \sqrt{S_0^b} \sqrt{N_{ab}} \cos(2kl\theta + 0,5\eta_1),$$

$$S_3(\theta) = S_3^a + S_3^b + 2\sqrt{S_3^a} \sqrt{S_3^b} \sqrt{D_{ab}} \sin(2kl\theta - 0,5\eta_2).$$

Отсюда следует, что пространственные гармоники $\cos(2kl\theta \pm \eta)$ имеют амплитуды $\sqrt{S_0^a} \sqrt{S_0^b} \sqrt{N_{ab}}$ и $\sqrt{S_3^a} \sqrt{S_3^b} \sqrt{D_{ab}}$. Здесь величины N_{ab} , D_{ab} представляют собой близость (удаленность) состояний поляризации элементов одной из интерференционных пар, составляющих МСРО.

В этом случае угловое распределение параметров Стокса МСРО примет вид суммы обобщенных законов интерференции, формируемых элементарными двухточечными интерферометрами

$$S_0(\theta) = \sum_{m=1}^M S_0^m + 2 \sum_1^C \sqrt{S_{0i} S_{0k}} \sqrt{N_{ik}} \cos(2kd_{ik} \theta + \eta_{ik}),$$

$$S_3(\theta) = \sum_{m=1}^M S_3^m + 2 \sum_1^C \sqrt{S_{3i} S_{3k}} \sqrt{D_{ik}} \cos(2kd_{ik} \theta + \eta_{ik}),$$

где $C = C_M^2$ - биномиальный коэффициент.

Поскольку как амплитуды, так и фазы пространственных гармоник случайны, дальнейший анализ должен быть статистическим.

2. Автокорреляционные функции параметров Стокса. Пространственный спектр

Определим теоретический вид АКФ (автокорреляционной функции) параметра Стокса $S_3(\theta)$ углового распределения рассеянного поля. Прежде всего, мы удалим нестационарную составляющую $\sum_{m=1}^M S_3^m$, используя метод усреднения скользящим окном. После устранения нестационарности и нормирования запишем случайную функцию $S_3(\theta)$ в виде

$$S_3(\theta) = \sum_1^C \sqrt{D_{ik}} \cos(2kd_{ik} \theta + \eta_{ik}). \quad (2)$$

Полагая случайную функцию (2) стационарной, найдем её автокорреляционную функцию как

$$B_S(\Delta\theta) = M\{S(\theta_1) \cdot S(\theta_2)\} = M\left\{\sum_{N=1}^C \sum_{L=1}^C \sqrt{D_N} \sqrt{D_L} \cos[2kd_N \theta + \eta] \cos[2kd_L (\theta + \Delta\theta) + \eta]\right\}. \quad (3)$$

Здесь амплитуды $\sqrt{D}$ и фазы η есть случайные величины, характеризуемые двумерной плотностью распределения $W_2(\sqrt{D}, \eta)$; M - оператор усреднения; $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$. Полагая, что случайные амплитуды и фазы независимы, запишем двумерную плотность вероятностей произведением одномерных функций $W_2(\sqrt{D}, \eta) = W_1(\sqrt{D})W_1(\eta)$.

$$\text{Условие ортогональности} \quad \int \cos(\Omega_{SP}^N \theta) \cos(\Omega_{SP}^L \theta) d\theta = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{for } N = L \\ 0 \rightarrow \text{for } N \neq L \end{cases}.$$

Перепишем соотношение (3) в виде

$$B_S(\Delta\theta) = M \left\{ \sum_{N=1}^C (\sqrt{D_N})^2 \cos[2kd_N\theta + \eta] \cos[2kd_N(\theta + \Delta\theta) + \eta] \right\}. \quad (4)$$

Учитывая, что реализация $S_3(\theta)$ есть функция случайных аргументов $\sqrt{D}$ и θ , найдем АКФ этой реализации как среднее значение функции двух случайных величин

$$M\{y(x_1, x_2)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(x_1, x_2) W_2(x_1, x_2) dx_1 dx_2.$$

Используя данное выражение, найдем АКФ (3) как

$$B_S(\Delta\theta) = \sum_{N=1}^C \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (\sqrt{D_N})^2 \cos[2kd_N\theta + \eta] \cos[2kd_N(\theta + \Delta\theta) + \eta] W_2(\sqrt{D}, \eta) d(\sqrt{D}) d\eta. \quad (5)$$

Для вычисления двойного интеграла в выражении (5) воспользуемся условием, полагая также, что случайная фаза распределена равномерно на интервале $(-\pi; \pi)$, т.е. $W(\eta) = 1/2\pi$. Распределение случайной амплитуды $\sqrt{D}$ во всех случаях будет односторонним. Представим

$$(5) \text{ в виде } B_S(\Delta\theta) = \sum_{N=1}^C (I_1 + I_2 + I_3).$$

Вычисление первого интеграла дает

$$I_1 = \frac{0,5}{2\pi} \int_0^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} (\sqrt{D_N})^2 \cos(2kd_N\Delta\theta) W_1(\sqrt{D}) d(\sqrt{D}) d\eta = 0,5 \langle D_N \rangle \cos(2kd_N\Delta\theta),$$

где $\langle D_N \rangle$ есть среднее значение поляризационной дистанции, которое представляет собой среднее по статистическому ансамблю случайных значений $\langle D_N \rangle$ для всех пространственных гармоник $f_{SP} = 2d_N / \lambda$.

Второй и третий интегралы равны нулю.

Таким образом, теоретическая форма АКФ углового распределения третьего параметра Стокса имеет вид

$$B_S(\Delta\theta) = \sum_{N=1}^C \frac{\langle D_N \rangle}{2} \cos(2kd_N\Delta\theta). \quad (6)$$

Каждое из слагаемых суммы (6) есть АКФ отдельной пространственной гармоники $S_N(\theta)$, имеющей случайную амплитуду $\sqrt{D_N}$ и случайную фазу η_N

$$B_{SN}(\Delta\theta) = \frac{\langle D_N \rangle}{2} \cos(2kd_N\Delta\theta). \quad (7)$$

Нетрудно видеть, что АКФ случайной реализации параметра Стокса есть сумма индивидуальных АКФ всех пространственных гармоник, которые формируют случайную реализацию

$$B_S(\Delta\theta) = \sum_{N=1}^C B_{SN}(\Delta\theta).$$

Пространственный спектр мощности может быть найден путем преобразования Фурье над АКФ (5). Спектр мощности изолированной пространственной гармоники может быть получен преобразованием Фурье соотношения (7)

$$P(\Omega_{SP}) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{SN}(\Delta\theta) \exp(-j\Omega_{SP}\Delta\theta) d(\Delta\theta) = 0,5 \langle D_N \rangle [\delta(\Omega_{SP} - \Omega_{SP}^N) + \delta(\Omega_{SP} + \Omega_{SP}^N)],$$

где $\Omega_{SP} = 2\pi f_{SP} = 2\pi 2d / \lambda$ есть пространственная частота. Спектральные линии расположены на расстояниях $\pm \Omega_{SP}^N$ от начала координат. Эта пространственная частота отвечает пространственному разному между интерференционной парой рассеивателей. Интенсивность спектральной линии определяется поляризационной дистанцией между состояниями поляризации элементов пары.

Полный пространственный спектр случайного углового отклика имеет вид

$$P(\Omega_{SP}) = 0,5 \sum_{N=1}^C \langle D_N \rangle [\delta(-\Omega_{SP}^N) + \delta(\Omega_{SP}^N)].$$

Такая форма обусловлена дискретной структурой МСРО.

3. Результаты экспериментов

Результаты экспериментального исследования АКФ и пространственного спектра поляризационно-угловой функции отклика вращающегося МСРО (гусеничный вездеход) приведены на рис. 3, 4. На рис. 3 изображены АКФ в угловом интервале $\pm 20^\circ$ к борту объекта (пунктир) и к корме объекта (сплошная линия). Измерения для этих направлений позволяют определить различия как в АКФ, так и в пространственных спектрах, обусловленные различной протяженностью объекта по длине и ширине. Кроме того, из рис. 4 видно, что пространственный спектр имеет двухмодовую форму. Это подтверждает ранее сделанное [4] теоретическое предположение о принципе эквивалентности «в среднем».

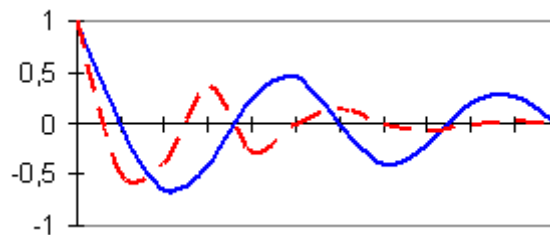


Рис. 3. АКФ поляризационного отклика МСРО

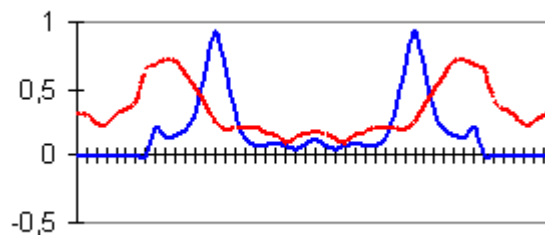


Рис. 4. Средние спектры мощности МСРО

Заключение

Результаты исследования подтверждают, что формирование поляризационно-энергетических параметров поля при рассеянии МСРО представляет собой интерференционный процесс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Stratton J.A., Chu L.J. Diffraction theory of electromagnetic waves. Physical Review, v. 56, pp. 308-316.
2. Штагер Е.А. Методы расчёта радиолокационных характеристик объектов, находящихся вблизи неровной земной или морской поверхности // Зарубежная радиоэлектроника. - 1994. - № 4, 5. - С. 22-40.
3. Козлов А.И., Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Кривин Н.Н. Рассеяние электромагнитных волн двухточечными радиолокационными объектами // Статья в настоящем Вестнике.

4. **Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., L.P. Ligthart** The use of an equivalence principle «on the average» for a statement of definition of a random complex radar object model. Proc. of the MIKON'2000, Wroclaw, Poland. Vol. 2, pp. 12-17.

5. **Козлов А.И., Сарычев В.А., Логвин А.И.** Поляризация радиоволн. - М.: Радиотехника. - 2006. - Т. 1.

POLARIZATION SPECKLE PARAMETERS FORMATION AS THE INTERFERENCE PROCESS AT THE COHERENT SCATTERING

Kozlov A.I., Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Krivin N.N.

In this paper is demonstrated that polarization-energetical speckle formation at the complex multipoint radar objects scattering is an interference process. Such point of view allows to determine Stocks parameter autocorrelation function of scattered waves and space power complex multipoint radar objects spectrum.

Key words: polarization, scattering, speckle, radio wave, interferention.

Сведения об авторах

Козлов Анатолий Иванович, 1939 г.р., окончил МФТИ (1962), заслуженный деятель науки и техники РФ, академик Академии транспорта РФ и Международной академии информатизации, профессор, доктор физико-математических наук, Соросовский профессор, заведующий кафедрой технической эксплуатации радиоэлектронных систем воздушного транспорта МГТУ ГА, автор более 300 научных работ, область научных интересов - радиофизика, радиополяриметрия, радиолокация.

Татаринов Виктор Николаевич, 1941 г.р., окончил ТУСУР (1964), доктор технических наук, профессор, действительный член Академии электромагнетизма (Массачусетс, США), заведующий кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры ТУСУР, автор более 200 научных работ, область научных интересов - теория когерентности и поляризации электромагнитного поля, статистическая радиофизика, рассеяние волн сложными объектами, поляризационная радиолокация.

Татаринов Сергей Викторович, 1969 г.р., окончил ТУСУР (1994), кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и производства РЭА ТУСУР, автор более 70 научных работ, область научных интересов - статистическая теория поляризации при рассеянии волн сложными объектами.

Кривин Николай Николаевич, 1985 г.р., окончил ТУСУР (2007), аспирант кафедры конструирования и производства РЭА ТУСУР, автор 7 научных работ, область научных интересов - теория поляризационного контраста малоразмерных объектов на подстилающей поверхности.

УДК 621.396.96

СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ФИЛЬТРА

А.В. ХОМЯКОВ, В.Л. РУМЯНЦЕВ, Э.В. АМНИНОВ

Синтезирован многорежекторный поляризационный фильтр, имеющий зону режекции, соизмеримой с областью, занимаемой помехой, с изменяющимися поляризационными характеристиками в поляризационном пространстве. Фильтр содержит набор однорежекторных поляризационных фильтров, настроенных на подавление сигналов различных поляризаций и перекрывающих заданную область поляризационного пространства. Отличием предложенного фильтра от известных является существенное уменьшение числа ортогональных каналов за счет их коммутаций.

Ключевые слова: поляризационный фильтр, поляризационные характеристики.

Основным элементом устройства адаптивной поляризационной фильтрации является поляризационный фильтр (ПФ), имеющий зону режекции, соизмеримой с областью, занимаемой помехой, с изменяющимися поляризационными характеристиками (ПХ) в поляризационном пространстве. Простейшим однорежекторным поляризационным фильтром (ОПФ) является приемная антенна.

Наилучших результатов поляризационной фильтрации можно добиться, перестроив антенну в поляризационный базис, ортогональный поляризации мешающих отражений. В этом случае полностью поляризованная составляющая помехи подавляется на 35-40 дБ, а полезный сигнал при достаточном различии ПХ сигнала и помехи имеет коэффициент фильтрации K_{ϕ} , близкий к нулю, то есть передается без ослабления.

Однако при подавлении помехи с изменяющимися ПХ ОПФ не обеспечивает требуемого подавления помехи. Так, при сферическом расстоянии на сфере Пуанкаре между ПХ сигналов и поляризационным базисом антенн $R=180^\circ$, $K_{\phi}=-40$ дБ, а при $R=170^\circ$, K_{ϕ} уже равен -20 дБ; при $R=140^\circ$, $K_{\phi}=-10$ дБ, т.е. при незначительных флуктуациях ПХ коэффициент подавления уменьшается на 20-30 дБ.

В связи с этим возникает задача синтеза ПФ с областью подавления, соизмеримой с областью, занимаемой частично поляризованной помехой на сфере Пуанкаре.

Указанная задача может быть решена многорежекторным поляризационным фильтром (МПФ) [1]. По аналогии с частотным фильтром, он содержит набор ОПФ, настроенных на подавление сигналов различных поляризаций и перекрывающих заданную область поляризационного пространства. Расположение ПФ и принцип формирования зоны режекции МПФ приведены на рис. 1, 2. Очевидно, что во всей области должен обеспечиваться K_{ϕ} не ниже требуемого значения.

В связи с этим возникает задача синтеза ПФ с областью подавления, соизмеримой с областью, занимаемой частично поляризованной помехой на сфере Пуанкаре.

Структурная схема МПФ приведена на рис. 3. Видно, что структурно МПФ состоит из ОПФ и селектора минимума [1-3].

Принцип работы МПФ заключается в следующем. На этапе обучения вычисляется оператор линейных поляризационных преобразований и центр зоны, занимаемой мешающими отражениями в поляризационном пространстве, совмещается с центром зоны режекции МПФ.

Поскольку помеха частично поляризована, то ПХ i -го элемента выборки не равны усредненным ПХ, максимальное ослабление i -го элемента будет достигаться одним из n ПФ, входящих в МПФ.

На выходе системы фильтров необходим селектор минимума, выделяющий минимальный сигнал и пропускающий его для дальнейшей обработки.

При поступлении на вход МПФ смеси помехи и сигнала с α_c и β_c , не попадающими в зону режекции ни одного из ПФ, на выходе фильтров формируется смесь неослабленного полезного сигнала и подавленной помехи. В этом случае коммутируется тот же ПФ, что и при воздействии только помехи, а отношение сигнал/помеха максимизируется.

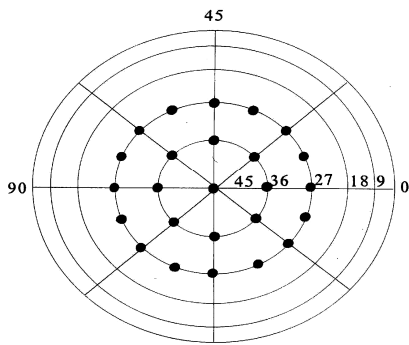


Рис. 1. Расположение в поляризационном пространстве центров зон режекции в составе МПФ

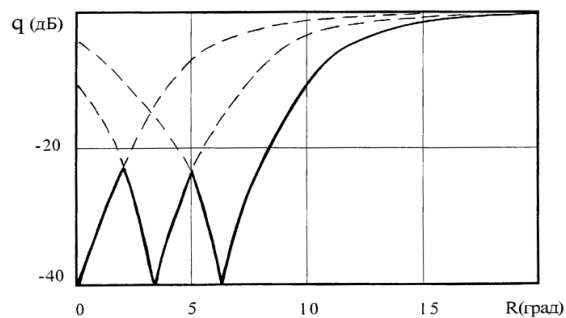


Рис. 2. Принцип формирования зоны режекции МПФ

Существенным недостатком данного МПФ является необходимость включения в его состав большого количества ПФ. В работе [4] показано, что оптимальным по соотношению аппаратных затрат и K_Φ является МПФ, состоящий из расположенных по 5 концентрическим окружностям 91 ПФ. Этот фильтр обеспечивает подавление мешающих отражений на 17,1-19,3 дБ при границе зоны режекции $\alpha_{гр} = -0,6$ и центре в точке соответствующей левосторонней круговой поляризации. Оценим возможности уменьшения количества ПФ, входящих в состав МПФ. Для этого рассмотрим структуру ОПФ.

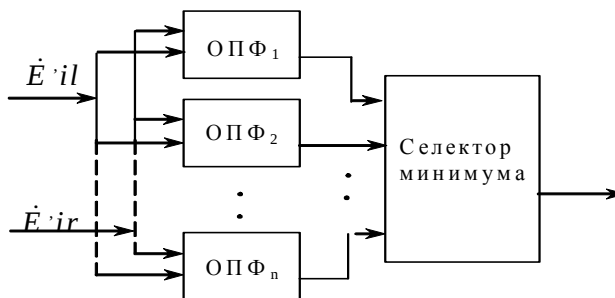


Рис. 3. Структурная схема МПФ

ОПФ представляет собой двухканальное по поляризации устройство, каждый из каналов которого характеризуется своим коэффициентом передачи. В общем случае он может быть записан в виде $Q_n = P_n e^{j\varphi_n}$, где P_n , φ_n – модуль и фаза коэффициента передачи $n = 1, 2$ для ортогональных каналов. В этом случае выходной сигнал устройства в линейном поляризационном базисе можно записать в виде $\dot{E}_{\text{вых}i} = \dot{E}_{ri}\dot{Q}_1 + \dot{E}_{bi}\dot{Q}_2$. Как видно, если коэффициент передачи каждого из каналов стремится к 0, то и $\dot{E}_{\text{вых}i}$ стремится к 0.

В [5] показано, что оптимальный коэффициент передачи имеет вид

$$\dot{Q}_1 = \dot{Q}_2 = \left[1 - \left(\frac{\text{Re}(\dot{E}_{bi} e^{-j\varphi_1})}{\text{Re}(K_1 \dot{E}_{ri} e^{j\varphi_1})} \right)^k \right],$$

где K_1 , φ_1 – коэффициенты, характеризующие центр зоны режекции ПФ; k – степень нелинейности ПФ.

Для компенсации помехи, т.е. выполнения условия $\dot{E}_{\text{вых}i} = 0$ в центре зоны режекции необходимо, чтобы выполнялось условие $1 - \left(\frac{\text{Re}(\dot{E}_{bi} e^{-j\varphi_1})}{\text{Re}(K_1 \dot{E}_{ri} e^{j\varphi_1})} \right)^k = 0$.

Сказанное приводит к равенству $E_{bi}(\cos(\varphi_{bi} - \varphi_1)) = K_1 E_{ri}(\cos(\varphi_{ri} - \varphi_1))$.

Обозначив $\varphi_{bi} - \varphi_{ri} = \Delta\varphi_1$, получим $\varphi_1 = \Delta\varphi_1 / 2$. Величина K_1 может быть определена как

E_{bi} / E_{ri} из условия равенства амплитуд в левой и правой части написанного равенства. Иными словами, фильтр с параметрами $\varphi_1 = \Delta\varphi_i / 2$ и $K_1 = \frac{E_{bi}}{E_{ri}}$ имеет центр зоны режекции в точке с координатами $\alpha_\phi = (\arcsin(\sin 2(\arcsin K_1) \sin \Delta\varphi_i)) / 2$; $\beta_\phi = (\arctg(\tg 2(\arctg K_1) \cos \Delta\varphi_i)) / 2$.

Из анализа написанного выражения видно, что если выбрать $Q_1 \neq Q_2$, то центр зоны режекции сместится, что эквивалентно физически синтезу нового фильтра.

Выбор коэффициента передачи пар ортогональных каналов осуществляется таким образом, чтобы каждой паре $\alpha_{\phi_j}, \beta_{\phi_j}$ соответствовала одна из точек, характеризующих центр зоны режекции ПФ, что позволяет синтезировать МПФ за счет перекоммутаций ортогональных каналов. Для этого канал, например, вертикальный соединим со всеми n ортогональными каналами через сумматоры, синтезировав тем самым n поляризационных фильтров [1; 6].

Аналогично, соединив оставшиеся вертикальные каналы, получим n^2 ОПФ вместо n при стандартном подключении (один вертикальный канал - один горизонтальный). Указанное возможно вследствие того, что все значения Q_i отличаются незначительно, т.к. центры зон режекции сосредоточены в узкой области поляризационного пространства. Коммутация соседних каналов приводит к незначительному изменению α_{ϕ_j} и β_{ϕ_j} . Проведя несложные вычисления, можно добиться, чтобы смещение было равномерным и центры зон режекции всех n^2 фильтров располагались по концентрическим окружностям согласно рис. 1.

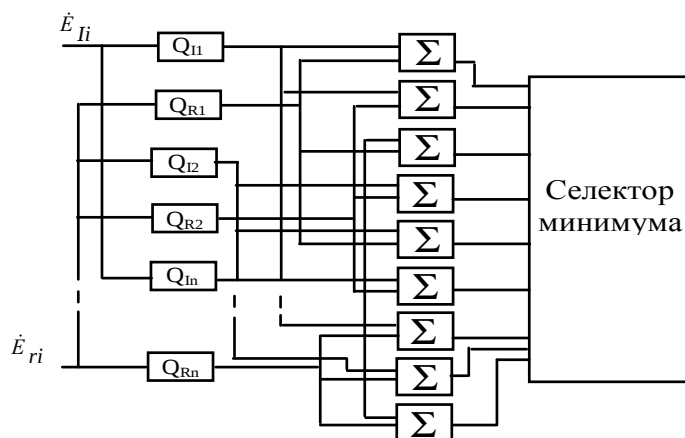


Рис. 4. Структурная схема модернизированного МПФ

Выигрыш в аппаратных затратах, оцениваемый как отношение количества пар ортогональных каналов, необходимых для создания МПФ стандартным и предлагаемым способом, составляет n раз. То есть для синтеза МПФ, содержащего 91 ОПФ, понадобится не 91, а всего 10 пар ортогонально поляризованных каналов. Структурная схема устройства адаптивной ПФ приведена на рис. 4.

Таким образом, параллельной коммутацией каналов можно достигнуть существенного выигрыша в аппаратных затратах по сравнению со стандартным способом синтеза ПФ. Использование селектора минимума позволяет осуществлять фильтрацию мешающих отражений с изменяющимися ПХ. Коэффициент подавления определяется сферическими расстояниями между центрами зон режекции ПФ, а величина зоны режекции МПФ – количеством входящих в его состав фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Акиншин Н.С., Илюха С.А., Румянцев В.Л. Адаптивная поляризационная фильтрация // Оборонная техника. - 1995. - № 8. - С. 22 - 27.
2. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. - Л.: Гидрометиздат, 1981.

3. **Poelman A., Guy J.K.** Polarization Information Utilization in Primary Radar. An Introduction and Update to Activities at SHARE Technical Centre. Inverse methods in Electromagnetic Imaging. - Bad Windsheim. - 1985.
4. **Poelman A.J.** "Performance evaluation of two types of radar system, having a circular polarization facility". - Share Technical Memorandum TM-276(AO883 360). - April 1971 (NATO Unclassified, limited distribution).
5. **Животовский Л.А.** Повышение помехозащищённости РЛС при использовании поляризационно-модулированных зондирующих сигналов // Усиление и преобразование радиосигналов: сб. научн. тр. - Таганрог, 1975. - С. 63-69.
6. **Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.** Поляризация радиоволн // Поляризационная структура радиолокационных сигналов. - М.: Радиотехника, 2005. - Т. 2.

POLARIZATION FILTER STRUCTURE SYNTHESIS

Khomyakov A.V., Rumyantsev V.L., Amninov E.V.

Multi-rejection polarization filter having rejection zone commensurable with region occupied by clutter, with changing polarization pattern in polarization space, is synthesized. The filter comprises a set of single-rejection PF adjusted to reject signals of various polarization and covering a predetermined region of polarization. The distinction of the proposed filter from the known is a substantial decrease of orthogonal channels due to their switching.

Key words: polarization filter, polarization characteristics.

Сведения об авторах

Хомяков Александр Викторович, 1959 г.р., окончил Тульский политехнический институт (1982), первый заместитель генерального директора – главный конструктор РТС ОАО ЦКБА, автор более 100 научных работ, область научных интересов – радиолокация, антенны и распространение радиоволн.

Румянцев Владимир Львович, 1957 г.р., окончил ТАИИ (1980), доктор технических наук, профессор, заместитель начальника отдела ОАО ЦКБА, автор более 200 научных работ, область научных интересов – радиолокация, моделирование характеристик рассеяния сложных целей.

Амнинов Эрдни Васильевич, 1981 г.р., окончил МИРЭА (2008), ассистент МИРЭА, автор 11 научных работ, область научных интересов – обработка информации, информационно-измерительные системы.

УДК 621.396.96

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МНГОВОЛНОВЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ ДЛЯ ВЕТРОВОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

А.Г. ГОРЕЛИК, С.Ф. КОЛОМИЕЦ, Г.Г. ЩУКИН

Обобщен опыт и намечены перспективы использования в оперативной метеорологической практике ветровых профайлеров для определения параметров ветра в диапазоне высот от поверхности земли до 20-25 километров. Представлен анализ источников радиоэха при различных состояниях атмосферы и на различных высотах.

Ключевые слова: доплеровские РЛС, зондирование, атмосфера.

С конца 50-х годов берет начало разработка доплеровских радиолокационных систем, предназначенных для определения скорости и направления ветра в атмосфере. Первые радиолокационные ветровые системы были построены на базе модернизированных импульсно-когерентных станций военного назначения, работавших в хорошо освоенных военными диапазонах длин волн [3; 6; 7; 8]. Таким образом, возможность использования «сантиметровой» доплеровской радиолокации для ветрового зондирования была установлена достаточно давно. Это, во многом, определило состав «классических» методик проведения измерений и математических моделей формирования радиоэха, используемых для их интерпретации.

С развитием электроники и вычислительной техники появилась возможность существенно расширить арсенал радиолокационных станций, ориентированных на решение задач геофизического (и в том числе – ветрового) зондирования атмосферы: появление надежных компонентов позволило использовать РЛС миллиметрового диапазона, а специальные методы обработки сигналов, применимых в дециметровом и метровом диапазонах, привели к разработке длинноволновых ветровых профайлеров. И если последние в настоящее время уже выделены в отдельную отрасль радиолокационной метеорологии, то история широкого применения РЛС миллиметрового диапазона в метеорологии только начинается.

Расширение средств метеорологической радиолокации поставило вопрос о соответствующем усовершенствовании методик проведения измерений (а также исследовании возможных путей их автоматизации в реальном масштабе времени) и ярко подчеркнуло необходимость усовершенствования фундаментальных представлений о формировании радиоэха от различных метеообразований, которые лежат в основе алгоритмов интерпретации радиолокационных данных. Однако, несмотря на большую работу, проведенную в рамках «одноволнового подхода» к метеорологическим измерениям, успехи в развитии этих направлений достаточно скромные. Следует отметить сложность получения и интерпретации многоволновых данных, а главное – отсутствие ощутимой потребности в развитии указанных направлений.

Сопоставления и взаимопроверки данных, полученных с использованием различных дистанционных и контактных средств, открывают новую для радиометеорологии перспективу перехода к классическим для физики методам интерпретации экспериментальных данных «по отклонениям от модели» [12; 13]. Однако развитие в этом направлении – несмотря на его полезность в целях повышения точности, достоверности и всепогодности дистанционных измерений – сдерживается рядом фундаментальных вопросов, нерешенных в прошлом. В частности, дистанционное измерение ветра требует переосмысления комплекса сложнейших проблем, связанных с распространением и рассеянием электромагнитного излучения в реальной атмосфере.

Есть основания полагать, что многие из приоритетных задач современной радиолокационной метеорологии могут быть эффективно решены с использованием мультипараметрических или многоволновых технологий. Однако, как показывает практика, развитие в этом многобе-

щающем направлении также – и даже в большей степени – требует развития математических моделей, которые были бы применимы при интерпретации радиолокационных данных.

Основное соотношение, связывающее величину доплеровского сдвига частоты, направление зондирования и длину волны, на которой работает радиолокатор с параметрами, характеризующими воздушный поток в некотором малом объеме пространства, находящегося на высоте H , имеет следующий вид

$$\overline{F_d} = \frac{2}{\lambda} [V_H(x, y, H, t) \cos(\alpha_z - \alpha_0[x, y, H, t]) \cos \beta \pm V_B(x, y, H, t) \sin \beta], \quad (1)$$

где V_H - горизонтальная составляющая ветра; V_B - величина вертикальной скорости движения рассеивателя; x, y - координаты рассеивающего объема на высоте H ; α_z, β - углы зондирования в азимутальной и угломестной плоскости; α_0 - направление ветра на высоте H .

Уравнение (1) справедливо для импульсного радиолокатора, имеющего игольчатую диаграмму направленности, «точечный» рассеивающий объем и длительность зондирующего импульса τ , близкую к нулю. В общем случае, диаграмма направленности имеет конечную ширину $\Delta\theta$, пространственную протяженность зондирующего импульса $h=c\tau/2$. Под V_H и V_B следует понимать значения скорости вертикальных потоков и гравитационного падения рассеивателей, усредненные по рассеивающему объему.

Выбор оптимальных углов зондирования исследован в [3; 7] и положен в основу метода доплеровской томографии [4]. Это метод, обеспечивающий «восстановление» ветрового поля по данным доплеровских измерений, выполненных при различных углах визирования α_z и β . В упрощенном виде он используется практически во всех ветровых профайлерах, работающих в различных диапазонах длин волн [3; 5].

Подавляющее большинство метеообразований: облака, осадки и т.д. представляют собой объемную множественную цель. Поэтому, для того чтобы охарактеризовать отражающие свойства метеообъекта, пользуются не величиной эффективного поперечника рассеяния (ЭПР) σ , а величиной удельного поперечника рассеяния η (радиолокационной отражаемостью единицы объема V); радиолокационная отражаемость Z [$\text{мм}^6/\text{м}^3$] для гидрометеоров, а для «чистой» турбулизированной атмосферы – величина C_n^2 [$\text{м}^{-2/3}$].

Если обозначить все технические параметры радиолокационной системы, влияющие на величину регистрируемого сигнала, как A^* , то основное уравнение метеорологической радиолокации, связывающее уровень принятого сигнала $\overline{P}_{omp}(R)$ с R – дистанцией зондирования, то есть дистанцией между радиолокатором и рассеивающим объемом, примет вид

$$\overline{P}_{omp}(R) = A^* \frac{P_0}{R^2} \eta \exp \left(- \int_0^R \alpha(R) dR \right), \quad (2)$$

где P_0 – мощность излученного сигнала; α - ослабление на трассе; η – удельная радиолокационная отражаемость (которая может быть выражена через C_n^2 , как $\eta = 0.38 C_n^2$).

Обратим внимание на то, что уравнение (2) и выражение, связывающее C_n^2 с удельной радиолокационной отражаемостью – η , справедливо только в том случае, когда весь облучаемый объем полностью заполнен рассеивающими неоднородностями, пространственный спектр которых непрерывен, изотропен и не изменяется с высотой. Однако такая модель кажется излишне упрощенной. Рассеивающий объем может быть лишь частично заполнен отражателями, спектр их геометрических размеров может изменяться с высотой и быть анизотропным. В таких случаях зависимость от R будет иная. Показатель степени при R будет увеличиваться по мере уменьшения заполнения рассеивающего объема и в предельном случае (одна неоднородность) может достигать значения четыре.

В плане энергетического расчета неопределенность с моделью формирования отраженного сигнала в реальной атмосфере сводит «почти на нет» возможность ясного научного обоснования необходимой энергетики ветрового радиолокатора в зависимости от желаемой высоты измерений.

Сложность практического использования соотношения (2) состоит еще и в том, что за время обработки сигнала радиоэхо от выделенного объема метеообразования структура отдельных неоднородностей изменяется. Это приводит к неопределенности результатов использования доплеровских методов приема сигналов и их интерпретации. Учет этого эффекта особенно важен при зондировании на длинных (метровых и дециметровых) волнах, характеризующихся брэгговским механизмом формирования радиоэха.

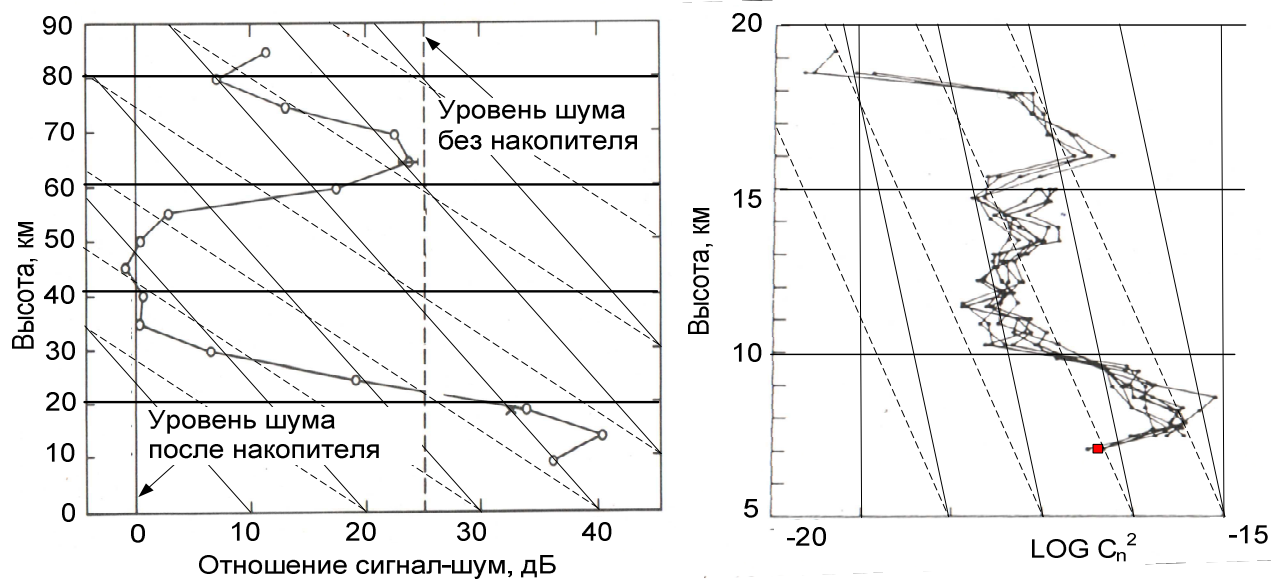


Рис. 1. Зависимость от высоты усреднённых данных об отражаемости атмосферы, полученная с использованием ветровых профайлеров, работающих в метровом диапазоне [3]

Наклонные линии представляют зависимость мощности от высоты для распределенной множественной (сплошные) и одиночной точечной (штриховые) цели. Эти диаграммы показывают, что в атмосфере практически нет областей (за исключением турбулизированной границы тропосферы, располагающейся на уровне 10-15 км), где зависимость мощности отраженного сигнала от высоты хотя бы приблизительно совпадала бы с той, что соответствует модели распределенной множественной или одиночной точечной цели.

Изучая зависимость мощности от расстояния, можно получить качественную оценку применимости самой модели формирования рассеянного поля. Интересно рассмотреть имеющиеся экспериментальные данные об отражающих свойствах атмосферы на различных высотах (рис. 1).

Полученные экспериментальные данные широко и часто интерпретируются как отражения от однородной изотропной турбулентности с целью оценки её интенсивности в терминах параметра C_n^2 . Такие оценки, полученные различными авторами [3; 5], представлены на рис. 2. Анализ данных, приведенных в различных источниках, указывает на то, что C_n^2 зависит от погодных условий, сезона года и высоты. Для слабой турбулентности значения C_n^2 меняются от 10^{-17} до $10^{-16} \text{ м}^{-2/3}$, для средней турбулентности – $C_n^2 = 10^{-15} \text{ м}^{-2/3}$, а для интенсивной турбулентности C_n^2 изменяется от 10^{-14} до $10^{-12} \text{ м}^{-2/3}$.

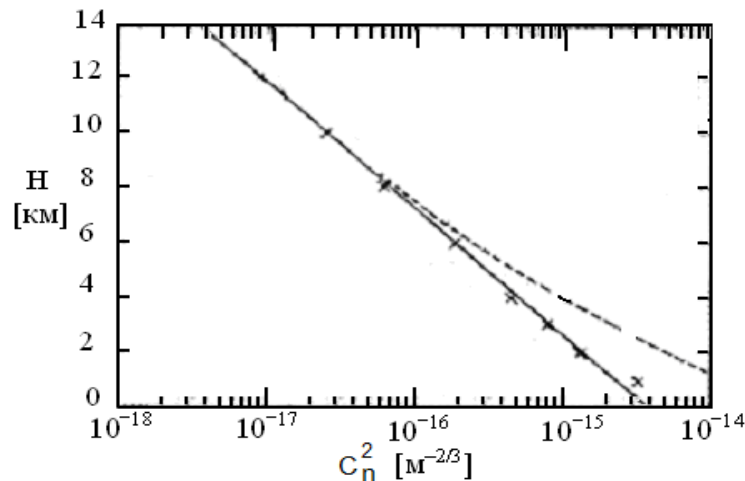


Рис. 2. Изменения с высотой средних значений структурного параметра C_n^2

В атмосфере практически нет областей, рассеивающие структуры которых совпадали бы с моделью распределенной множественной или одиночной точечной цели (рис. 1). Однако радиолокационные данные интерпретируются как отражения от однородной изотропной турбулентности с целью оценки её интенсивности в терминах параметра C_n^2 .

Обратим внимание на то, что минимальный масштаб неоднородностей растет с высотой [3]. Так на малых высотах при интенсивной турбулентности минимальный масштаб составляет 10^{-2} м, в то время, как на больших высотах он достигает порядка метра и более. Проблемы применения доплеровских радиолокаторов, возникающие при создании и эксплуатации всепогодных систем ветрового зондирования, связаны с тем, что величина отраженного сигнала незначительна в зимний сезон даже на малых высотах, не говоря уже о больших. Повышение высоты зондирования требует увеличения энергетического потенциала радиолокатора и его рабочей длины волны. Однако при увеличении длины волны усложняется приём сигналов. Это происходит вследствие того, что «ложные» сигналы, поступающие в приемный тракт радиолокатора (в том числе по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны), создают помехи. Измерения на «малых» высотах характеризуются помехами, борьба с которыми очень сложна, а в большинстве случаев, при измерениях на «длинных» волнах, вообще невозможна. Все авторы отмечают, что при применении длинноволновых радиолокаторов для определения параметров отражённого сигнала в нижних слоях атмосферы возникают специфические сложности, связанные с тем, что в пограничном слое происходят значительные вариации η и C_n^2 . Это негативно влияет на результаты интерпретации данных.

Измерения в микроволновом диапазоне во многом лишены негативного влияния вариаций η и C_n^2 . Причем – как показывают экспериментальные данные – мощность, отражаемая от большинства типов местных предметов, растет обратно пропорционально длине волны, а мощность, отражаемая от цели, в среднем обратно пропорциональна кубу длины волны. Следовательно, уменьшение длины волны приводит к снижению негативного эффекта боковых лепестков и местных предметов.

Поэтому с целью повышения достоверности ветровых измерений радиолокационные комплексы, работающие на высотах от поверхности Земли до 20-30 км, должны включать, по крайней мере, два типа радиолокаторов, работающих в различных диапазонах длин волн. При этом каждый из этих радиолокаторов будет перекрывать свой интервал высот. Радиолокаторы, предназначенные для измерения параметров радиоэхо в пограничном слое атмосферы, могут работать в 8 мм или коротковолновой части сантиметрового диапазона [4; 8; 9]; для измерения ветра до высоты 8-10 км - в дециметровом диапазоне, а до высоты 20-25 км - в длинноволновой области дециметрового или метровом диапазоне [3; 5; 7]. Сигнал, формируемый однородной изотропной

турбулентностью, находится на уровне - 20 дБ от максимума, возникновение которого можно, по-видимому, объяснить отражениями от слоистых неоднородностей. Таким образом, уменьшение длины волны зондирования должно привести к уменьшению роли «слоистой составляющей» в сигнале и увеличению «турбулентной составляющей». Увеличение предельной высоты зондирования по «турбулентной составляющей» требует увеличения энергетического потенциала используемых ветровых профайлеров и применения специальных методов обработки сигналов.

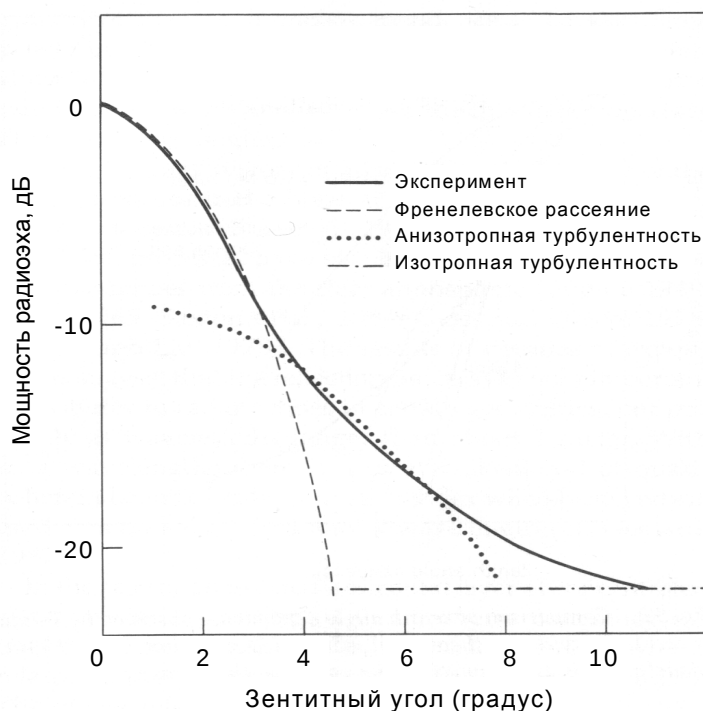


Рис. 3. Сравнение моделей формирования угломестной зависимости мощности радиоэха

Анализ материалов, полученных в странах Западной Европы для различных длин волн и условий безоблачной атмосферы в дециметровом и метровом диапазонах, однозначно указывает на то, что процессы формирования радиоэха значительно трансформируются с ростом высоты. На это указывает характер изменения мощности радиоэха при изменении угла визирования в угломестной плоскости (рис. 3).

Обсуждение экспериментальных данных об угломестной зависимости мощности отраженного сигнала на разных высотах можно найти в [3; 5]. Кроме того, в этих работах представлены результаты сопоставления экспериментальных данных с расчетными в зависимости от угла визирования и высоты для различных моделей формирования отраженного сигнала. Показано, что отклонение угла визирования всего на 8-10° может приводить к падению мощности на 20 дБ (рис. 2). Это также указывает на существенное отличие модели отражающего объекта от модели однородной изотропной турбулентности, которая характеризуется параметром C_n^2 и для которой справедливо уравнение (2).

Заключение

Существенное изменение структуры радиоэха на различных высотах с целью повышения достоверности оценок требует применения сложных алгоритмов выбраковки данных. Разработка таких алгоритмов упрощается в случае использования многоволновых измерений. При этом, помимо новых возможностей оценки структуры рассеивающего объема, которые еще ждут своего глубокого изучения, появляется возможность «сшивать» данные, получаемые одновременно на различных длинах волн и на различных высотах. Такой способ определения профиля ветра позволяет существ-

венно повысить достоверность данных, получаемых с использованием сети радиолокационного мониторинга, которые далее должны поступать в единый центр для окончательной обработки и сопоставления с данными радиозондирования и данными, получаемыми со спутников.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Friend A.W.** 1949: Theory and practice of troposphere sounding by radar. Proc. IEEE 37, 166-138.
2. **Горелик А.Г., Мельничук Ю.В., Черников А.А.** Связь статических характеристик радиолокационного сигнала с динамическими процессами и микроструктурой метеобъектов // Труды ЦАО. - 1963. - Вып. 48. - С. 29-36.
3. **Atlas D.** Radar in Meteorology. Battan memorial and 40-th Anniversary Radar Meteorology conference Met. Soc. Boston, 1990.
4. **Горелик А.Г., Стерлядкин В.В.** Доплеровская томография в метеорологии // Изв. АН СССР. ФАО. - 1990. - № 1. - С. 47-54.
5. Wind Profiler Assessment Report and Recommendations for future use. NOAA, 1994.
6. **Горелик А.Г.** Доплеровская радиолокация в метеорологии. - М.: МГАПИ, 1996.
7. **Gossard E.E., Strauch R.G.** Radar Observation Clear Air and Clouds. Elsevier Amsterdam-Oxford-New York, 1983.
8. **Горелик А.Г., Черников А.А.** Некоторые результаты радиолокационного исследования структуры поля ветра на высотах 50-700 м. // Труды ЦАО. - 1964. - Вып. 57.
9. **Горелик А.Г., Пацаева В.А.** Измерение ветра в пограничном слое по радиолокационным отражениям от «ясного неба» // Метеорология и гидрология. - 1967. - № 3.
10. **Горелик А.Г., Коломиец С.Ф., Щукин Г.Г.** Информационные возможности ветровых профайлеров при зондировании атмосферы // Учёные записки РГГМУ. - 2011. - № 18. - С. 70-89.
11. **Atlas, D., D. Rosenfeld, and A.R. Jameson,** 1997: Evolution of Radar Rainfall Measurement: Steps and Mistakes. Weather Radar Technology for Water Resources Management (eds. B. Braga and O. Massambani) UNESCO Press, Montevideo, Chapter 1, pp.1-60. <http://www.unesco.org/uy/phi/libros/radar/art01.html>
12. **Горелик А.Г., Коломиец С.Ф.** Радиолокационные измерения в метеорологии // Мир измерений. - 2009. - № 7. - С. 7-14.
13. **Горелик А.Г., Коломиец С.Ф.** Рассеяние радиоволн разреженной средой и статистическая радиометеорология // Научный Вестник МГТУ ГА, серия Радиофизика и электроника. - 2006. - № 137.

MULTIVALENTH WIND PROFILERS' APPLICATION SPECIFIC

Gorelic A.G., Kolomiec S.F., Schukin G.G.

The experience of using of wind profilers for the wind measurement within the range of altitudes from the Earth surface and up to 25 km high is summarized in the report. Different models of radio echo formation for different altitudes and dynamical condition of the atmosphere are analyzed and the ways of further development are outlined. The study was made as a part of federal program of the national science and education support for 2010-2013 years.

Key words: Doppler radar, atmosphere.

Сведения об авторах

Горелик Андрей Габриэлович, 1931 г.р., окончил Горьковский государственный университет (1954), доктор физико-математических наук, профессор МФТИ, автор более 200 научных работ, область научных интересов – дистанционное зондирование атмосферы методами пассивной и активной радио- и оптической локации, обработка сложных сигналов.

Коломиец Сергей Фёдорович, 1971 г.р., окончил МФТИ (1993), кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник МФТИ, автор более 20 научных работ, область научных интересов – статистическая радиофизика, применение доплеровских методов обработки радиолокационных сигналов, электродинамика.

Щукин Георгий Георгиевич, 1938 г.р., окончил ЛИТМО (1961), заслуженный деятель науки Российской Федерации и Кабардино-Балкарской Республики, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского, автор более 400 научных работ, область научных интересов – радиометеорология, распространение радиоволн, дистанционное зондирование.

УДК 629.7.05

ПЕРСПЕКТИВЫ КООРДИНАТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА В АТМОСФЕРЕ

Г.П. ТРИФОНОВ

Статья представлена доктором физико-математических наук, профессором Козловым А.И.

Проведен анализ точности измерений скорости ветра в системе с координатно-доплеровским методом зондирования атмосферы и предложен комплексный способ обработки координатных и доплеровских данных для вычисления скорости и направления ветра.

Ключевые слова: скорость ветра, доплеровский метод.

Введение

Существующие системы радиозондирования, оперативно используемые в метеорологической практике и основанные на принципе первичной или вторичной радиолокации с автоматическим сопровождением радиозонда, оснащенного уголкового отражателем или передатчиком-ответчиком, обеспечивают дисперсию скорости ветра в штатном режиме по оценкам [1] от 0.75 до 2.75 м/с при разрешении по высоте от 150 м в нижнем слое до 2000 м на высоте 30 км. Однако указанные погрешности достигаются за счет увеличения толщины слоя усреднения при обработке данных, что приводит к методически не учитываемым погрешностям скорости ветра в случаях ее больших градиентов (например, в струйных течениях или обращения направления ветра и др.), которые могут превышать в несколько раз указанные погрешности. В нижнем слое атмосферы указанная погрешность не обеспечивается в случаях срыва автоматического сопровождения из-за влияния мешающих сигналов радиозонда, отраженных от земной поверхности и местных предметов, и результаты измерений не надежны.

Поэтому проблема повышения точности измерения ветра в атмосфере требует рассмотрения других способов построения системы измерений скорости ветра.

Один из вариантов системы радиозондирования, основанный на координатно-доплеровском методе измерения скорости ветра в атмосфере, предложен в [1; 2] и состоит из доплеровского радиолокатора сантиметрового диапазона для измерения сферических координат и доплеровской скорости по уголкового отражателю и приемного устройства с антенной для приема телеметрической информации от радиозонда на частоте 1682 МГц. Введение второй антенны и уголкового отражателя дает возможность дополнительного измерения скорости ветра по доплеровскому сдвигу частоты. В указанных работах проведены предварительные оценки погрешностей и показана возможность повышения точности измерения ветра при использовании доплеровского канала в некоторых областях пространства вертикальных и курсовых углов (в частности, в области малых курсовых углов). При экспериментальных выпусках уголкового отражателей было отмечено влияние раскачивания уголкового отражателя, вносящего дополнительную ошибку от 0.25 до 2.0 м/с. Методы обработки совместного использования координатных и доплеровских данных для вычисления скорости и направления ветра не рассматривались.

Оценка дисперсии скорости ветра по доплеровскому каналу

Для оценки реальных возможностей координатно-доплеровского метода проведем полный анализ дисперсий скорости ветра во всем пространстве вертикальных, курсовых углов и доплеровской скорости. Вектор доплеровской скорости совпадает с вектором направления луча радиолокатора, а его модуль U складывается из проекций горизонтальной скорости ветра V и вертикальной скорости W на направление луча

$$U = V \cos \varepsilon \cos(\alpha - \varepsilon) + W \sin \varepsilon, \quad (1)$$

где α , ϵ - горизонтальный, вертикальный углы соответственно; ν - угол направления ветра, λ - длина волны; U связано с доплеровским сдвигом f_d соотношением

$$f_d = 2U / \lambda. \quad (2)$$

Обозначив $\gamma = \alpha - \lambda$ - курсовой угол между вектором скорости ветра и вектором горизонтальной проекции луча радиолокатора, перепишем (1) в виде $V = (U - W \sin \epsilon) / (\cos \epsilon \cos \gamma)$.

Отсюда найдем дисперсию скорости ветра по доплеровскому каналу

$$\sigma_V^2 = \left[\sigma_U^2 + \sigma_W^2 \sin^2 \epsilon + \sigma_\epsilon (U \sin \epsilon - W) / \cos \epsilon \right]^2 + \left[\sigma_\gamma \tan \gamma (U - W \sin \epsilon) / \cos \epsilon \cos \gamma \right]^2.$$

Вертикальная скорость W может быть определена только по каналу координат путем измерений координат с интервалом времени T (r_i - наклонная дальность): $W = (r_2 \sin \epsilon_2 - r_1 \sin \epsilon_1) / T$.

Угол ν может быть определен как по каналу координат, так и по доплеровскому каналу. В первом случае $\theta = \arctg \frac{s_2 \sin \alpha_2 - s_1 \sin \alpha_1}{s_2 \cos \alpha_2 - s_1 \cos \alpha_1}$, $s_i = r_i \cos \epsilon_i$, $i = 1, 2$.

Полный дифференциал dv запишется после приведения всех членов в виде

$$dv = d\alpha + (s_2 - s_1) \sin \Delta\alpha \cdot ds / (VT)^2.$$

Из геометрии треугольника, образованного проекциями s_1 , s_2 и углом $\Delta\alpha$ между ними, получаем равенства $s_2 \sin \Delta\alpha = VT \sin \gamma_1$ и $s_1 \sin \Delta\alpha = VT \sin \gamma_2$, из которых следует $(s_2 - s_1) \sin \Delta\alpha = -VT (\sin \gamma_2 - \sin \gamma_1) = -2VT (\cos((\gamma_1 + \gamma_2)/2)) / \sin(\Delta\gamma/2)$.

$$dv = d\alpha + 2(\cos((\gamma_1 + \gamma_2)/2)) / \sin(\Delta\gamma/2) \cdot ds / VT \approx d\alpha + 2 \cos \gamma / \sin(\Delta\gamma/2) \cdot ds / VT.$$

Отсюда $\sigma_v^2 = \sigma_\alpha^2 + (2\sigma_s \cos \gamma \sin(\Delta\gamma/2) / VT)^2$, где $\sigma_s^2 = (r \sin \epsilon \sigma_\epsilon)^2 + (\cos \epsilon \sigma_r)^2$.

Во втором случае угол ν определяется из двух измерений доплеровской скорости на границах слоя, в котором V и ν считаем постоянными. Обозначим $s_1 = (U_1 - W \sin \epsilon_1) / \cos \epsilon_1 = V \cos \gamma_1$, $s_2 = (U_2 - W \sin \epsilon_2) / \cos \epsilon_2 = V \cos \gamma_2$.

Тогда $\cos(\alpha_1 - \nu) = s_1 / V$, $\cos(\alpha_2 - \nu) = s_2 / V$.

Если s_1 и s_2 не равны нулю, то разделив первое уравнение на второе, получим уравнение $(\cos \alpha_1 + \sin \alpha_1 \tan \nu) / (\cos \alpha_2 + \sin \alpha_2 \tan \nu) = s_1 / s_2$, из которого находим ν :

$\nu = \arctg[(s_1 \cos \alpha_2 - s_2 \cos \alpha_1) / (s_2 \sin \alpha_1 - s_1 \sin \alpha_2)]$. Отсюда с учетом, что $\Delta\alpha = \Delta\gamma$, полный дифференциал dv равен $dv = d\alpha - (s_2 - s_1) \sin \Delta\gamma \cdot ds / L^2$, где $(s_2 - s_1) \sin \Delta\gamma = V(\cos \gamma_2 - \cos \gamma_1) \sin \Delta\gamma$,

$L^2 = V^2 (\cos^2 \gamma_1 + \cos^2 \gamma_2 - 2 \cos \gamma_1 \cos \gamma_2 \cos \Delta\gamma) = V^2 \sin^2 \Delta\gamma$. В результате получим

$dv = d\alpha - \sin((\gamma_1 + \gamma_2)/2) ds / (V \cos(\Delta\gamma/2))$, а квадрат дисперсии

$$\sigma_v^2 = \sigma_\alpha^2 \sin^2((\gamma_1 + \gamma_2)/2) ds^2 / (V \cos(\Delta\gamma/2))^2 \approx \sigma_\alpha^2 + (\sigma_s \sin \gamma / V)^2,$$

где $\sigma_s^2 = (\sigma_U^2 + (\sigma_W \sin \epsilon)^2 + ((U \sin \epsilon - W) \sigma_\epsilon / \cos \epsilon)^2) / \cos^2 \epsilon$. Учитывая, что $\sigma_\gamma^2 = \sigma_\alpha^2 + \sigma_v^2$, получим окончательно

$$\sigma_v^2 = \frac{\sigma_U^2 + \sigma_W^2 \sin^2 \epsilon}{\cos^2 \epsilon \cos^2 \gamma} + (U - W \sin \epsilon)^2 (\sigma_\alpha^2 + \sigma_v^2) \tan^2 \gamma + \frac{(U \sin \epsilon - W)^2}{\cos^2 \epsilon} \sigma_\epsilon^2. \quad (3)$$

Анализ и сравнение точности измерения скорости ветра по доплеровскому и координатному каналам

Из выражения (3) следует, что дисперсия скорости ветра по доплеровскому каналу зависит от четырех параметров: углов ϵ и γ , доплеровской скорости U и вертикальной скорости W . Практически важно определить диапазон изменения параметров, в котором обеспечивается требуемая точность измерения скорости ветра, а также в которых точность измерения по доплеровскому каналу выше, чем по каналу координат. Для этого рассчитаны зависимости диспер-

сий скорости ветра от углов ϵ и γ в диапазонах от 0 до 85° при постоянной скорости $U=10$ м/с и от доплеровской скорости U в диапазоне от 1 до 70 м/с.

Дисперсия σ_U определяется из соотношения $\sigma_U = \lambda \sigma_{fd} / 2$. Полагая дисперсию определения максимума доплеровского спектра $\sigma_f = 3$ Гц, получаем дисперсию доплеровской скорости при $\lambda=3$ см, $\sigma_U=0,045$ м/с, а при $\lambda=10$ см $\sigma_U=0,15$ м/с.

Вертикальная скорость W равна скорости подъема радиозонда, которая в среднем почти линейно меняется с высотой от 5 м/с у земли до 8 м/с на высоте 30 км. Дисперсия вертикальной скорости определяется из соотношения (5) как $\sigma_W = \sqrt{2[(\sigma_r \sin \epsilon)^2 + (r \sigma_\epsilon \cos \epsilon)^2]} / T$. Вычисления производились для заданных значений $\sigma_U=0,045$ м/с, $\sigma_\epsilon=0,05^\circ$, $W=6,5$ м/с, $\sigma_W=0,3$ м/с, $T=40$ с.

Графики зависимостей дисперсии скорости ветра приведены на рис. 1, 2.

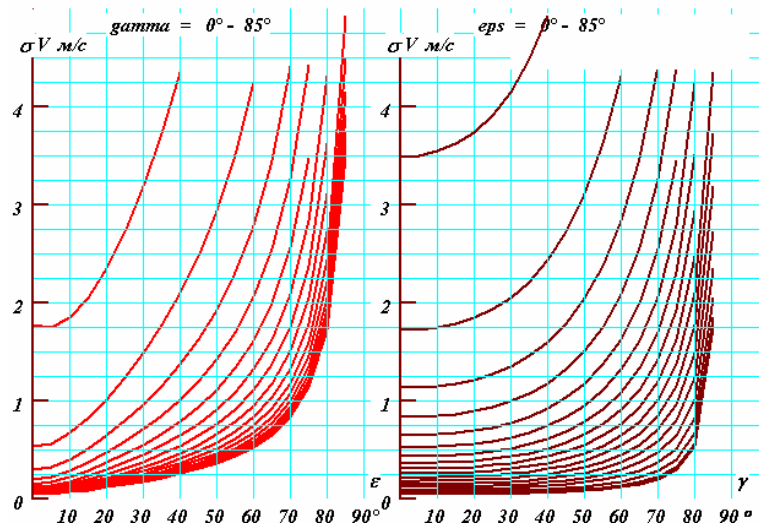


Рис. 1. График зависимости дисперсии скорости ветра от ϵ и γ

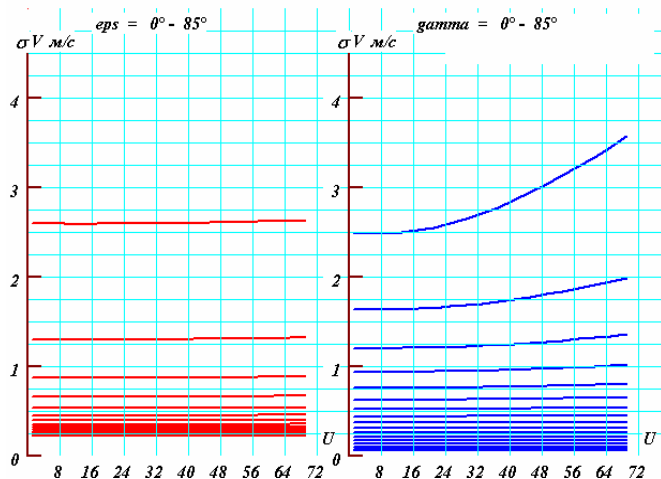


Рис. 2. График зависимости дисперсии скорости ветра от U

В левой части рис. 1 приведен график зависимости дисперсии скорости ветра от ϵ при заданных значениях γ от 0 до 85° через каждые 5° , а в правой части – от γ при заданных значениях ϵ от 0 до 85° через каждые 5° при постоянном значении доплеровской скорости $U=10$ м/с для обоих графиков. Анализ графиков показывает, что в диапазоне γ от 0 до 45° дисперсия

$\sigma_V \leq 0,5$ обеспечивается при $\epsilon \leq 45^\circ$, $\sigma_V \leq 1,0$ м/с - при $\epsilon \leq 60^\circ$ и $\sigma_V \leq 2,0$ м/с - при $\epsilon \leq 75^\circ$. Соответственно при $\epsilon \leq 45^\circ$ $\sigma_V \leq 1,0$ м/с обеспечивается при $\gamma \leq 70^\circ$, а $\sigma_V \leq 2,0$ м/с – при $\gamma \leq 80^\circ$.

В левой части рис. 2 приведен график зависимости дисперсии скорости ветра от U при заданных значениях γ от 0 до 85° через каждые 5° и постоянном значении $\epsilon = 30^\circ$, а в правой части – при заданных значениях ϵ от 0 до 85° через каждые 5° и постоянном значении $\gamma = 30^\circ$. Анализ графиков показывает, что дисперсия $\sigma_U < 1,0$ м/с обеспечивается в диапазоне ϵ от 0 до 45° и γ от 0 до 60° для диапазона доплеровской скорости от 1 до 70 м/с.

Проведем сравнение дисперсий скорости ветра по каналу координат и по каналу доплеровской скорости. Скорость ветра и дисперсия скорости по каналу координат определяются по

$$\sigma_v = \sqrt{2[(\sigma_r^2 \cos^2 \epsilon + h^2 \sigma_\epsilon^2) \cos^2 \gamma + s^2 \sigma_\epsilon^2 \sin^2 \gamma]} / T$$

$$V = L / T = \sqrt{s_1^2 + s_2^2 - 2s_1s_2 \cos \Delta\alpha} / T.$$

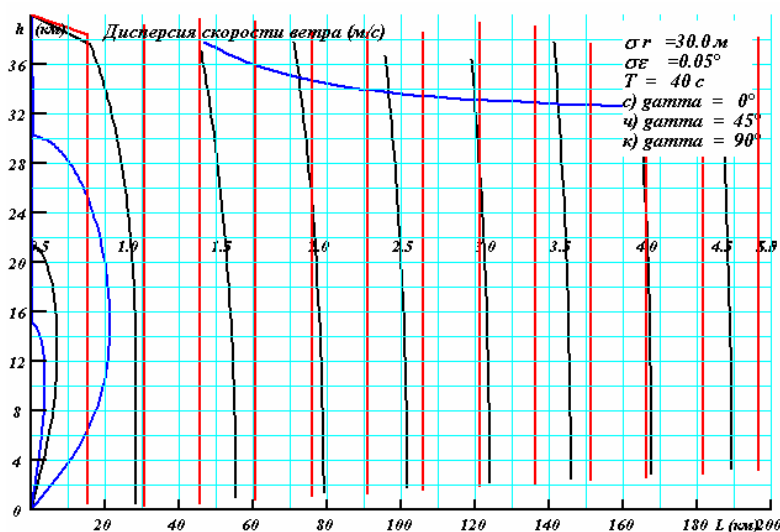


Рис. 3. Диаграмма дисперсии скорости ветра по каналу координат при курсовых углах 0° , 45° и 90°

Сравнение дисперсий скорости ветра координатного и доплеровского каналов, представленных на рис. 1, 3, показывает при курсовом угле $\gamma = 45^\circ$, что дисперсия по координатному каналу не превышает 1 м/с до горизонтальной дальности $L < 30$ км ($\epsilon > 45^\circ$) 2 м/с до $L < 60$ км ($\epsilon > 20^\circ$) и 4,5 м/с до $L < 180$ км ($\epsilon > 10^\circ$). Дисперсия по доплеровскому каналу при том же значении γ составляет 1 м/с при $L > 30$ км ($\epsilon \leq 45^\circ$), 0,5 м/с при $L > 60$ км ($\epsilon < 20^\circ$) и меньше 0,5 м/с до $L < 180$ км ($\epsilon < 10^\circ$).

Сравнение дисперсий доплеровского и координатного каналов показывает, что наименьшая дисперсия обеспечивается в области малых вертикальных углов от 5° до 45° по доплеровскому каналу, а в области больших вертикальных углов от 45° до 90° – по координатному каналу. При этом совместное использование данных обоих каналов позволяет обеспечить дисперсию меньше 1 м/с с разрешением 200-300 м во всей области горизонтальных дальностей радиозонда до 200 км за исключением областей с курсовым углом большим 70° , в которых меньшая погрешность получается по координатному каналу.

Как отмечено в [2], на точность измерений доплеровским методом существенно влияют колебания оболочки и уголкового отражателя относительно оболочки. Влияние первого фактора можно уменьшить применением оболочек, изготавливаемых по улучшенной технологии с большей толщиной и однородностью пленки. Такие оболочки обеспечивают также стабильность

вертикальной скорости подъема за счет лучшей устойчивости формы во время полета. С целью уменьшения влияния раскачивания уголкового отражателя относительно оболочки целесообразно наиболее близкое расположение уголкового отражателя к оболочке. Тогда достигается наименьший период качания уголка и его влияние может быть устранено путем выбора времени усреднения больше периода раскачивания при измерении доплеровского сдвига.

Способ комплексной обработки данных

Наличие двух независимых координатного и доплеровского каналов определения скорости ветра позволяет применить способ средневзвешенного среднего, который дополнительно уменьшает погрешность измерений. Имея два измерения скорости ветра V_k по каналу координат и V_d по доплеровскому каналу в каждый момент времени и считая их независимыми, можно получить более точную средневзвешенную оценку скорости ветра $\bar{V} = (V_k / \sigma_k + V_d / \sigma_d) / (\sigma_k + \sigma_d)$.

Дисперсия средневзвешенного среднего равна $\sigma_V = \sqrt{2} \sigma_d \sigma_k / (\sigma_k + \sigma_d)$, а при равенстве дисперсий $\sigma_{\bar{V}} = \sqrt{2} \sigma_V$.

Формула для средневзвешенной оценки направления ветра аналогична этой же формуле. Такой способ автоматически выбирает оценку с наименьшей дисперсией и требует вычисления дисперсий каждого из измерений, формулы вычисления которых приведены выше в тексте.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горелик А.Г., Костарев В.В., Черников А.А. Координатно-доплеровский метод ветровых наблюдений // Труды ЦАО. - 1964. - Вып. 57. - С. 19-23.
2. Горелик А.Г., Костарев В.В., Черников А.А. Координатно-доплеровский метод ветровых наблюдений и некоторые результаты исследований неоднородности поля ветра в атмосфере // Метеорология и гидрология. - 1965. - № 10. - С. 12-30.
3. Трифонов Г.П. Оценка погрешностей метеозадающих элементов в радиолокационных и радиотеодолитных системах зондирования атмосферы // Научный Вестник МГТУ ГА. - 2011. - № 168. - С 91-100.
4. Худсон Д. Статистика для физиков. - М.: МИР, 1967.

PERSPECTIVES OF COORDINATE-DOPPLER METHOD FOR INCREASING ACCURACY OF WIND SPEED IN ATMOSPHERE

Trifonov G.P.

Analysе of wind speed accuracy for Doppler radar measure canal are given complex method of running data measurement Doppler and coordinate canals for calculation wind speed and direction is proposed

Key words: coordinate-Doppler method, accuracy estimation, radiosounding atmosphere system, wind speed.

Сведения об авторе

Трифонов Геннадий Пантелеевич, 1936 г.р., окончил МФТИ (1960), кандидат технических наук, заведующий лабораторией автоматизации ФГБУ "ЦАО" Росгидромета, автор 107 работ, область научных интересов - системы радиозондирования атмосферы, автоматическая обработка данных, прием и обработка данных метеоспутников.

УДК 551.501

ПОГРЕШНОСТЬ АБСОЛЮТНЫХ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ НЕОДНОРОДНОМ ФОНОВОМ ШУМЕ

Е.В. ФЕДОСЕЕВА, Г.Г. ЩУКИН

В статье рассмотрен метод оценки погрешности абсолютных радиотеплолокационных измерений при проведении измерений в условиях неоднородного фонового шума окружающего пространства.

Ключевые слова: абсолютные радиотеплолокационные измерения, неоднородный фоновый шум, относительная погрешность измерения.

Введение

В абсолютном методе измерения радиояркость температура исследуемой области оценивается непосредственно по величине антенной температуры, измеряемой радиометром, при проведении соответствующей калибровки системы. Но наличие в составе антенной температуры составляющих, обусловленных приемом радишумового излучения – фонового шума через область рассеяния диаграммы направленности (ДН) антенны, накладывает определенные ограничения на возможность проведения абсолютных измерений – достаточно однородные излучательные свойства исследуемого пространства в пределах большой угловой области, соответствующей полному лепестку ДН антенны, при условии высокой избирательности антенны. В частности, абсолютный метод применяется при радиотеплолокационных исследованиях безоблачной атмосферы или слоистых облаков [1-3].

Проведение радиотеплолокационных исследований при низкой пространственной избирательности антенны и в условиях существенной неоднородности радишумового излучения окружающего пространства приводит к повышению общей погрешности абсолютных измерений.

В данной статье рассмотрен вопрос оценки относительной погрешности абсолютных измерений радиояркости температуры при неоднородном фоновом шуме.

Погрешность абсолютных радиотеплолокационных измерений при неоднородном фоновом шуме

Радиояркость температура радишумового излучения исследуемой области, усредненная по области главного лепестка ДН антенны $\bar{T}_{\text{гл}}$, оцениваемая по антенной температуре T_a , с учетом уравнивания антенного сглаживания, равна [1]

$$\bar{T}_{\text{гл}} = \frac{1}{(1-\beta)\eta_a} [T_a - \bar{T}_\phi \beta \eta - T_0(1-\eta_a)], \quad (1)$$

где $\bar{T}_\phi$ - радиояркость температура радишумового излучения окружающего пространства, усредненная по области рассеяния ДН антенны; β - коэффициент рассеяния антенны; η_a - КПД антенны.

Согласно выражению (1) для определения $\bar{T}_{\text{гл}}$ необходимо измерить T_a и T_0 , параметры антенны η и β и оценить уровень фонового шума $\bar{T}_\phi$. Измерение всех указанных параметров выполняется независимыми способами, поэтому результаты измерений могут рассматриваться как случайные независимые величины.

Тогда относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиояркости температуры определяется выражением [1]

$$\delta_{\bar{T}_{\text{гл}}}^2 \approx K_{T_a}^2 \delta_{T_a}^2 + K_{T_\phi}^2 \delta_{T_\phi}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_\beta^2 \delta_\beta^2 + K_\eta^2 \delta_\eta^2, \quad (2)$$

где $\delta_{\bar{T}_{\text{гл}}} = \sigma_{\bar{T}_{\text{гл}}} / \bar{T}_{\text{гл}}$, $\delta_{T_a} = \sigma_{T_a} / T_a$, $\delta_{T_{\text{ф}}} = \sigma_{T_{\text{ф}}} / T_{\text{ф}}$, $\delta_{T_0} = \sigma_{T_0} / T_0$, $\delta_{\beta} = \sigma_{\beta} / \beta$, $\delta_{\eta} = \sigma_{\eta} / \eta$ - относительные среднеквадратические погрешности оценки соответствующих параметров, коэффициенты, влияния которых равны

$$K_{T_a} = \frac{T_a}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}, K_{T_{\text{ф}}} = \frac{\beta T_{\text{ф}}}{(1-\beta)\bar{T}_{\text{гл}}}, K_{T_0} = \frac{(1-\eta)T_0}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}, K_{\beta} = \frac{\beta(\bar{T}_{\text{гл}} - T_{\text{ф}})}{(1-\beta)\bar{T}_{\text{гл}}},$$

$$K_{\eta} = \frac{T_0 - T_a}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}}. \quad (3)$$

Для учета неоднородности фонового шума примем следующее соотношение между радиояростной температурой исследуемой области и фонового излучения $\bar{T}_{\text{ф}} = \alpha\bar{T}_{\text{гл}}$. Тогда соответствующие коэффициенты влияния относительных погрешностей оценок параметров равны

$$K_{T_a} = \frac{1}{(1-\beta)\eta} \left((1-(1-\alpha)\beta)\eta + \frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}} (1-\eta) \right), K_{T_{\text{ф}}} = \frac{\alpha\beta}{(1-\beta)}, K_{T_0} = \frac{(1-\eta)T_0}{(1-\beta)\eta\bar{T}_{\text{гл}}},$$

$$K_{\beta} = \frac{\beta(1-\alpha)}{(1-\beta)\eta}, K_{\eta} = \frac{T_0}{(1-\beta)\bar{T}_{\text{гл}}} - \frac{1-(1-\alpha)\beta}{(1-\beta)}. \quad (4)$$

Результаты оценки коэффициентов влияния по выражениям (4) для значений измеряемой радиояростной температуры, соответствующих отношению $T_0 / T_{\text{гл}} = 20$ и $T_0 / T_{\text{гл}} = 2$, при КПД антенно-фидерного тракта $\eta = 0.85$ и коэффициенте рассеяния антенны $\beta = 0.3$, приведены на рис. 1.

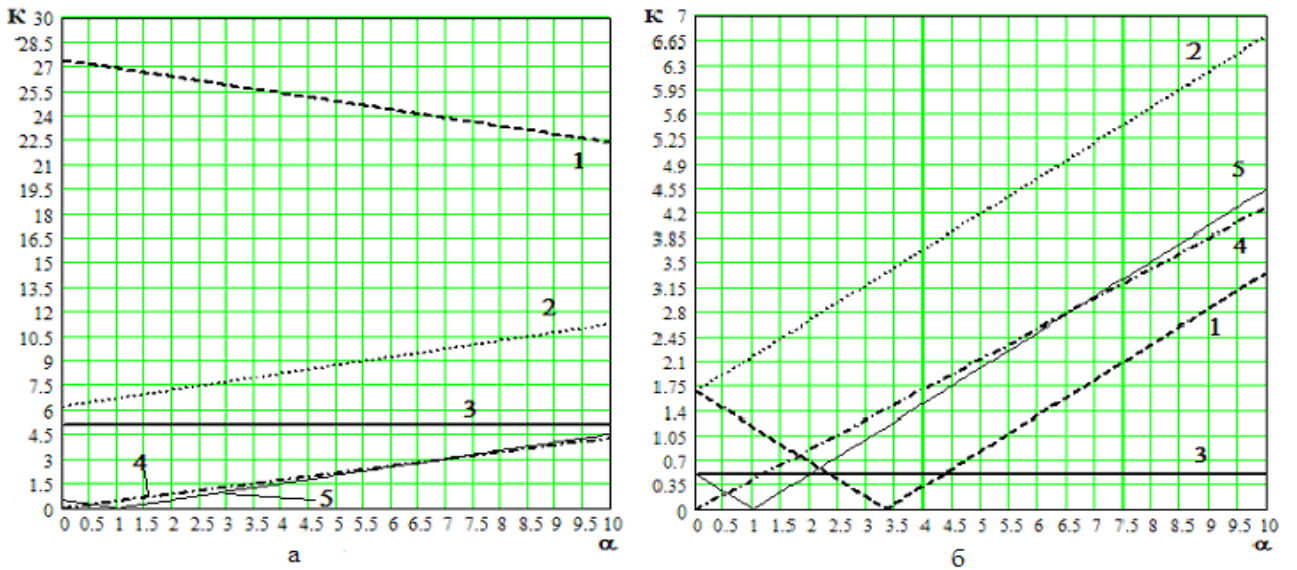


Рис. 1. Зависимость коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной среднеквадратической погрешности измерения радиояростной температуры от коэффициента неоднородности радиошумового излучения окружающего пространства α при:

а - $T_0 / T_{\text{гл}} = 20$; б - $T_0 / T_{\text{гл}} = 2$: 1 - K_{η} ; 2 - K_{T_a} ; 3 - K_{T_0} ; 4 - $K_{T_{\text{ф}}}$ и 5 - K_{β}

Принятый в расчетах диапазон значений коэффициента неоднородности радиошумового излучения окружающего пространства α от 0 до 10 можно разделить на следующие две характерные части: $\alpha \in [0; 1]$ - радиояростная температура фонового излучения в среднем меньше радиояростной температуры исследуемой области и $\alpha > 1$, если фоновый шум превышает уровень радиошумового излучения области зондирования.

Полученные зависимости коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной среднеквадратической погрешности измерения радиояростной

температуры показывают, что наибольший вклад в общую погрешность измерения $\bar{T}_{\text{гл}}$ дают погрешности оценки КПД антенно-фидерного тракта K_{η} и измерения, относительный вклад погрешностей $\delta_{T_{\phi}}$ и δ_{β} повышается с уменьшением отношения $T_0 / T_{\text{гл}}$ и с увеличением неоднородности фонового шума.

Известно, что существенное снижение погрешности измерения $\bar{T}_{\text{гл}}$ наблюдается при градуировке шкалы радиометра в величинах антенной температуры на выходе антенны при введении соответствующей внутренней и внешней калибровки. Тогда измеряемая радиояркая температура $\bar{T}_{\text{гл}}$ оценивается по выражению

$$\bar{T}_{\text{гл}} = \left[T_0 - (T_0 - T_{\text{як}}) L_s \frac{u_a - u_{0k}}{u_{\text{ак}} - u_{0k}} - \bar{T}_{\phi} \beta \right] \frac{1}{1 - \beta}, \quad (5)$$

где $T_{\text{як}}$ - радиояркая температура внешнего калиброванного источника радиотеплового излучения; L_s - параметр, характеризующий коэффициент усиления радиометра, определяемый по результатам внутренней и внешней калибровки; u_a - амплитуда выходного сигнала системы в режиме измерения; u_{0k} - амплитуда выходного сигнала системы при снятии модуляции в режиме калибровки; $u_{\text{ак}}$ - амплитуда выходного сигнала системы при внешней калибровке.

Общая среднеквадратическая погрешность таких измерений оценивается по формуле

$$\delta_{\bar{T}_{\text{гл}}}^2 \approx K_{T_{\text{як}}}^2 \delta_{T_{\text{як}}}^2 + K_{T_{\phi}}^2 \delta_{T_{\phi}}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_{\beta}^2 \delta_{\beta}^2 + K_T^2 \delta_T^2, \quad (6)$$

где $\delta_T = \sigma_T / T_{\text{ак}}$, σ_T - чувствительность радиометра; коэффициенты влияния погрешностей оценки параметров при неоднородности фонового шума ($\bar{T}_{\phi} = \alpha \bar{T}_{\text{гл}}$) равны

$$K_{T_0} = \frac{T_0}{(1 - \beta) \bar{T}_{\text{гл}}} \frac{\left(\frac{\bar{T}_{\text{гл}}}{T_0} - \frac{T_{\text{як}}}{T_0} \right) (1 - (1 - \alpha) \beta)}{1 - \frac{T_{\text{як}}}{T_0} (1 - (1 - \alpha) \beta)}, \quad K_{T_{\text{як}}} = \frac{\frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}} - (1 - (1 - \alpha) \beta)}{(1 - \beta) \left[\frac{T_0}{T_{\text{як}}} - (1 - (1 - \alpha) \beta) \right]},$$

$$K_T = \frac{\sqrt{2} \frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}} \left[\eta (1 - (1 - \alpha) \beta) + \frac{T_0}{T_{\text{як}}} (1 - \eta) \right] \left[1 - \frac{\bar{T}_{\text{гл}}}{T_0} (1 - \eta) \right]}{(1 - \beta) T_0 / T_{\text{як}}} \times$$

$$\times \left\{ 2 + \frac{\frac{T_0}{T_{\text{як}}} \left[\eta (1 - (1 - \alpha) \beta) + \frac{T_0}{T_{\text{як}}} (1 - \eta) \right]}{\left(\frac{T_0}{T_{\text{як}}} \eta - \eta (1 - (1 - \alpha) \beta) \right)^2} + \frac{\frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}} \left[\eta (1 - (1 - \alpha) \beta) + \frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}} (1 - \eta) \right]}{\left(\frac{T_0}{\bar{T}_{\text{гл}}} \eta - \eta (1 - (1 - \alpha) \beta) \right)^2} \right\}. \quad (7)$$

Результаты оценки коэффициентов влияния по выражениям (7) для двух значений измеряемой радиояркой температуры, соответствующих отношению $T_0 / T_{\text{гл}} = 20$ и 2 при КПД антенно-фидерного тракта $\eta = 0.85$ и коэффициенте рассеяния антенны $\beta = 0.3$, приведены на рис. 2.

Полученные зависимости коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной среднеквадратической погрешности измерения радиояркой температуры позволяют сделать следующие выводы:

- определяющее значение для погрешности измерения радиояркой температуры имеет величина чувствительности радиометра и соответственно коэффициент K_T , его величина как минимум на порядок превышает коэффициенты влияния погрешности оценки остальных пара-

метров при зондировании высокотемпературных и низкотемпературных областей окружающего пространства;

- для проведения окончательного анализа влияния составляющих погрешностей измерения радиояростной температуры необходимо учесть реально достижимую величину каждой относительной среднеквадратической погрешности в выражении (6).

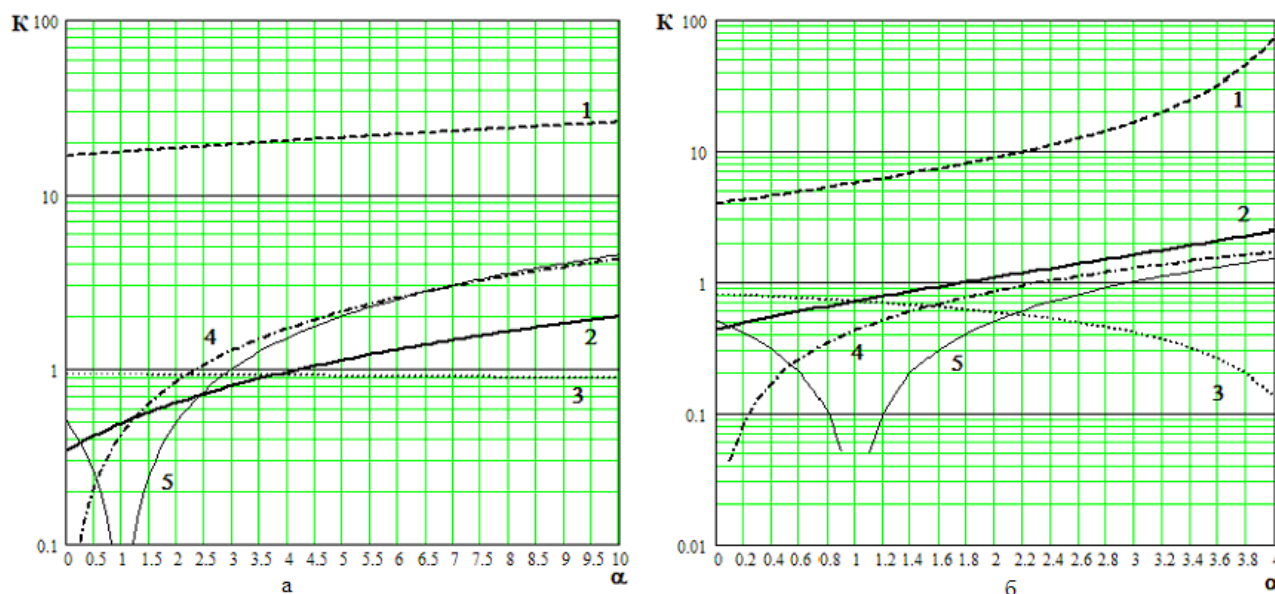


Рис. 2. Зависимость коэффициентов влияния погрешностей оценки параметров на величину общей относительной среднеквадратической погрешности измерения радиояростной температуры от коэффициента неоднородности радиошумового излучения окружающего пространства α :
а - при $T_0/T_{\text{гл}} = 20$; б - $T_0/T_{\text{гл}} = 2:1$ - 1 - K_T ; 2 - K_{T_0} ; 3 - $K_{T_{\text{к}}}$; 4 - $K_{T_{\text{ф}}}$ и 5 - K_{β}

Известно, что относительные среднеквадратические погрешности измерения параметров радиотеплолокационной системы равны $\delta_{T_{\text{ф}}} = 0.1$, $\delta_{T_{\text{як}}} = 0.1$, $\delta_{T_0} = 0.01$, $\delta_{\beta} = 0.1$ [2]. Для сравнительной оценки величины составляющих относительной погрешности $\delta_{T_{\text{гл}}}$ чувствительность радиометра примем равной $\sigma_T = 1\text{К}$, 0.1К и 0.01К , что определяет среднеквадратическую погрешность измерения $\delta_T = \sigma_T/T_{\text{ак}}$. Если принять в качестве наименьшего значения $T_{\text{ак}} = 10\text{К}$, то соответствующие величины окажутся равными $\delta_T = 0.1$, 0.01 и 0.001 .

На рис. 3 приведены зависимости среднеквадратической погрешности измерения $\bar{T}_{\text{гл}}$ и отдельных ее составляющих для различных условий измерения.

Анализ приведенных на рис. 3 зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

- относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиотеплолокационной системой $\delta_{T_{\text{гл}}}$ увеличивается с ростом коэффициента неоднородности фонового шума α , в среднем увеличение коэффициента неоднородности α на 10% приводит к возрастанию погрешности $\delta_{T_{\text{гл}}}$ на 1%;

- анализ относительного вклада в общую погрешность измерения $\delta_{T_{\text{гл}}}$ погрешностей оценки параметров радиотеплолокационной системы и характеристик фонового шума показал, что при увеличении чувствительности радиометра перераспределяется относительный вклад указанных погрешностей, так при высокой чувствительности основные составляющие погрешности $\delta_{T_{\text{гл}}}$ обусловлены неточностью оценки фонового шума $\delta_{T_{\text{ф}}}$ и коэффициента рассеяния антенны δ_{β} ;

- относительный вклад погрешности оценки фонового шума δ_{T_ϕ} в общую погрешность измерения радиояростной температуры $\delta_{T_{гд}}$ тем существеннее, чем больше радиояростная температура области исследования при одних и тех же значениях чувствительности радиометра.

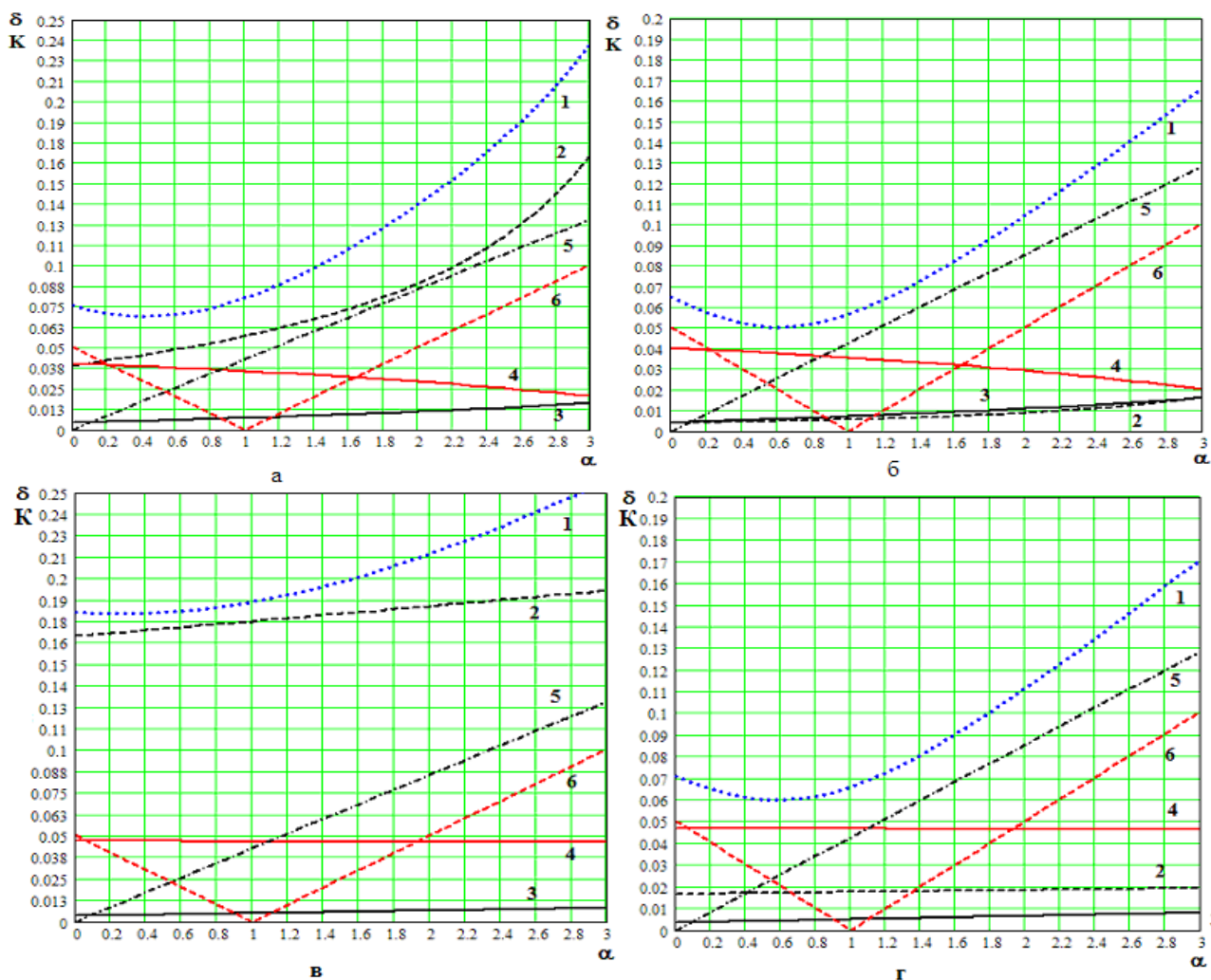


Рис. 3. Зависимость относительной среднеквадратической погрешности измерений $\bar{\delta}_{T_{гд}}$ и ее составляющих от коэффициента неоднородности фонового шума α при $T_0/T_{гд} = 2$, $T_0/T_{як} = 3$ и чувствительности радиометра 1K (а) и 0.1K (б), при $T_0/T_{гд} = 20$, $T_0/T_{як} = 30$ и чувствительности радиометра 0.1 K (в) и 0.01K (г): 1 – $\delta_{T_{гд}}$; 2 – $K_T \delta_T$; 3 – $K_{T_0} \delta_{T_0}$; 4 – $K_{T_{ак}} \delta_{T_{ак}}$; 5 – $K_{T_\phi} \delta_{T_\phi}$; 6 – $K_\beta \delta_\beta$

Анализ приведенных на рис. 3 зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

- относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиотеплолокационной системой $\delta_{T_{гд}}$ увеличивается с ростом коэффициента неоднородности фонового шума α , в среднем увеличение коэффициента неоднородности α на 10% приводит к возрастанию погрешности $\delta_{T_{гд}}$ на 1%;

- анализ относительного вклада в общую погрешность измерения $\delta_{T_{гд}}$ погрешностей оценки параметров радиотеплолокационной системы и характеристик фонового шума показал, что при увеличении чувствительности радиометра перераспределяется относительный вклад указанных погрешностей, так при высокой чувствительности основные составляющие погрешности $\delta_{T_{гд}}$

обусловлены неточностью оценки фонового шума $\delta_{T_{\phi}}$ и коэффициента рассеяния антенны δ_{β} ;

- относительный вклад погрешности оценки фонового шума $\delta_{T_{\phi}}$ в общую погрешность измерения радиояркостной температуры $\delta_{T_{\text{гл}}}$ тем существеннее, чем больше радиояркостная температура области исследования при одних и тех же значениях чувствительности радиометра.

Заключение

В условиях современных тенденций значительного повышения чувствительности радиотеплолокационной аппаратуры неоднородность фонового шума оказывается основным сдерживающим фактором повышения точности абсолютных измерений радиояркостной температуры, чем определяется перспективность направления разработки радиотеплолокационных систем, обеспечивающих компенсацию влияния фонового шума на результаты измерений [4, 5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко В.Д., Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. - Л.: Гидрометеиздат, 1987.
2. Котляр И.Б., Хапин Ю.Б. Анализ погрешностей абсолютных измерений излучения в микроволновом диапазоне. В кн.: Радиофизические методы исследования природной среды. - Л.: Гидрометеиздат, 1986. - Вып. 26. - С. 79-85.
3. Рабинович Ю.А., Щукин Г.Г., Волков В.Г. О возможных погрешностях абсолютных измерений радиоизлучения. - Труды ГГО. - 1968. - Вып. 222. - С. 138-148.
4. Фалин В.В., Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ермаков Р.Л., Шашкова Е.А. Построение адаптивных радиометрических систем дистанционного зондирования // Труды НИЦ ДЗА (филиал ГГО). - 2001. - Вып. 3 (549). - С. 222 - 238.
5. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н. Радиометрическая система с дополнительным каналом формирования сигнала компенсации // Труды ГГО. - 2010. - Вып. 562. - С. 243 - 257.

ERROR OF ABSOLUTE RADIO HEATLOCATIONAL MEASUREMENTS IN CASE OF THE NON-UNIFORM AMBIENT NOISE

Fedosееva E.V., Schukin G.G.

In article the valuation method of an error of absolute radio heatlocational measurements is considered in case of carrying out measurements in the conditions of the non-uniform ambient noise of environmental space.

Key words: absolute radio heatlocational measurements, the non-uniform ambient noise, the relative error of measurement.

Сведения об авторах

Федосеева Елена Валерьевна, окончила Муромский филиал ВПИ (1984), кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Муромского института (филиала) Владимирского государственного университета, автор более 80 научных работ, область научных интересов – радиотеплолокационные системы, антенные измерения, техника СВЧ.

Щукин Георгий Георгиевич, 1938 г.р., окончил ЛИТМО (1961), заслуженный деятель науки Российской Федерации и Кабардино-Балкарской Республики, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского, автор более 400 научных работ, область научных интересов – радиометеорология, распространение радиоволн, дистанционное зондирование.

УДК 621.396.96

СИНТЕЗ ДИСКРЕТНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ ОТОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ КОДИРОВАНИЯ ДВОИЧНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Б.И. ШАХТАРИН, С.В. МИТИН

Рассматривается метод кодирования двоичной последовательности с использованием дискретных хаотических отображений. Проводится синтез хаотического отображения с заданной функцией плотности вероятности, приводятся графики отображений и функций, при помощи которых производится кодирование двоичной последовательности.

Ключевые слова: кодирование, хаос, хаотическая система связи.

При разработке алгоритмов кодирования, основанных на дискретных хаотических отображениях, одной из основных задач является исследование взаимосвязи между плотностью распределения вероятности (ПРВ) полученных данных и значением отображения. Знание ПРВ помогает в оценке производительности возможных систем. Сложность состоит в практической разработке алгоритма кодирования, такого, чтобы получить реальную модель передатчика. Одной из возможностей является использование алгоритма кодирования, основанного на отображении сдвига Бернулли, и распространение его на целый класс дискретных хаотических отображений. Разработка отображения требует некоторых ограничений, касающихся формы ПРВ и характеристик окончательного отображения, сопряженного отображению сдвига Бернулли.

Для кодирования информационной двоичной последовательности $\{b_n\}$, где $b_n \in \{0,1\}$, $n = 1 \dots N$ будем использовать широко известный метод, основанный на эффекте усечения [1-5].

Последовательность $\{b_n\}$ двоичная, независимая и равновероятная $p_0 = p_1 = 1/2$. Интересующие отображения ограничены интервалом $[0,1]$ и представляют собой отображение сдвига Бернулли

$$x_{n+1} = f(x_n) = \begin{cases} 2x_n, & \text{если } x_n < 0,5, \\ 2x_n - 1, & \text{если } x_n \geq 0,5, \end{cases} \text{ и модифицированное логистическое отображение}$$

$$x_{n+1} = f(x_n) = \begin{cases} 4x_n(1-x_n), & \text{если } x_n < 0,5; \\ 1-4x_n(1-x_n), & \text{если } x_n \geq 0,5. \end{cases}$$

Воспользуемся следующим свойством отображения сдвига Бернулли и сопряженных ему [4]:

если задать состояние системы как $r = \sum_{n=1}^N b_n 2^{-n}$ и взять $x_0 = r$ в качестве начального значения

хаотической последовательности, то двоичная последовательность кодируется в хаотическую последовательность, генерируемую x_0 , значения которой определяются как

$$x_n = f(x_{n-1}) = f^n(x_0) = \sum_{m=n+1}^N b_m 2^{-m+n}, \text{ где } f^n(x) \text{ — результат применения отображения } n \text{ раз.}$$

Информация из полученной последовательности может быть восстановлена в соответствии с выражением

$$b_n = [x_n + 0,5], \quad (1)$$

где $[x]$ — максимальное целое, меньшее x .

Функция $x_0 = g(r)$, если она существует для определенного отображения, делает возможной передачу информации хаотической последовательностью, сгенерированной этим отображением, восстановление которой осуществляется в соответствии с формулой (1).

В реальной системе, где длина N сообщения может достигать тысяч бит, рассмотренный процесс кодирования не имеет практического применения, поскольку он подразумевает практически бесконечную точность вычислений. В этом случае, данный метод можно применять для кодирования блоками из $D \ll N$ бит за один раз. Если задать усеченную символьную последовательность как r'_n , тогда соответствующее усеченное значение x'_n для отображения сдвига Бернулли

$$r'_n = \sum_{m=n}^{n+D-1} b_m 2^{-m+n-1}, \quad x'_n = g(r'_n), \quad (2)$$

где $g(r)$ определяется аналогично отображению сдвига Бернулли, для которого этот способ был впервые разработан [1-5].

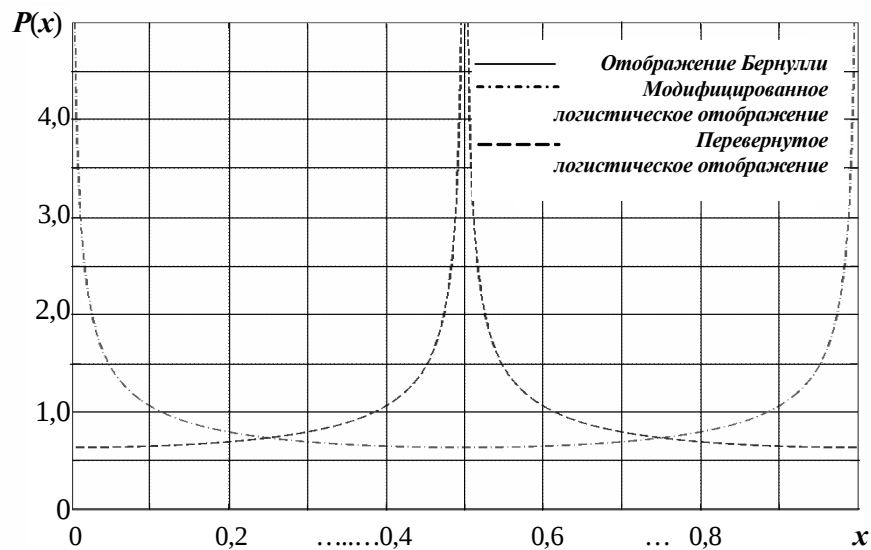


Рис. 1. Функции плотности вероятности для отображений Бернулли, модифицированного логистического и перевернутого логистического

Рассмотрим процесс синтеза отображения, плотность вероятности которого имеет форму, как у модифицированного логистического отображения с максимумом в точке $1/2$

$$p(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{(x+1/2)(1/2-x)}}, \quad x \in [0, 1/2), \quad p(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{(x-1/2)(3/2-x)}}, \quad x \in (1/2, 1] \quad (3)$$

Это отображение также является сопряженным отображению сдвига Бернулли. Будем называть его перевернутым логистическим отображением (ПЛО). Плотности вероятности всех трех отображений показаны на рис. 1.

Функцию $g(r)$ получим из функции распределения отображения, используя соотношение $g(r) = F^{-1}(r)$. В случае отображения, сопряженного отображению сдвига Бернулли, если начальное состояние для отображения Бернулли $x_0^B = r$, а начальное состояние для сопряженного отображения $x_0^C = g(r)$, то все члены хаотических последовательностей связаны как $f_C^n(x_0^C) = f_C^n[g(r)] = g[f_B^n(r)] = g[f_B^n(x_0^B)]$, где $f_C^n(x)$ — n -я итерация сопряженного отображения, $f_B^n(x)$ — n -я итерация отображения сдвига Бернулли. Последнее выражение является прямым следствием определения сопряженных отображений f_1 и f_2 , $f_1(x) = \phi\{f_2[\phi^{-1}(x)]\}$, где $\phi(x)$ — функция, отображающая интервал $[0,1]$ в себя. Усеченный процесс кодирования (2) использует это свойство. Так как $g(r) = F^{-1}(r)$ и функция плотности вероятности симметрична относительно точ-

ки 0,5, функция $g(r)$ обладает свойствами $g(0)=0$, $g(0,5)=0,5$, $g(1)=1$, $g([0;0,5])=[0;0,5]$, $g([0,5;1])=[0,5;1]$, а также является монотонно возрастающей функцией.

Производя математические преобразования, можно получить $F(x)$, $g(r)$ и непосредственно отображение для функции плотности вероятности (3):

$$F(x) = \begin{cases} 1/2 - 2/\pi \cdot a \cos(\sqrt{x+1/2}), & \text{если } x \leq 1/2, \\ 3/2 - 2/\pi \cdot a \cos(\sqrt{x-1/2}), & \text{если } x > 1/2, \end{cases} \quad g(r) = \begin{cases} \cos^2[\pi/2 \cdot (1/2-r)] - 1/2, & \text{если } x \leq 1/2, \\ \cos^2[\pi/2 \cdot (3/2-r)] + 1/2, & \text{если } x > 1/2, \end{cases}$$

$$f(x_n) = \begin{cases} 4x_n\sqrt{1/4-x_n^2}, & \text{если } 0 \leq x_n < (2\sqrt{2})^{-1}, \\ 1-4x_n\sqrt{1/4-x_n^2}, & \text{если } (2\sqrt{2})^{-1} \leq x_n < 1/2, \\ 4(1-x_n)\sqrt{1/4-(1-x_n)^2}, & \text{если } 1/2 \leq x_n < 1-(2\sqrt{2})^{-1}, \\ 1-4(1-x_n)\sqrt{1/4-(1-x_n)^2}, & \text{если } 1-(2\sqrt{2})^{-1} \leq x_n \leq 1. \end{cases} \quad (4)$$

Функции $g(r)$ для трех отображений приведены на рис. 2. Отображение ПЛО (4) показано на рис. 3.

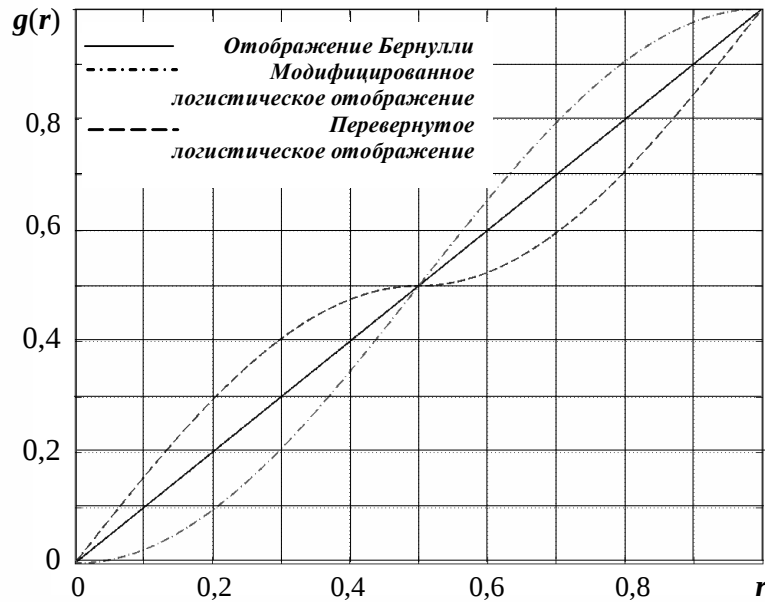


Рис. 2. Функции для отображений Бернулли, модифицированного логистического и перевернутого логистического

Можно использовать эти три отображения для кодирования двоичной последовательности, применяя формулу (2). Результирующая усеченная последовательность x'_n близка к оригинальной последовательности x_n , когда число бит D достаточно велико, и этот процесс эквивалентен добавлению шума $x'_n = x_n + \eta_n$. Закодированная последовательность передается по каналу связи, где к ней добавляется шум, а затем принимается и декодируется на принимающей стороне.

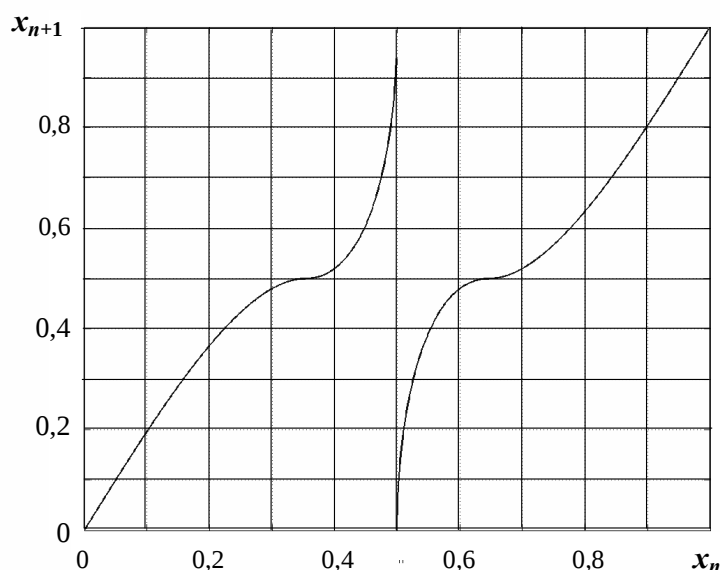


Рис. 3. Перевернутое логистическое отображение

Необходимо отметить, что для процесса кодирования требуется только функция $g(r)$, но для процесса декодирования потребуется и само отображение $f(x)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kozic S., Schimming T. Coded Modulation Based on Higher Dimensional Chaotic Maps, ISCAS2005, IEEE International Symposium, Kobe, Japan, 2005, pp. 888-892.
2. Baptista M., Lopez L. Information transfer in chaos-based communication. Physical Review E - Statistical, Nonlinear and Soft Matter Physics, vol 65, no. 5, pp. 0552011-0552014.
3. Kozic S., Oshima K., Schimming T. Nonlinear Dynamics of Electronic Systems 2003, NDES2003, IEEE International Workshop, Scuol, Switzerland, 2003, pp.141-144.
4. Chen B., Wornell G.W. Analog Error-Correcting Codes Based on Chaotic Dynamical Systems, IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 881-890, July, 1998.
5. Kozic S., Oshima K., Schimming T. How to repair CSK using small perturbation control - Case study and performance analysis. ECCTD-2003, European Conference, Krakow, Poland, 2003, pp. 249-252.

SYNTHESIS OF DISCRETE CHAOTIC MAPS FOR THE ENCODING OF BINARY SEQUENCES

Shakhtarin B.I., Mitin S.V.

The method of encoding binary sequence using of discrete chaotic maps is considered. Synthesis of chaotic map with a given probability density function is carried out, the graph and functions with which encoding binary sequence is made are provided.

Key words: encoding, chaotic maps, chaotic communication.

Сведения об авторах

Шахтарин Борис Ильич, 1933 г.р., окончил Ленинградскую Военно-воздушную инженерную академию им. А.Ф. Можайского (1958) и ЛГУ (1968), заслуженный деятель науки и техники РФ, лауреат государственной премии, доктор технических наук, профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 200 научных работ, область научных интересов – анализ и синтез систем обработки сигналов, фазовые системы синхронизации.

Митин Сергей Владимирович, 1975 г.р., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана (1998), доцент кафедры физики Академии ФСО России, автор 4 научных работ, область научных интересов - хаотическая динамика, системы связи на основе хаотических систем.

УДК 537.86

СИНТЕЗ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ, ОПТИМАЛЬНОЙ ДЛЯ ПРИЕМА 2-ФМ МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ (BPSK)

Ю.А. СИДОРКИНА, А.М. БАЛЫКИНА

Статья представлена доктором технических наук Шахтариным Б.И.

В статье проводится синтез оптимальных демодуляторов BPSK и QPSK. В качестве критерия оптимальности используется критерий максимума апостериорной вероятности сообщения. В постановку задачи входит уравнение наблюдения и априорное уравнение сообщения. При синтезе оптимальных приемников решаются два нелинейных дифференциальных уравнения: 1) ДУ относительно оцениваемых параметров; 2) ДУ относительно дисперсии ошибки. Синтез нелинейной фильтрации завершается структурной схемой нелинейного оптимального приемника.

Ключевые слова: фазовая автоподстройка, оптимальные демодуляторы, 2-ФМ демодуляция.

Введение

Уравнение наблюдения задается в виде [1]

$$x(t) = s(t, \varphi) + n(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] + n(t), \quad (1)$$

где $s(t, \varphi)$ - сигнал; $n(t)$ - белый гауссовский шум (ГБШ); A_0, ω_0 - постоянные параметры.

ГБШ $n(t)$ имеет нулевое среднее значение и корреляционную функцию (КФ) $R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$,

где N_0 - односторонний энергетический спектр (ЭС).

Фильтруемый параметр $\varphi(t)$ является марковским случайным процессом, апостериорная плотность распределения вероятности (АПРВ) $W(\varphi, t)$ этого случайного процесса описывается уравнением в частных производных. Это уравнение называется уравнением Стратоновича [1]

$$\frac{\partial W(\varphi, t)}{\partial t} = L_a(\varphi)W(\varphi, t) + [F(\varphi, t) - \overline{F(\varphi, t)}]W(\varphi, t), \quad (2)$$

где $L_a(\varphi)$ - оператор уравнения Фолкнера – Планка – Колмогорова (ФПК).

$$L_a(\varphi) = -\frac{\partial}{\partial \varphi} [K_1(\varphi, t)W(\varphi, t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} [K_2(\varphi, t)W(\varphi, t)],$$

где K_1 - коэффициент сноса; K_2 - коэффициент диффузии; $F(\varphi, t)$ - функция Стратоновича, имеющая в данном случае вид

$$F(\varphi, t) = \frac{2}{N_0} x(t) s(t, \varphi). \quad (3)$$

$\overline{F(\varphi, t)}$ - среднее значение этой функции $\overline{F(\varphi, t)} = \int_{\varphi} F(\varphi, t) W(\varphi, t) d\varphi$.

Уравнение (2) позволяет описать изменение во времени АПРВ $W(\varphi, t)$ фильтруемого параметра $\varphi(t)$ сигнала $s(t, \varphi)$.

Априорное ДУ (уравнение формирующего фильтра (ФФ)) имеет вид

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = -\alpha \varphi(t) + n_{\varphi}(t), \quad (4)$$

где $\alpha = \text{const}$, а случайный процесс $n_\varphi(t)$ - БГШ с нулевым средним значением и КФ в виде

$$R_{n_\varphi}(\tau) = \frac{N_\varphi}{2} \delta(\tau),$$

где N_φ - односторонний ЭС.

В этом случае коэффициенты сноса и диффузии имеют вид

$$K_1(\varphi, t) = -\varphi, \quad K_2(\varphi, t) = \frac{N_\varphi}{2}. \quad (5)$$

ДУ (4) соответствует ФФ в виде апериодического звена, на вход которого подается ГБШ $n_\varphi(t)$.

Что касается аппроксимации АПРВ, то обычно используют [1] гауссовскую аппроксимацию

$$W(\varphi, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\varphi - \varphi_0)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (6)$$

где $\varphi_0 = \varphi_0(t)$ и $\sigma^2 = \sigma^2(t)$ - среднее значение и дисперсия фильтруемого параметра.

Таким образом, система ДУ для оценки $\varphi_0 = \hat{\varphi}$ и её дисперсии σ^2 имеет вид

$$\frac{d\hat{\varphi}}{dt} = -\hat{\varphi} - \sigma^2 \frac{2A_0}{N_0} x(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}), \quad \frac{d\sigma^2}{dt} = \frac{N_\varphi}{2} - 2\alpha\sigma^2 - \sigma^4 \frac{2A_0}{N_0} x(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}). \quad (7)$$

Синтез системы ФАП оптимальной для приема 2-ФМ манипулированного сигнала (BPSK)

Функция Стратоновича [2] при входном воздействии

$$x(t) = s(t, \varphi, \alpha) + n(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \alpha\pi] + n(t), \quad (8)$$

где α принимает значение 0 или 1, имеет вид $F_1(t, \varphi) = \frac{2A_0}{N_0} x(t) \cos[\omega_0 t + \varphi] = -F_2(t, \varphi)$.

Таким образом, сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ определяются равенствами

$$s_1(t, \varphi) = -s_2(t, \varphi) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)].$$

В этом случае $F_1' + F_2' = 0$; $F_1'' + F_2'' = 0$; $F_1 - F_2 = 2F_1 = \frac{4A_0}{N_0} x(t) \cos[\omega_0 t + \hat{\varphi}]$;

$$F_1' - F_2' = 2F_1' = \frac{-4A_0}{N_0} x(t) \sin[\omega_0 t + \hat{\varphi}]; \quad F_1'' - F_2'' = 2F_1'' = \frac{-4A_0}{N_0} x(t) \sin[\omega_0 t + \hat{\varphi}] = -2F_1.$$

Уравнения (7) принимают вид $\frac{d\hat{\varphi}}{dt} + \frac{2A_0}{N_0} \sigma_{\hat{\varphi}}^2 z x(t) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}) = 0$;

$$\frac{d\sigma_{\hat{\varphi}}^2}{dt} = \frac{N_\varphi}{2} - \sigma_{\hat{\varphi}}^4 z \frac{2A_0}{N_0} x(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) = \frac{N_\varphi}{2} - \sigma_{\hat{\varphi}}^4 z F_1(t, \hat{\varphi}),$$

$$\frac{dz}{dt} = -z + \left(1 - z^2\right) \left(1 - \frac{1}{2} \sigma_{\hat{\varphi}}^2\right) \frac{2A_0}{N_0} \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) = -z + \left(1 - z^2\right) \left(1 - \frac{1}{2} \sigma_{\hat{\varphi}}^2\right) F_1(t, \hat{\varphi}), \quad (9)$$

при этом $1 - z^2 \geq 0$.

Заметим, что при $z = \text{th} \left[\int_{t_k}^t F_1(t, \hat{\phi}) d\hat{\phi} \right]$ структурная схема алгоритма (рис. 1) практически

совпадает со схемой приемника, оптимального по критерию максимума апостериорной вероятности (МАВ), и при $\text{th } x \approx x$ (при слабых сигналах) вырождается в схему Костаса [2].

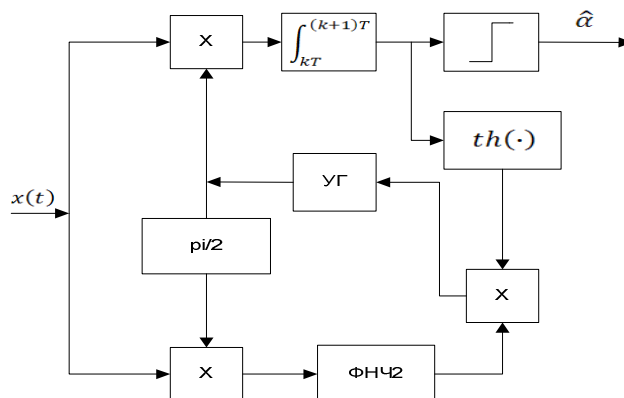


Рис. 1

Найдем стационарное значение дисперсии оценки в виде $\sigma_{\hat{\phi}}^2 = \sqrt{N_{\phi} / (2\bar{z}\bar{F}_1)}$, где $\bar{z}$ - стационарное решение третьего уравнения (9). При $x(t) \approx A_0 \cos[\omega_0 t + \phi(t) + \alpha\pi]$, пренебрегая второй гармоникой, получим

$$\bar{F}_1 \approx \frac{2A_0^2}{N_0} x(t) \cos[\omega_0 t + \phi + \alpha\pi] \cos[\omega_0 t + \hat{\phi}] \cong \frac{A_0^2}{N_0} \cos[\phi - \hat{\phi}] \cos[\alpha\pi].$$

Полагая $\alpha = 0$, а синхронизацию совершенной, когда $\phi - \hat{\phi} \approx 0$, получим $\bar{F}_1 \approx \frac{A_0^2}{N_0}$. Тогда

значение дисперсии $\sigma_{\hat{\phi}}^2 = \sqrt{N_0 N_{\phi} / (2A_0^2 z)}$.

Полагая $C = (1 - 0,5\sigma_{\hat{\phi}}^2)$, $\bar{F}_1 = (A_0^2 / N_0) (1 - 0,5\sigma_{\hat{\phi}}^2) = q(1 - 0,5\sigma_{\hat{\phi}}^2)$, находим стационарное

значение $\bar{z}$ из квадратного уравнения $\bar{z}^2 + \frac{1}{C}\bar{z} - 1 = 0$.

При ОСШ $q \rightarrow \infty$ находим $\bar{z} = \pm 1$, также $z = \text{th}(\pm q)$ при $q > 2$.

Структурная схема приемника сигналов фазовой телеграфии (2-ФМ) принимает вид (рис. 2), где Φ_z - формирователь величины z ; ФД - фазовый детектор; СД - синхронный детектор; ФАП - фазовая автоподстройка частоты, $a_1 = (2A_0 / N_0) \sigma_{\hat{\phi}}^2$.

Как следует из рис. 2, схема приемника характеризуется обратной связью по решению: на ФАП подается решающая функция $z = z(t)$. Схема рис. 2 также называется **схемой Костаса** [2; 3]. При большом ОСШ по (9) в стационарном режиме находим

$$\bar{z} \cong b_0 \bar{F}_1 = \frac{A_0^2}{N_0} b_0 \cos[\alpha\pi] = b_1 \cos[\phi - \hat{\phi}] \cos[\alpha\pi].$$

На входе первого умножителя в верхней ветви рис. 2 получим

$$x(t) \sin[\omega_0 t + \hat{\phi}] \approx A_0 \cos[\omega_0 t + \phi(t) + \alpha\pi] \sin[\omega_0 t + \hat{\phi}].$$

Пренебрегая второй гармоникой, находим

$$x(t) \sin[\omega_0 t + \hat{\varphi}] \approx \frac{A_0}{2} \sin[\varphi - \hat{\varphi}] \cos[\alpha\pi].$$

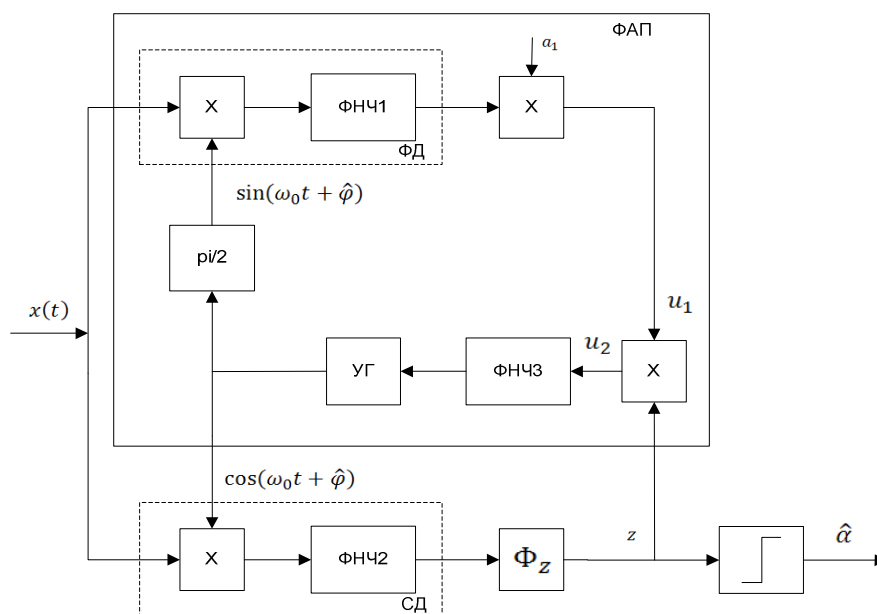


Рис. 2

После второго умножителя (на a_1) в верхней ветви напряжение u_1 принимает вид

$$u_1 = \frac{A_0}{2} a_1 \sin[\varphi - \hat{\varphi}] \cos[\alpha\pi] = b_2 \sin[\varphi - \hat{\varphi}] \cos[\alpha\pi].$$

Таким образом, на выходе правого умножителя находим напряжение

$$u_2 = u_1 \bar{z} = (b_1 b_2 / 2) \sin[2[\varphi - \hat{\varphi}] \cos^2[\alpha\pi]].$$

Следовательно, на входе УГ формируется напряжение со снятой манипуляцией. В то же время на выходе нижней ветви при $\varphi - \hat{\varphi} \approx 0$ (при совершенной синхронизации) формируется информационное сообщение $\bar{z} = b_1 \cos[\alpha\pi]$; $\alpha = 0 \vee 1$.

С помощью системы MATLAB Simulink было проведено имитационное моделирование приемника 2ФМ сигнала, структурная схема которого представлена на рис. 2.

Таблица

q , дБ	0	-10	-30	-50
ПФНЧ/ПФЛ	1:1	9:10	2:10	4:100
μ	-0,001723	-0,00433	0,03259	0,03815
σ^2	0,0006562	0,0007173	0,001173	0,00315

Было показано, что с расширением полосы фильтра системы ФАП наблюдается уменьшение динамической ошибки слежения при увеличении флуктуационной ошибки. В таблице приведены математические ожидания и дисперсии плотности распределения ошибок слежения при разных отношениях сигнал шум.

Выводы

Был произведен синтез оптимальных приемников фазоманипулированных сигналов на основе систем фазовой синхронизации с использованием методов нелинейной оптимальной фильтрации, проведено их имитационное моделирование.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. - 2-е изд. - М.: Радио и связь, Горячая линия - Телеком, 2004.
2. Шахтарин Б.И. Фильтры Винера и Калмана. - М.: Гелиос АРВ, 2008.
3. Фоменко А.Ю., Шахтарин Б.И. Синтез и моделирование схемы Костаса // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. - 2012. - № 2.

PHASE LOCKED LOOP (PLL) SYSTEM'S SYNTHESIS BEST TO RECEIVE BPSK

Sydorkina Ju.A., Balycina A.M.

The synthesis of the optimal demodulators BPSK and QPSK was done. As the criterion of optimality the maximum of a posteriori probability was used. The problem statement is including the equation of observation and the equation a priori. By the synthesis of optimal receivers solved two of nonlinear differential equations (DE): 1) DE about the parameter's estimate; 2) DE about the dispersion's error. Synthesis of nonlinear filter is ended by the structural scheme of a nonlinear optimal receiver.

Key words: phase lock loops, optimal demodulators, BPSK demodulation.

Сведения об авторах

Сидоркина Юлия Анатольевна, окончила МГТУ им. Н.Э. Баумана (1984), кандидат технических наук, доцент кафедры СМ-5 «Автономные информационные и управляющие системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 30 научных работ, область научных интересов – статистический анализ и синтез цифровых систем.

Балыкина Анна Михайловна, окончила РОСНОУ (2005), ассистент кафедры информационных технологий естественно – научных дисциплин Российского Нового университета (РОСНОУ), автор 2 научных работ, область научных интересов – новые методы математического моделирования сигналов, процессов, устройств и систем связи.

УДК 551.501

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НЕТОЧНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ФОНОВОГО ШУМА НА ПОГРЕШНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Е.В. ФЕДОСЕЕВА, Г.Г. ЩУКИН

В статье приведена оценка влияния неточности компенсации фонового шума на величину погрешности относительных радиотеплолокационных измерений радиояркого контраста.

Ключевые слова: относительные радиотеплолокационные измерения, радиояркий контраст, компенсация фонового шума.

Введение

В относительном методе измерения осуществляется прием радишумового излучения с двух направлений – на исследуемую область пространства и на опорную область с последующим формированием разностного сигнала, величина которого пропорциональна радиояркому контрасту исследуемой области. В первом приближении считается, что фоновое излучение, принимаемое антенной через область рассеяния ДН с двух направлений, создает одинаковое приращение выходного сигнала радиометра и компенсируется при выполнении разностных измерений. Данная предпосылка правомерна, если фоновое излучение пространства окружающего область исследования достаточно однородно и для дополнительного углового направления на опорную область не происходит значительного перераспределения ДН и областей окружающего пространства с сильно различающимся уровнем радишумового излучения. При нарушении указанных условий сигнал, формируемый при направлении на опорную область, отличается от величины прироста основного выходного сигнала радиометра, что приводит к неполной компенсации фонового шума.

В данной статье рассмотрен вопрос оценки погрешности измерений радиояркого контраста при неполной компенсации фонового шума.

Погрешность относительных измерений радиояркого контраста при неполной компенсации фонового шума

Радиояркий контраст $\Delta T_{\text{я}}$ оценивается по величине разностной антенной температуры [1; 2]

$$\Delta T_{\text{я}} = \Delta T_{\text{я}}(1 - \beta)\eta + \Delta T_{\text{ф}}\beta\eta, \quad (1)$$

где $\Delta T_{\text{ф}}$ – погрешность компенсации фонового шума при разностных измерениях; β – коэффициент рассеяния антенны; $\eta_{\text{а}}$ – КПД антенны.

При выполнении измерений радиояркого контраста системой с градуировкой шкалы радиометра в антенных температурах [2] и проведении внутренней и внешней калибровки системы радиояркий контраст определяется выражением

$$\Delta T_{\text{я}} = \frac{1}{1 - \beta}(T_0 - T_{\text{як}})L_{\text{с}} \frac{\Delta u_{\text{а}}}{u_{\text{ак}} - u_{\text{ок}}} + \frac{\beta}{1 - \beta}\Delta T_{\text{ф}}, \quad (2)$$

где T_0 – термодинамическая температура; $T_{\text{як}}$ – радиояркая температура зенита; $u_{\text{ак}}$, $u_{\text{ок}}$ – амплитуда выходного сигнала радиометра в режиме внешней и внутренней калибровки; $L_{\text{с}}$ – величина, характеризующая временной дрейф коэффициента усиления радиометра; $\Delta u_{\text{а}} = u_{\text{а}} - u_{\text{аоп}}$ – приращение выходного сигнала радиометра при направлении на область исследования по сравнению с опорной областью.

Относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиояростного контраста при условии наличия погрешности компенсации фонового шума определяется формулой

$$\delta_{\Delta T_{я}}^2 = K_{\beta}^2 \delta_{\beta}^2 + K_{\Delta T_{\phi}}^2 \delta_{\Delta T_{\phi}}^2 + K_{T_0}^2 \delta_{T_0}^2 + K_{T_{як}}^2 \delta_{T_{як}}^2 + K_T^2 \delta_T^2, \quad (3)$$

где $\delta_{\Delta T_{\phi}}$ - относительная погрешность измерения, вызванная неточностью компенсации фонового шума, равная $\delta_{\Delta T_{\phi}} = \Delta T_{\phi} / \Delta T_{я}$; коэффициенты влияния погрешностей оценки соответствующих параметров равны

$$K_{\beta} = \frac{(\Delta T_{я} - \Delta T_{\phi})\beta}{(1-\beta)\Delta T_{я}}, \quad K_{\Delta T_{\phi}} = \frac{\beta}{(1-\beta)}, \quad K_{T_0} = \frac{T_0}{T_0 - T_{як}}, \quad K_{T_{як}} = \frac{T_{як}}{T_0 - T_{як}},$$

$$K_T = T_{ак} \left[\frac{3}{T_0^2} + \frac{T_{ак}^2}{T_0^2 (T_0 - T_{ак})^2} + \frac{2}{\Delta T_{я}^2 (1-\beta)^2 \eta^2} + \frac{1}{(T_0 - T_{ак})^2} \right]^{1/2}. \quad (4)$$

Рассмотрим влияние погрешности компенсации фонового шума на общую погрешность измерения радиояростного контраста при условии, что $T_0 = 293\text{K}$, $\beta = 0.2$, $\eta = 0.85$, $\delta_{T_0} = 0.01$, $\delta_{T_{як}} = 0.05$, $\delta_{\beta} = 0.1$.

На рис. 1, 2 приведены зависимости относительной среднеквадратической погрешности измерения радиояростного контраста исследуемой области $\delta_{\Delta T_{я}}$ от его абсолютной величины при различных значениях погрешности компенсации фонового шума ΔT_{ϕ} .

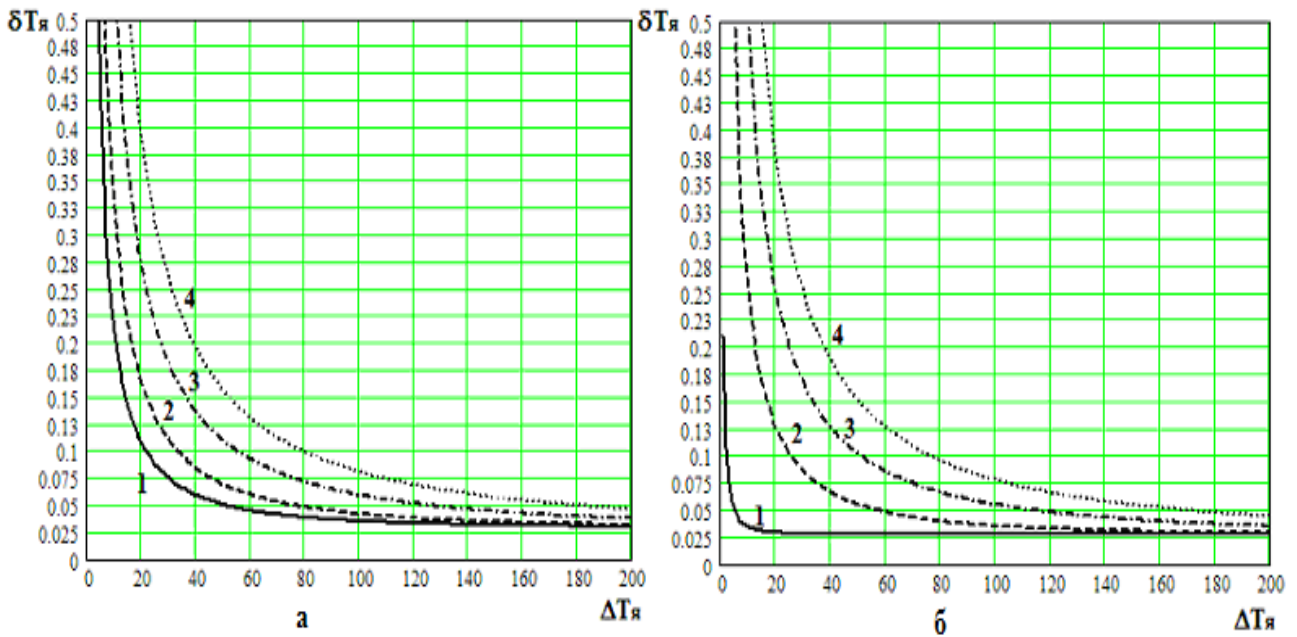


Рис. 1. Зависимость среднеквадратической погрешности измерения радиояростного контраста от его абсолютного значения при погрешности компенсации фонового шума 0 К (1), 10 К (2), 20 К (3), 30 К (4) при чувствительности радиометра 1К (а) и 0.1К (б)

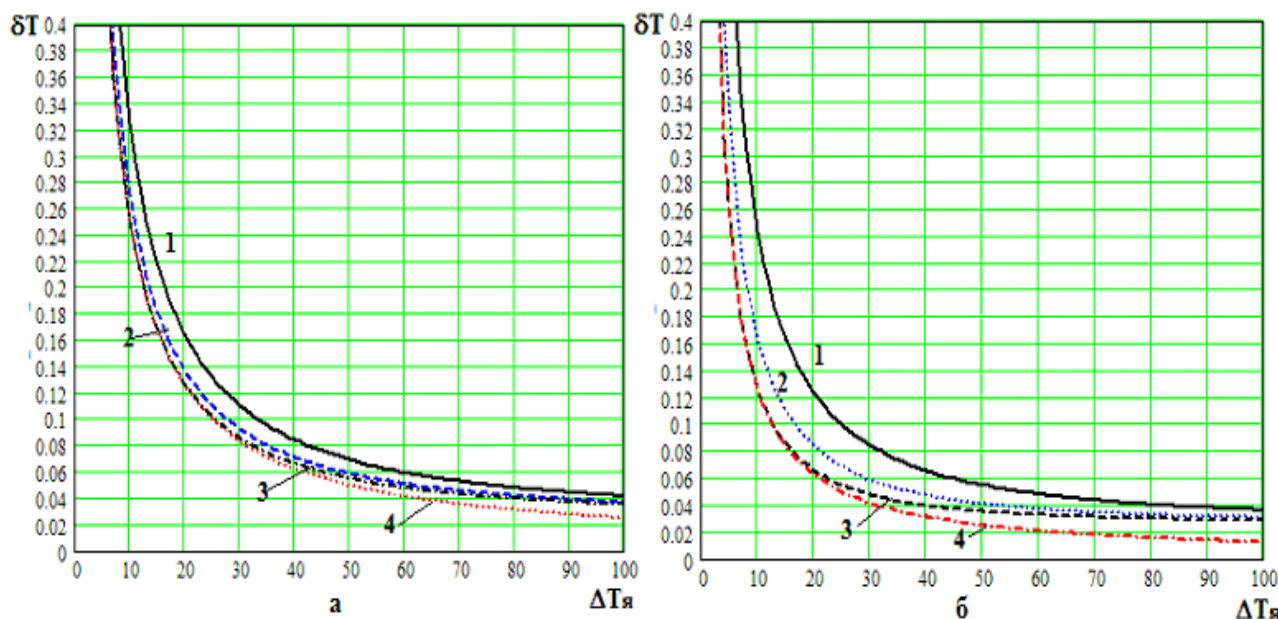


Рис. 2. Зависимость среднеквадратической погрешности измерения $\delta_{\Delta T_{я}}$ при чувствительности радиометра 1К (1), 0.5 К (2), 0.1К (3) и составляющей погрешности $K_{\Delta T_{\phi}} \delta_{\Delta T_{\phi}}$ (4) от радиояростного контраста области исследования при погрешности компенсации фонового шума 10 К (а) и 5К (б)

Анализ зависимостей относительных среднеквадратических погрешностей измерения радиояростного контраста, приведенных на рис. 1, 2, позволяет сделать следующие выводы:

- при больших значениях измеряемого радиояростного контраста $\Delta T_{я} \geq 100K$ при условии полной компенсации составляющей фонового шума относительная среднеквадратическая погрешность измерения радиояростного контраста составляет 3-5% и практически не зависит от чувствительности радиометра, а определяется величиной контраста и погрешностями измерения параметров β , T_0 и $T_{як}$;

- с уменьшением радиояростного контраста погрешность его измерения возрастает, в значительной степени завися от чувствительности радиометра, так для радиояростного контраста $\Delta T_{я} = 10K$ погрешность измерения равна 23% и 3.4% при чувствительности радиометра 1К и 0.1К соответственно, а для $\Delta T_{я} = 5K$ аналогичные значения равны 42% и 5%;

- при неполной компенсации фонового шума при измерении радиояростного контраста погрешность измерения существенно возрастает, особенно при малых величинах $\Delta T_{я}$, так при чувствительности радиометра 1К для радиояростного контраста $\Delta T_{я} = 10K$ погрешность измерения при погрешности компенсации фонового шума $\Delta T_{\phi} = 0K$, 10К и 20К равна соответственно 21%, 32.5%, 54.2%, а при чувствительности радиометра 0.1К значения аналогичных погрешностей составляют 3.4%, 25.1%, 50.1%;

- согласно рис. 2 для чувствительности радиометра 0.1К и выше основной вклад в погрешность измерения радиояростного контраста при небольших значениях $\Delta T_{я}$ дает погрешность компенсации фонового шума при проведении относительных измерений, при этом кривые зависимости общей погрешности измерений $\delta_{\Delta T_{я}}$ и ее составляющей $K_{\Delta T_{\phi}} \delta_{\Delta T_{\phi}}$ практически полностью совпадают.

Заключение

Таким образом, неполная компенсация фонового шума при проведении относительных измерений за счет различий его уровня по двум направлениям – на исследуемую и опорную область в сильной степени влияет на точность измерения радиояркостного контраста, особенно при применении высокочувствительных приемников в составе радиотеплолокационной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко В.Д., Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. - Л.: Гидрометеиздат, 1987.
2. Башаринов А.Е., Гуревич А.С., Егоров С.Т. Радиоизлучение Земли как планеты. - М.: Наука, 1974.
3. Богородский В.В., Козлов А.И. Микроволновая радиометрия земных покровов. - Л.: Гидрометеиздат, 1985.
4. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. - М.: Радиотехника, 2004. - Т. 3.

IMPACT ASSESSMENT OF INACCURACY OF COMPENSATING OF THE AMBIENT NOISE ON THE ERROR OF THE RELATIVE RADIO HEATLOCATIONAL MEASUREMENTS

Fedoseeva E.V., Schukin G.G.

The impact assessment of inaccuracy of compensating of an ambient noise is given in article on an error extent of the relative radio heatlocational measurements of radio brightness contrast.

Key words: the relative radio heatlocational measurements, radio brightness contrast, compensating of an ambient noise.

Сведения об авторах

Федосеева Елена Валерьевна, окончила Муромский филиал ВПИ (1984), кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Муромского института (филиала) Владимирского государственного университета, автор более 80 научных работ, область научных интересов – радиотеплолокационные системы, антенные измерения, техника СВЧ.

Щукин Георгий Георгиевич, 1938 г.р., окончил ЛИТМО (1961), заслуженный деятель науки Российской Федерации и Кабардино-Балкарской Республики, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского, автор более 400 научных работ, область научных интересов – радиометеорология, распространение радиоволн, дистанционное зондирование.

УДК 621.391.96

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ НА ОБРАБОТКУ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Р.Н. АКИНШИН, Д.А. ХОМЯКОВ, Э.В. АМНИНОВ

Исследована модель системы пространственно-поляризационной селекции, в которой в качестве антенных элементов используются ортогональные вибраторы. Рассмотрено влияние изменений поляризационных параметров помех на ее параметры.

Ключевые слова: поляризационная селекция, адаптивная система, антенная решетка, диаграмма направленности.

Известно, что адаптивная обработка массивов данных антенной решеткой открывает новые возможности в подавлении мешающих отражений и позволяет осуществить гибкий сценарий сканирования диаграммы направленности антенны [1; 2]. Дополнительные возможности достигаются использованием поляриметрической информации о цели, поскольку обычная обработка массивов данных антенной решеткой не пригодна в ситуациях, когда направления цели и мешающих отражений совпадают. Одно из преимуществ поляриметрической обработки заключается в том, что цель может быть обнаружена даже в сложной помеховой обстановке за счет разницы поляриметрических свойств мешающих отражений и цели.

Поэтому целью работы является разработка алгоритма подавления мешающих отражений адаптивным процессором антенной решетки с возможностью поляриметрической обработки принимаемых сигналов.

Рассмотрим линейную антенную решетку с N элементами. Во избежание дифракционных максимумов решетки, расстояние d между смежными парами диполей $\leq \lambda/2$, где λ – длина волны. Полагая, что $x_n(t)$ и $y_n(t)$ являются соответственно ортогональными временными реализациями сигнала n -го диполя, векторный выходной сигнал будет иметь вид $z_n(t) = (x_n(t) \ y_n(t))^T$.

Запись n выходных векторов в вектор-столбец с $2N$ элементами $z(t) = (z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_N(t))^T$ определяет временную выборку антенной решетки [1]. Полная корреляционная матрица $z(t)$ имеет вид $R = E\{z(t) \cdot z^T(t)\}$ где $E\{\cdot\}$ обозначает математические ожидания, а T – знак транспонирования. Оценка максимального подобия для R рассчитывается по формуле

$$\hat{R} = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I z(t_i) \cdot z^T(t_i), \text{ с использованием } I \text{ имеющихся измеренных временных выборок.}$$

Удобным является представление, полученное делением R на субматрицы формата 2×2 , имеющее вид $R = \|R_{nm}\|$, $n, m = \overline{1, N}$.

Элементы R_{nm} физически определяют корреляцию между n и m кроссовыми элементами диполя с учетом разностей фаз.

Обычно поляризованные электромагнитные волны описываются комплексным вектором амплитуды $\alpha = [\alpha_x \ \alpha_y]^T$, где α_x и α_y – векторы (амплитуды и фазы) ортогональных компонентов электрического поля. Временной сигнал в n -м диполе, принимающем детерминированный сигнал с частотой ω и начальной фазой ϕ , может быть записан как $Z_n(t) = a v_n \exp(j(\omega_s t + \phi))$,

где $v_n = \exp\left[j(n-1)\frac{\omega_s d}{c} \sin \phi\right] = \exp(j(n-1)\Delta)$ описывает относительную разность фаз между n -м элементом антенны и первым элементом; ϕ – угол падения сигнала в плоскости xz ; c – скорость света.

Используя эти определения, запишем корреляционную матрицу на выходе элемента x_n и y_m в виде $R_{nm} = \mathbf{a} \cdot \mathbf{a}^T \cdot \exp(j(n-m)\Delta) = \mathbf{a} \cdot \mathbf{a}^T \cdot v_n v_m^*$.

Для случая групповой цели, сигнал от которой представляет сумму K детерминированных сигналов, выражение для R_{nm} будет иметь вид

$$R_{nm} = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \alpha_k \cdot \alpha_l^T \cdot \exp(j(n-1)\Delta_k - (m-1)\Delta_l), \quad (1)$$

где индексы k и l соответствуют разным элементам групповой цели. Комбинация этих субматриц в соответствии с (1) дает корреляционную матрицу R для всей линейной антенной решетки.

Субматрица, соответствующая (1), представляет корреляционную матрицу применительно к ситуации наблюдения одной цели. В случае определения управляющего вектора в виде $\mathbf{V} = (V_1 V_2 \dots V_N)^T = (1 \exp(j\Delta) \dots \exp(j(N-1)\Delta))^T$ корреляционная матрица может быть записана в форме $R = (\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T) \otimes \mathbf{J}$, где $\otimes$ означает символ Кронекера.

Очевидно, что кроме сигнала в измеренных данных всегда присутствует шум. Предполагая, что он некоррелирован от элемента к элементу, имеет гауссово распределение с нулевым математическим ожиданием и равную мощность шума во всех $2N$ выходных сигналах, влияние на корреляционную матрицу нетрудно учесть с помощью дополнительного члена $\sigma^2 \mathbf{I}_{2N}$, где $\mathbf{I}_{2N}$ обозначает матрицу размером $2N$.

Таким образом, корреляционная матрица суммы сигнала и шума будет иметь вид $\hat{\mathbf{R}} = \sigma^2 \mathbf{I}_{2N} + (\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T) \otimes \mathbf{J}$, где σ^2 – дисперсия шума.

Важным шагом обработки является разделение сигналов в ортогональных поляризметрических каналах. Указанное достигается путем диагонализации субматриц $\hat{\mathbf{R}}_{nm}$ в $\hat{\mathbf{R}}$, с использованием разложения собственного значения. Для любой субматрицы справедливо соотношение

$$[3, 4] \quad \hat{\mathbf{R}} = \begin{cases} \sigma^2 \mathbf{I}_2 + \mathbf{MDM}^T, & n = m, \\ \mathbf{Mv}_n \mathbf{v}_m^* \mathbf{DM}^T, & n \neq m, \end{cases} \text{ где } \mathbf{D} - \text{диагональная матрица собственных значений}$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}, \text{ а столбцы } \mathbf{M} - \text{соответствующие собственные векторы. Диагонализация всех}$$

субматриц приводит к выражению $\hat{\mathbf{R}} = \sigma^2 \mathbf{I}_{2N} + (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{M})(\mathbf{V}\mathbf{V}^T) \otimes \mathbf{D}(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{M}^T)$.

После достаточно сложных математических преобразований обратная корреляционная матрица может быть представлена в виде

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1} = \frac{\mathbf{T}_{DP}}{\sigma^2} \left(\begin{bmatrix} \frac{2\sigma^2 + \lambda_1 N}{\sigma^2 + \lambda_1 N} & 0 \\ 0 & \frac{2\sigma^2 + \lambda_2 N}{\sigma^2 + \lambda_2 N} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_N - \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma^2 + \lambda_1 N} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma^2 + \lambda_2 N} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_N \right) \mathbf{T}_{DP}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{T}_{DP} \mathbf{T}_{DP}.$$

Здесь $\mathbf{T}_{DP} = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{M})\mathbf{P}^T$; $\mathbf{O}_N$ означает квадратичную нулевую матрицу размером N ; пере-

$$\text{становочная матрица } \mathbf{P} \text{ имеет вид } \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \otimes (1 \ 0) \\ \mathbf{I}_N \otimes (0 \ 1) \end{bmatrix}.$$

Собственные значения $\lambda_{1,2}$ и мощность шума σ^2 неизвестны и могут быть получены из измеренной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$. Так, диагонализированная $\hat{\mathbf{R}}_{nm}$ может быть представлена в виде

$$\mathbf{M}^T \hat{\mathbf{R}}_{nm} \mathbf{M} = \begin{cases} \begin{pmatrix} \sigma^2 + \lambda_1 & 0 \\ 0 & \sigma^2 + \lambda_2 \end{pmatrix}, & n = m, \\ \begin{pmatrix} \lambda_1 \mathbf{v}_n \mathbf{v}_m^* & 0 \\ 0 & \lambda_2 \mathbf{v}_n \mathbf{v}_m^* \end{pmatrix}, & n \neq m. \end{cases} \quad (2)$$

Поскольку собственные значения $\lambda_{1,2}$ всегда являются положительными, реальными числами, а $|\mathbf{V}_{n,m}| = 1$, то исключая из (2) λ_1 или λ_2 , нетрудно определить σ^2 . Полученные таким образом значения $\lambda_{1,2}$ и σ^2 должны рассматриваться как оценки, что обусловлено ограниченным числом выборок, по которым рассчитывалась корреляционная матрица.

Для повышения точности оценок $\lambda_{1,2}$ целесообразно использовать усредненные матрицы, причем арифметическое усреднение возможно для всех $\hat{\mathbf{R}}_{nm}$ с идентичными членами $\mathbf{v}_n \mathbf{v}_m^*$.

Обращение корреляционной матрицы мешающих отражений может быть использовано для установки весовых коэффициентов при обработке сигнала адаптивной антенной решеткой. В поляриметрической антенной решетке для каждого ее элемента n требуются весовые значения w_{xn} , w_{yn} для ортогональных сигналов. Выходной сигнал процессора имеет вид: $s(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{z}(t)$, где $\mathbf{z}$ – вектор сигналов антенны, а $\mathbf{w}$ – сформированный вектор весовых коэффициентов, который имеет вид

$$\mathbf{w} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{V}_z, \quad (3)$$

а вектор $\mathbf{V}_z$ может быть определен как $\mathbf{V}_z = [v_1 v_1 v_2 v_2 \dots v_N v_N]^T$.

Для моделирования процесса обработки мешающих отражений при определении входных данных необходима статистическая модель сигнала. Для этого должна быть сформирована временная последовательность $c(t) = [c_x(t) \cdot c_y(t)]^T$ для обеих ортогональных поляризаций. Очевидно, что корреляционная матрица последовательности должна быть идентична матрице когерентности мешающих отражений $\mathbf{J}_c$.

Указанное может быть достигнуто преобразованием двух комплексных, гауссово распределенных величин случайного процесса $n(t) = [n_1(t) n_2(t)]^T$.

Сигналы $n(t)$ и $c(t)$ связаны зависимостью $c(t) = T n(t)$. Здесь T нетрудно определить из соотношения $T = M \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2})$.

Допустим, что сигнал мешающих отражений является стохастической частично поляризованной плоской волной с вектором поляризации $\mathbf{P}$ и степенью поляризации p [2]. Пусть мешающие отражения при моделировании имеют левостороннюю круговую поляризацию ($\mathbf{P} = [001]^T$) с $p = 0,8$.

На рис. 1а показаны результаты обработки на выходе линейной антенной решетки с $N=16$ элементами, принимающей детерминированный сигнал мощностью $|a|^2=2$ с направления $\sin \varphi=0,5$ и сигнал источника мешающих отражений с направления $\sin \varphi=-0,4$ мощностью $v_c^2 = 1$ без адаптации ($\mathbf{w}=\mathbf{V}_z$). Для каждого направления φ соответствующий весовой коэффициент $\mathbf{V}_z$ формируется на выходе процессора по формуле (3). Число направлений выбрано равным 40.

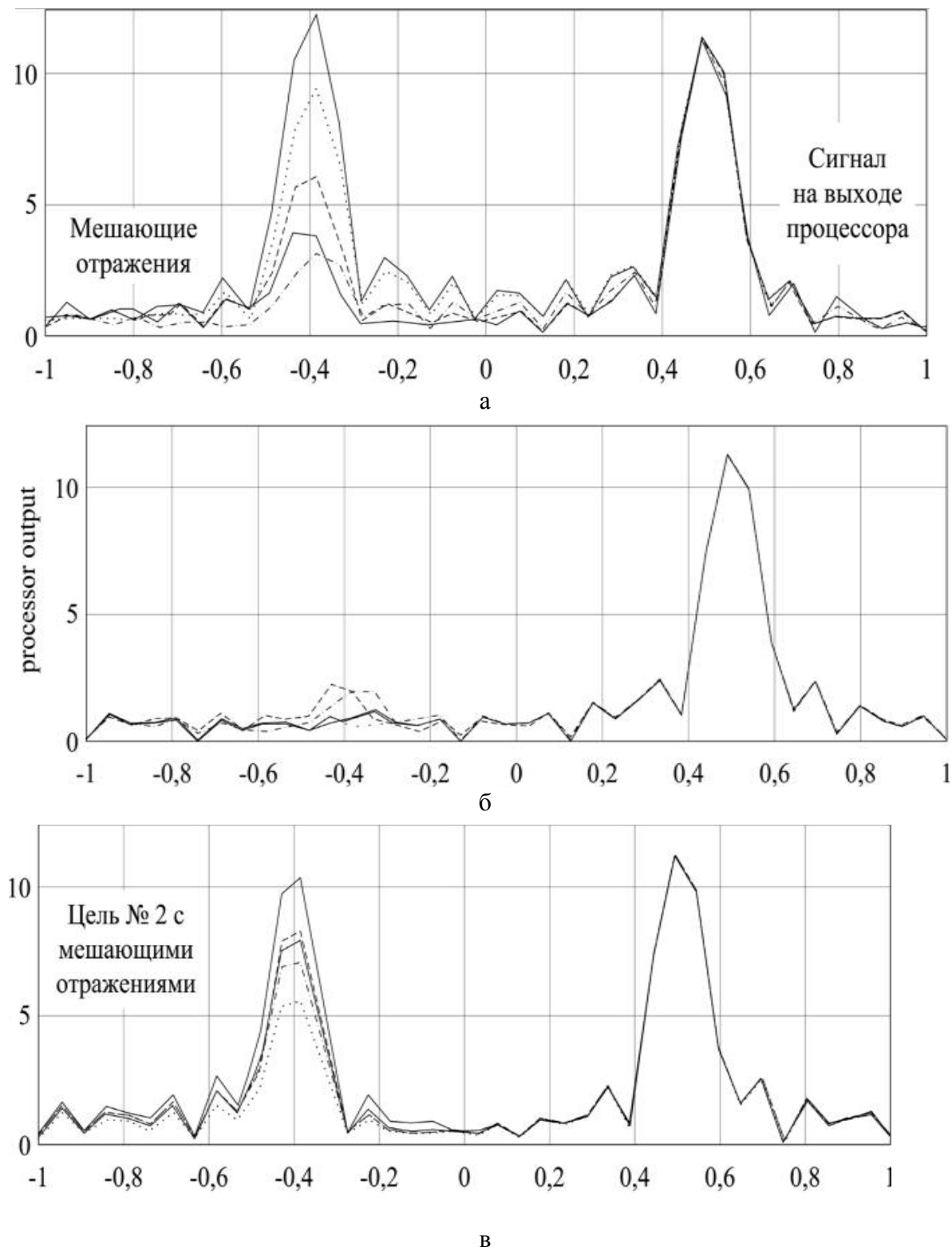


Рис. 1. Результаты обработки в антенной решетке

Результаты адаптивного подавления мешающих отражений представлены на рис. 1б. Предварительно проведена оценка и инвертирование корреляционной матрицы мешающих отражений. Видно, что имеет место отбеливающий эффект пространственного узкополосного режекторного фильтра, за счет умножения помехи на предварительно вычисленные коэффициенты фильтра $W_{хл}$, $W_{ул}$. В случае возникновения второй цели с того же направления, что и мешаю-

щие отражения и с той же мощностью, что и цель №1, она будет легко обнаруживаться, благодаря своей противоположной поляризации – правосторонней, круговой ($\mathbf{P} = [00 - 1]^T$), т.е. существует возможность путем изменения главных диагональных элементов корреляционной матрицы мешающих отражений осуществлять выбор между лучшим их подавлением или лучшим обнаружением цели в условиях мешающих отражений. Указанный эффект следует принимать в расчет при проектировании антенных решеток.

Таким образом, предложен эффективный алгоритм обращения корреляционной матрицы мешающих отражений, при использовании ее особой структуры в случае с одним источником отражения. Этот алгоритм может быть частью адаптивного алгоритма процессора антенной решетки. Проведенное моделирование показало эффективность поляриметрической адаптивной обработки. Аналогичные расчеты можно проделать для полностью поляриметрических радиолокационных станций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И. Антенны с обработкой сигнала. - М.: Сайнс-Пресс, 2002.
2. Cherardelli H., Guillii D., Fossi M., Freni A. Adaptive polarization for rejection of ground clutter // Onde elect. - 1989. - 69. - No. 6. - P. 5-10.
3. Wanielik G. Signaturuntersuchungen an einem polarimetrischen pulsradar // fortschr. - ber. vdi reihe 10. - nr. 97; vdi - Verlag, Dusseldorf, 1988.
4. Монзинго П.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: введение в теорию. - М.: Радио и связь, 1986.

ASSESSMENT OF INTERFERENCE INFLUENCE ON SIGNAL PROCESSING IN ADAPTIVE ARRAY

Akinshin R.N., Khomyakov D.A., Amninov E.V.

A model of space-polarization discrimination system with orthogonal vibrators in the capacity of antenna components has been investigated. Influence of interference polarization parameter change on the system parameters has been considered.

Key words: polarization discrimination, adaptive system, array, pattern.

Сведения об авторах

Акиншин Руслан Николаевич, 1980 г.р., окончил Тульский артиллерийский инженерный институт (2002), доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник Секции прикладных проблем при Президиуме РАН, автор более 120 научных работ, область научных интересов – радиотехнические системы, методы обработки и защиты информации.

Хомяков Денис Александрович, 1988 г.р., окончил МГТУ им. Баумана (2010), ведущий инженер ОАО «Гликон», автор 5 научных работ, область научных интересов – радиолокация, антенны и распространение радиоволн.

Амнинов Эрдни Васильевич, 1981 г.р., окончил МИРЭА (2008), ассистент кафедры МИРЭА, автор 11 научных работ, область научных интересов – обработка информации, информационно-измерительные системы.

УДК 621.373

ПОДАВЛЕНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ДРОБНОГО ДЕЛИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Г.Н. ПРОХЛАДИН

Статья представлена доктором физико-математических наук, профессором Козловым А.И.

Методом математического моделирования представлен алгоритм подавления дельта-сигма модулятором паразитных дискретных составляющих дробности в системе ИФАПЧ.

Ключевые слова: петля ИФАПЧ, спектральная характеристика, дискретная составляющая, дробный делитель, полоса пропускания.

Введение

Освоение новых перспективных видов модуляции при обмене информационных сообщений выдвигает все более жесткие требования к техническим характеристикам источника несущей частоты. Известно [1], что наличие фазовых (частотных) шумов во входном сигнале когерентного демодулятора снижает отношение сигнал-шум на выходе когерентного детектора и соответственно достоверность приема информации. Причем в составе интегральных фазовых флуктуаций должны учитываться паразитные дискретные составляющие. В последнее время при формировании несущей частоты широко используются делители с дробным переменным коэффициентом деления (ДДПКД). Применение дробных делителей позволило решить ряд проблем, поскольку стало возможным значительно уменьшить шаг сетки до тысячных долей Герца при весьма высокой частоте сравнения, от которой зависит длительность переходного процесса. Однако появление ДДПКД пополнило выходной спектр синтезаторов частот на основе систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) набором дискретных составляющих, кратных коэффициенту дробности. Понизить уровень данных составляющих удастся, используя дельта-сигма (Σ - Δ) модулятор. Вследствие этого, весьма актуальными являются задачи: представление методики моделирования дискретных составляющих, кратных коэффициенту дробности; определение степени подавления данных составляющих в системе ИФАПЧ.

Моделирование дискретных составляющих, кратных коэффициенту дробности

Для моделирования данных составляющих воспользуемся аналитическими выражениями, описывающими спектральные характеристики ДДПКД [2]. Составляющие целочисленных коэффициентов гармоник действительной и мнимой частей соответственно будут равны

$$d_k = \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{k\pi} \left\{ \sin \left[\frac{k2\pi}{m} \left(i + \frac{1}{SQ} - \frac{1}{N} \right) \right] - \sin \left(\frac{k2\pi i}{m} \right) \right\}, \quad g_k = \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{k\pi} \left\{ \cos \left(\frac{k2\pi i}{m} \right) - \cos \left[\frac{k2\pi}{m} \left(i + \frac{1}{SQ} - \frac{1}{N} \right) \right] \right\},$$

где k – номер гармоники; SQ – скважность целочисленной периодической последовательности (ДДПКД); N – целочисленный коэффициент деления ДДПКД; m – общий коэффициент дробности.

Составляющие действительной и мнимой части дробного коэффициента определяются как

$$\begin{aligned} x_k &= \sum_{i=1}^n \frac{1}{k\pi} \left\{ \sin \left[\frac{k2\pi}{m} \left(i - 1 + \frac{1}{SQ} \right) \right] - \sin \left[\frac{k2\pi}{m} \left(i - 1 + \frac{1}{SQ} - \frac{1}{N} \right) \right] \right\}, \\ y_k &= \sum_{i=1}^n \frac{1}{k\pi} \left\{ \cos \left[\frac{k2\pi}{m} \left(i - 1 + \frac{1}{SQ} - \frac{1}{N} \right) \right] - \cos \left[\frac{k2\pi}{m} \left(i - 1 + \frac{1}{SQ} \right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где n – коэффициент дробности.

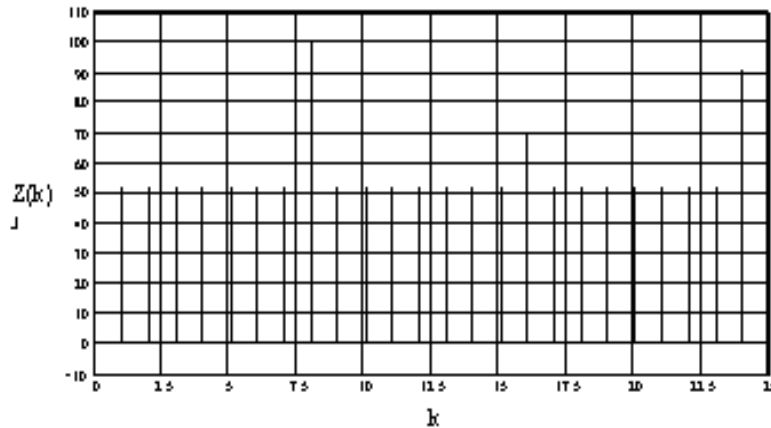


Рис. 1

Общее выражение для вычисления коэффициентов гармоник спектральных составляющих дробного делителя будет иметь вид $z_k = \sqrt{(d_k + x_k)^2 + (g_k + y_k)^2}$.

На рис. 1 представлен спектр дробного делителя с параметрами $N = 100$, $SQ = 2$, $m = 8$, $n = 1$, причем для наглядности составляющие подняты на 100 дБ. Спектры для других коэффициентов дробности строятся аналогично [2].

Применение дельта-сигма модулятора для повышения качества спектральных характеристик синтезаторов частот на основе системы ИФАПЧ и дробного делителя в цепи обратной связи

Для моделирования рассмотрим структуру системы ИФАПЧ, представленную на рис. 2. Структурная схема системы ИФАПЧ содержит последовательно соединенные: широтно-импульсный частотно-фазовый детектор (ШИЧФД); фильтр нижних частот (ФНЧ); генератор, управляемый напряжением, (ГУН); делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), выход которого соединен со вторым входом ШИЧФД.

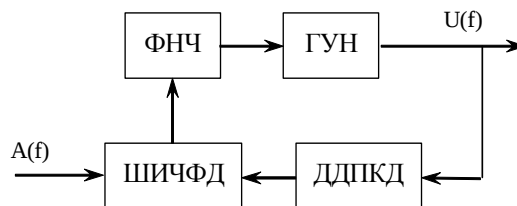


Рис. 2

Представленная структура является системой прерывистого регулирования, поэтому при ее анализе должна быть применена теория импульсных систем регулирования. Согласно [3], функция передачи такого устройства как фильтрующая структура в циклической частоте определяется выражением $W(j\bar{f}) = Y(j\bar{f}) / [1 + Y^*(j\bar{f})]$, где $Y(j\bar{f})$ – функция передачи разомкнутой системы непрерывной части; $Y^*(j\bar{f})$ – функция передачи разомкнутой системы прерывистого регулирования; $\bar{f} = f \cdot T_0$ – текущая циклическая частота, нормированная относительно периода частоты сравнения; T_0 – период частоты сравнения ШИЧФД.

Функция передачи непрерывной части разомкнутой системы с фильтром второго порядка в обобщенных параметрах представляется как $Y(j\bar{f}) = [K_0 \cdot (1 + \tilde{T}_1 j\bar{f})] / [j\bar{f}]^2 \cdot (1 + \tilde{T}_2 j\bar{f})$, где $\tilde{T}_1$; $\tilde{T}_2$; K_0 – соответственно нормированные относительно периода частоты сравнения: постоянные интегрирования; коэффициент усиления, определяемые соотношениями

$\tilde{T}_1 = 2\pi M \cdot 10^{20} / (M - 1)$, $\tilde{T}_2 = 2\pi M \cdot 10^{20} / (M + 1)$, $K_0 = (M - 1) / (M \tilde{T}_1^2)$, где γ – запас устойчивости по амплитуде; M – показатель колебательности.

Функция передачи разомкнутой системы прерывистого регулирования [4] $Y^*(j\bar{f}) = [K_0 \cdot ((1 - (j\bar{f})^2)(1 + j\bar{f}\tau_1))] / [(2j\bar{f})^2(1 + j\bar{f}\tau_2)]$, где $\tau_1 = (1+d)/(1-d) + 2(\tilde{T}_1 - \tilde{T}_2)$, $\tau_2 = (1+d)/(1-d)$, $d = \exp(-1/\tilde{T}_2)$.

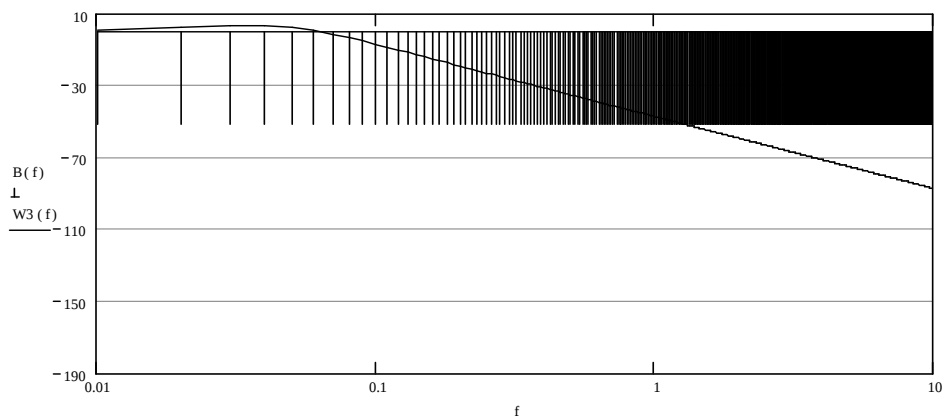


Рис. 3

На рис. 3 показаны спектральные составляющие дробного делителя (отсчетами) для случая $N = 100$, $SQ = 2$, $m = 8$, $n = 1$. Функция передачи замкнутой петли по (3) с параметрами: запас устойчивости по амплитуде 10 дБ; показатель колебательности $M=1.41$ показан непрерывной линией. Для сравнения на рис. 4 показано прохождение составляющих дробности через петлю ИФАПЧ.

Анализ характеристик показывает, что подавление составляющих дробности осуществляется только за полосой пропускания петли ИФАПЧ. Наличие спектральных составляющих внутри полосы пропускания, как правило, недопустимы в большинстве радиотехнических комплексов, особенно с когерентной обработкой информации. Поэтому решение данной проблемы было найдено применением Σ - Δ модулятора.

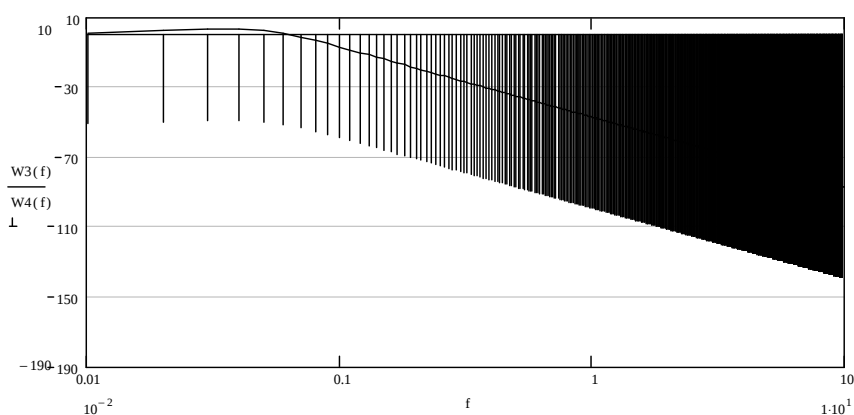


Рис. 4

Σ - Δ модуляторы известны более тридцати лет [5]. Однако только в последнее время появилась технология (цифровые микросхемы с очень высокой степенью интеграции) для их производства в виде недорогих, монолитных интегральных схем. Существуют многочисленные описания теории и описания Σ - Δ модуляторов, но большинство из них переполнено сложными интегральными выражениями и с трудом доступны для понимания. Более подробные сведения об Σ - Δ модуляторе можно найти в [6].

Не прибегая к глубоким математическим выкладкам, рассмотрим Σ - Δ модулятор, предложенный в [7, 8]. Уровень помех дробности на его выходе составляет [рад²/Гц]

$$L(f) = \frac{(2 \cdot \pi)^2}{12 \cdot F_R} \cdot \left[\frac{f \cdot 2 \cdot \pi}{F_R} \right]^{2(p_M - 1)}, \quad \text{где } F_R - \text{частота сравнения ШИЧФД; } f - \text{отстройка частоты от несущей; } p_M - \text{порядок } \Sigma\text{-}\Delta. \text{ Преобразование с нормированной отстройкой частоты дает}$$

$$L(\bar{f}) = \frac{(2 \cdot \pi)^2}{12 \cdot F_R} \cdot [\bar{f} \cdot 2 \cdot \pi]^{2(p_M - 1)}.$$

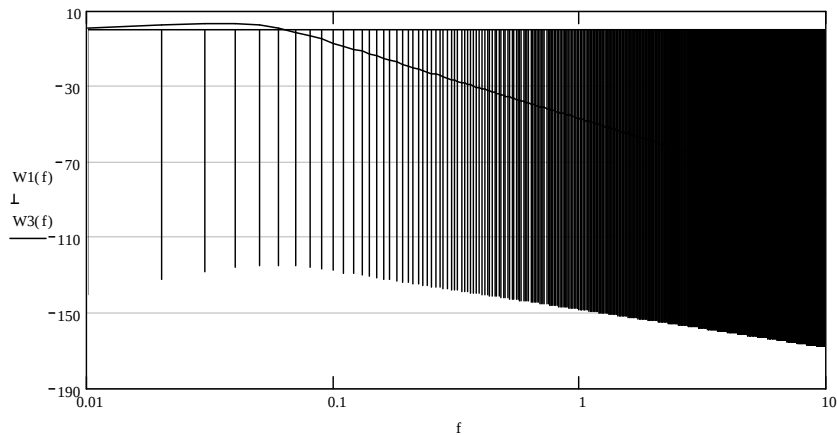


Рис. 5

Общее выражение прохождения дробных отсчетов через Σ - Δ модулятор и петлю ИФАПЧ имеет вид $U(\bar{f}) = [x(\bar{f})^2 + y(\bar{f})^2] \cdot L(\bar{f}) \cdot |W(j\bar{f})|^2$.

Прохождение составляющих дробности через Σ - Δ модулятор второго порядка при частоте сравнения 10 МГц, а также через петлю ИФАПЧ с вышеприведенными параметрами отображен на рис. 5, а для модулятора третьего порядка - на рис. 6.

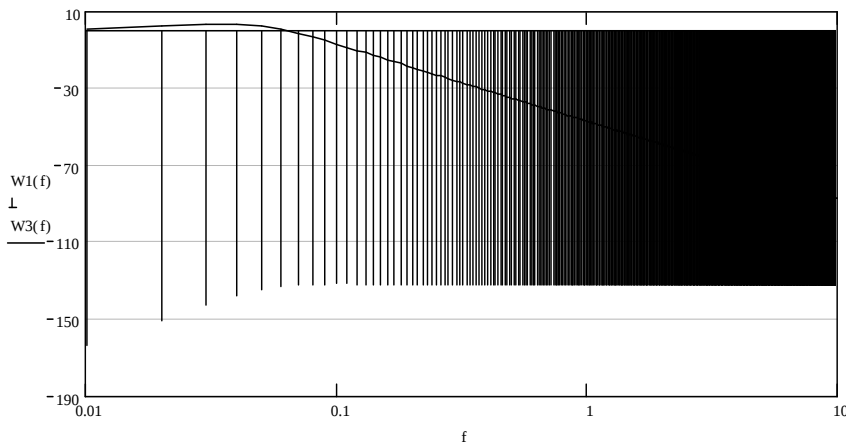


Рис. 6

Следует заметить, что при Σ - Δ модуляторе второго порядка подавление составляющих до полосы пропускания снижается, а после повышается. Система с модулятором третьего порядка подавляет составляющие гораздо сильнее в низкочастотной области. Однако за полосой пропускания имеет равномерное подавление. Использование Σ - Δ модулятора четвертого порядка, как следует из рис. 7, приводит к снижению подавления за полосой пропускания. Вследствие этого, для подавления составляющих в высокочастотной области необходимо усложнить ФНЧ, увеличив наклон частотной характеристики ИФАПЧ.

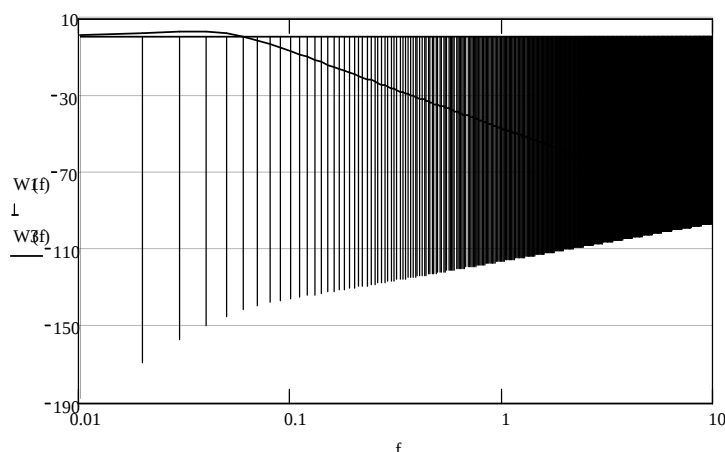


Рис. 7

Заключение

В статье представлено моделирование степени подавления системой ИФАПЧ с фильтром второго порядка дискретных составляющих, полученных на выходе Σ - Δ модулятора при поступлении на его вход непериодической последовательности с дробным значением. Приведены аналитические выражения формирования составляющих дробности с различным модулем дробности. Рассмотрены методы анализа подавления составляющих дробности: для разных частотных характеристик петли ИФАПЧ; с различным порядком Σ - Δ модулятора. Приведенные методы позволяют производить расчет степени подавления составляющих дробности: для частотных характеристик системы ИФАПЧ с различным показателем колебательности и запасом устойчивости по амплитуде. Данные методы позволяют синтезировать радиотехнические устройства на этапах предварительного проектирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. - М.: Радио и связь, - 1991.
2. Прохладин Г.Н. Спектр сигнала на выходе делителя с дробным коэффициентом // Радиотехника. - 2006. - № 12. - С. 107-110.
3. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. - М.: Физматгиз, 1963.
4. Прохладин Г.Н. Многокритериальный частотный синтез цифровых синтезаторов частот на основе систем ИФАПЧ // Радиотехника. - 2002. - № 7. - С. 61-64.
5. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. - М.: Мир, 1986. - Ч. 2.
6. Шахтарин Б.И., Прохладин Г.Н., Иванов А.А., Быков А.А., Чечулина А.А., Гречищев Д.Ю. Синтезаторы частот: учеб. пособие. - М.: Горячая линия - Телеком, 2007.
7. Bar-Giora Goldberg. Analog and Digital Fractional-N PLL Frequency Synthesis: A Survey and Update // Applied Microwave & Wireless/ June, 1999. - P. 81-87.
8. Yipping Fan. Model, analyze and simulate $\Sigma\Delta$ fractional-N frequency synthesizers // Microwaves & RF Journal. - January, 1994. - P. 22-26.

SUPPRESSION OF DISCRETE COMPONENTS OF A FRACTIONAL DIVIDER OF FREQUENCY IN SYSTEM PPLL

Prokhladin G.N.

The method of mathematical modelling presents algorithm of suppression delta-sigma by the modulator of parasitic discrete components of divisibility in system PPLL.

Key words: PPLL, spectral feature, discrete component, fractional divider, pass band.

Сведения об авторе

Прохладин Геннадий Николаевич, 1945 г.р., окончил МИРЭА (1972), кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических устройств МГТУ ГА, автор более 50 научных работ, область научных интересов – анализ и синтез систем цифровой обработки сигналов, фазовые системы синхронизации, синтезаторы частот.

УДК 621.396.965

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГИБРИДНОМОДОВЫЕ ОБЛУЧАТЕЛИ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Р.Н. АКИНШИН, М.С. НОЙОК, Э.В. АМНИНОВ

Проведен анализ возможных вариантов облучателей для малогабаритной зеркальной антенны и обоснованы преимущества выбора варианта гибридномодового облучателя с диэлектрическим конусом, помещаемого в пространство между облучателем и вспомогательным зеркалом. Предложена методика расчета профиля излучающего стержня и решена задача синтеза его преломляющей и отражающей поверхностей.

Ключевые слова: зеркальные антенны, гибридномодовый облучатель.

Применение миллиметрового диапазона длин волн представляет значительный интерес для малогабаритных радиолокационных и связных систем ближнего действия разнообразного народного хозяйственного применения.

Одним из важнейших элементов малогабаритных систем миллиметрового диапазона, в значительной степени определяющим их характеристики, являются антенны. Ограниченные объемы, отводимые для размещения антенн, усложняют их проектирование с применением классических схем построения. Все это делает актуальной задачу реализации малогабаритных остро-направленных антенн с диаметрами апертуры в пределах $(10\div 70)\lambda$ или 100÷150 мм.

Реализация малогабаритной двухзеркальной антенны при диаметре апертуры меньшем 15 длин волн по классической схеме не позволяет обеспечить требуемый уровень выходных параметров устройства. Анализ схем построения антенн показывает, что существенное улучшение характеристик – повышение коэффициента использования площади (КИП) и получение центрo-симметрических диаграмм направленности (ДН) может быть достигнуто за счет применения гибридномодовых облучателей.

Повышающиеся требования к параметрам антенн привели к необходимости рассмотрения облучателя во взаимосвязи с другими элементами антенной системы. Универсальных облучателей, оптимальных на все случаи, не существует и при проектировании антенны для вновь разрабатываемой системы каждый раз приходится решать задачу создания оптимального облучающего устройства антенной системы (АС), обеспечивающего получение требуемых тактико-технических характеристик при наложении определенных массогабаритных и эксплуатационных ограничений.

Из возможного разнообразия облучателей, применяемых в сантиметровом диапазоне длин волн, в зеркальных антеннах (ЗА) миллиметрового диапазона широко используются рупорные облучатели, работающие в одномодовом режиме. Простота изготовления таких облучателей не может служить оправданием неравенства ДН в “Е” и “Н” плоскостях, что требуется для низкого уровня кросс-поляризации и “классического” значения КИП антенны.

Существенным этапом совершенствования облучателей явилось возбуждение комбинаций двух и более мод в облучающем устройстве с целью обеспечения симметрии ДН.

При комбинации мод E_{11} и H_{11} в облучателе можно получить практически симметричную столбчатую ДН. Результаты, аналогичные возбуждению E_{11} и H_{11} в круглом волноводе или коническом рупоре, обеспечиваются путем возбуждения единственной гибридной моды HE_{11} , при которой существуют одновременно продольные составляющие полей Е и Н. Зависимость волнового сопротивления от обоих названных составляющих позволяет получить поле желаемой структуры в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волн, что позволяет получить диаграмму излучения с круговой симметрией и нулевым уровнем кросс-поляризации. Возбуждение таких мод реализуется, если удовлетворяются импедансные граничные условия, что достигается применением ребер волноводных рупорных облучателей, ди-

электрических стенок в облучателях или диэлектрических волноводах.

Анализ возможных вариантов облучателей показывает, что для малогабаритной ЗА наиболее приемлем вариант гибридномодового облучателя с диэлектрическим конусом, помещаемым в пространство между облучателем и вспомогательным зеркалом [1; 2; 4].

Иные типы облучателей не обеспечивают такого сочетания низкого уровня кросс-поляризации в широкой полосе рабочих частот при малых габаритных размерах.

Например, гофрированный рупор должен иметь диаметр апертуры порядка 7λ и размещаться на расстоянии около 30λ от вспомогательного зеркала для того, чтобы вспомогательное зеркало диаметром $5,7\lambda$ находилось в дальней зоне облучателя. Такое соотношение не допустимо, когда диаметр основного рефлектора меньше 15λ . Антенны с применением диэлектрического конуса между облучателем и вспомогательным зеркалом обладают рядом преимуществ:

1. Диэлектрический конус позволяет применять для облучения вспомогательного зеркала простой конический рупор.

2. Благодаря значительному внутреннему отражению снижается мощность облучателя, не перехватываемая вспомогательным зеркалом.

3. Фокусирующие свойства диэлектрика позволяют применить вспомогательное зеркало меньших размеров, чем в системах с открытым пространством.

4. Поля, образующиеся в диэлектрическом конусе, подобны полям, образующимся в гофрированном рупоре [3], что ведет к снижению кросс-поляризации и выравниванию ДН в “Е” и “Н” плоскостях.

5. Вспомогательное зеркало крепится на основании диэлектрического конуса, что упрощает конструкцию антенны, исключая элементы крепления вспомогательного зеркала и упрощая довольно сложную задачу правильной юстировки облучателя и вспомогательного зеркала.

6. Исключение элементов крепления вспомогательного зеркала уменьшает обратные отражения и тем самым улучшает согласование облучателя с антенной системой.

Несмотря на значительное время применения диэлектрических гибридномодовых облучателей в ЗА и существенное количество вариантов конструкций с их применением, до настоящего времени не существует методики инженерного проектирования антенн с диэлектрическими гибридномодовыми облучателями, а сведения о них фрагментарно приведены в различных работах [1-4].

Анализ причин низкого уровня характеристик существующих конструкций показывает, что внесение диэлектрического конуса приводит к преломлению лучей, выходящих из него и их перераспределению в пространстве между зеркалами, что вызывает фазовые искажения и неравномерное облучение апертуры основного зеркала. Кроме того, при диаметре вспомогательного зеркала, соразмеримом с длиной волны, имеет место дифракция со сложной структурой, что также существенно сказывается на параметрах АС. Ограниченные размеры АС не позволяют реализовать малогабаритный рупорный облучатель, обеспечивающий высокий коэффициент направленного действия (КНД) и эффективное облучение вспомогательного зеркала.

Результаты оптико-геометрического анализа показывают, что поверхность диэлектрического стержня оставляет без внимания при необходимости достижения высокого уровня параметров антенны с гибридномодовым диэлектрическим облучателем. Поэтому предлагается оптимизировать характеристики облучателя путем профилирования поверхности диэлектрического стержня.

Основные достоинства диэлектрического стержня в пространстве между облучателем и вспомогательным зеркалом достигаются при возбуждении в облучателе гибридной моды HE_{11} . Возбуждение в диэлектрическом стержне волны HE_{11} должно быть максимальным для этой моды. Максимум КНД гибридномодового облучателя соответствует круглой волноводной рупорной апертуре с равномерным распределением поля. Приводимая в работе [3] аналогия между гибридной модой HE_{11} в диэлектрическом конусе и гофрированным рупоре позволяет предпо-

ложить максимум возбуждения волны HE_{11} при вырождении конического облучателя в цилиндрический. Это весьма привлекательно для малогабаритной антенны, в которой размеры всех элементов конструкции ограничены и соизмеримы с длиной волны. Исходя из приведенных предпосылок, в конструкции антенны использовалось возбуждение диэлектрического стержня волноводным облучателем.

Описанный в [1] облучатель в условиях применения высокодобротных диэлектриков с $E=2\div2,6$ (фторопласт, полиэтилен, полистирол) способен эффективно запитывать рефлекторы с углом раскрыва $(120\div150)^\circ$, т.е. отношением $F/D=0,3\div0,4$.

На практике нередко возникает необходимость использования короткофокусных ($F/D\leq 0,25$) либо длиннофокусных ($F/D\geq 0,5$) рефлекторов.

В этом случае рассмотренная в [1] методика синтеза облучателя не срабатывает – излучающую поверхность диэлектрического стержня не удастся без разрыва состыковать с питающим волноводом, что резко снижает эффективность облучателя.

Этот недостаток исключается в случае изменения конструкции облучателя – отказа от конической переотражающей поверхности и задании угла выхода луча, излучаемого диэлектрическим стержнем в точке контакта с запитывающим волноводом (рис. 1).

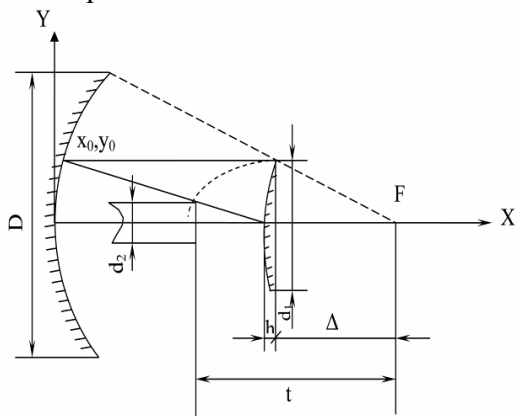


Рис. 1. Конструкция антенны

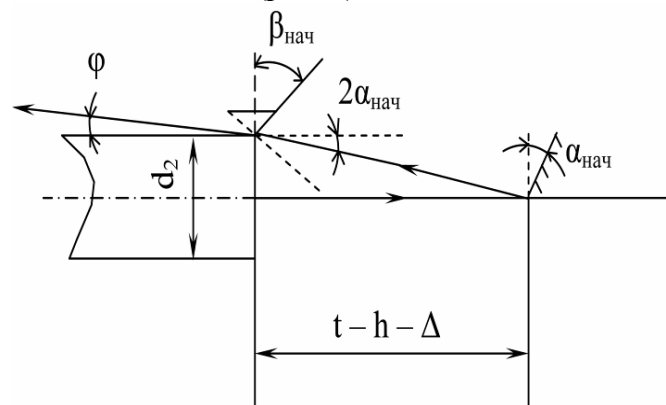


Рис. 2. Конструкция диэлектрического стержня

При этом в целях повышения коэффициента использования площади антенной системы (КИП АС) и снижения уровня переотражений целесообразно обеспечить падение этого луча на рефлектор в точке, отстоящей от его оси на $d_1/2$, где d_1 – диаметр вспомогательного зеркала.

При расчете диэлектрического стержня в этом случае необходимо синтезировать две поверхности – собственно излучающую и переотражающую, которая преобразуется из конуса с прямой образующей в конус с криволинейной образующей.

Расчет ведется пошагово, от точки к точке, а определяемая наружная поверхность описывается некой кривой – в предлагаемой методике окружностью.

Исходными данными для расчета являются: D – рабочий диаметр параболического рефлектора; F – фокус рефлектора; d_1 – максимальный диаметр облучателя; d_2 – диаметр запитывающего волновода; E – диэлектрическая проницаемость применяемого диэлектрика.

Профиль параболического рефлектора описывается выражением $Y^2=4FX$. Отсюда

$$X_0 = d_1^2 / 16F. \quad (1)$$

Вынос питающего волновода из фокуса рефлектора определится как

$$t = Fd_2 / d_1 - d_1 d_2 / 16F. \quad (2)$$

Вынос отражателя облучателя из фокуса рефлектора

$$\Delta = Fd_1 / D - Dd_1 / 16F. \quad (3)$$

Высота отражающего элемента облучателя определяется как $h = ((t - \Delta)^2 - A^2 + d_2^2 / 4) / (2(t - \Delta - A))$,

стоячей волны (КСВ) $\leq 1,2$) согласование с фидерным трактом. Поскольку появилась дополнительная степень свободы формирования поля в раскрыве антенны – форма поверхности диэлектрического стержня, то отражение от вспомогательного зеркала можно уменьшить, придав ему коническую форму, а требуемое распределение поля будем обеспечивать формой поверхности диэлектрического стержня.

Для двухзеркальной АС с диэлектрическим облучателем требуется, чтобы лучи, выходящие из диэлектрического стержня, совпадали по направлению к фазе с лучами, исходящими из точечного источника, размещаемого в фокусе параболического рефлектора. Таким образом поверхность диэлектрического стержня должна так трансформировать лучи, отраженные от вспомогательного зеркала, чтобы при выполнении закона преломления Снеллиуса они имели направление, совпадающее с лучами, испускаемыми из фокуса основного рефлектора, и формировали сферический фазовый фронт. Для минимизации КСВ антенной системы форму вспомогательного зеркала выберем конической.

Рассматриваемая система представлена на рис. 4. Необходимо синтезировать преломляющую поверхность диэлектрического стержня NP , обладающую способностью преобразования точечного фазового центра облучателя O , во второй точечный фокус, совпадающий с фокусом параболоида основного зеркала F . Трансформируем в соответствии с зеркалом отражения фазовый центр облучателя O в точку его мнимого изображения за плоскостью вспомогательного зеркала O_1 .

После этого можно рассматривать поверхность диэлектрического стержня как поверхностную линзу, преобразующую точечный фокус O_1 в точечный фокус F . Второй находится на расстоянии a от первого, как показано на рис. 4, и представляет собой виртуальный фокус.

Наиболее просто закон преломления можно описать соотношением

$$dr_i = ndr_i; \quad n = n_1 / n_2, \quad (4)$$

где n_1 – показатель преломления диэлектрика; n_2 – показатель преломления окружающей среды.

Для анализа рассматриваемой системы используем геометрическое соотношение

$$r_i^2 = a^2 + \rho_i^2 - 2a\rho_i \cos \varphi. \quad (5)$$

$$\text{После интегрирования выражения (4) получим} \quad \rho = r / n + c, \quad (6)$$

где c – постоянная интегрирования, определяемая при $r=t$; $\rho=a+t$ для $\varphi = 0$, т.е.

$$c = ((a+t)n - t) / n. \quad (7)$$

При подстановке (5) в (6) получим $\rho^2 = (a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos \varphi) / n + c$.

После преобразования это выражение можно представить в виде

$$\rho = \left((cn^2 - a \cos \varphi) - \sqrt{(cn^2 - a \cos \varphi)^2 - (1 - n^2)(a^2 - c^2 n^2)} \right) / (1 - n^2). \quad (8)$$

Решая (8) относительно c для заданных значений φ , получаем форму поверхности диэлектрического стержня, преобразующую фокус O_1 в фокус основного параболического рефлектора F антенной системы. При этом прямая, проходящая через фокус облучателя O и фокус параболоида F , будет осью поверхности преломления. Расстояние a между фокусом O_1 и F определяется как $a = \sqrt{b^2 - k^2 - 2bk \cos(\Pi - 2 \arctg(d/l))}$, где d – радиус вспомогательного зеркала; l – высота вспомогательного зеркала; b – расстояние фазового центра облучателя до вершины вспомогательного зеркала; k – расстояние от вершины вспомогательного зеркала до фокуса основного.

Значения d , l , b и k могут задаваться исходя из конструктивных соображений.

Для нахождения t в формуле (7) примем граничные условия – край вспомогательного зеркала и из теоремы косинусов найдем длину хода до крайней точки

$$\rho_m = \sqrt{b^2 + h^2 + 2bh \cos(\Pi - \arctg(d/l))}, \quad \text{где } h = \sqrt{d^2 + l^2}.$$

Определив значения параметров, входящих в формулу (8), можно приступить к расчету профиля поверхности стержня.

Таким образом, проведен анализ возможных вариантов облучателей для малогабаритной ЗА и обоснованы преимущества выбора варианта гибридно-модового облучателя с диэлектрическим конусом, помещаемого в пространство между облучателем и вспомогательным зеркалом; предложена методика расчета профиля излучающего стержня и решена задача синтеза преломляющей и отражающей поверхностей облучающего диэлектрического стержня; синтезирована преломляющая поверхность диэлектрического стержня, обладающая способностью преобразования точечного фазового центра облучателя О во второй точечный фокус, совпадающий с фокусом параболоида основного зеркала F.

ЛИТЕРАТУРА

1. Заявка ФРГ, кл. НО 10 19/18 № 2938187 опубл. 2.04.81 г.
2. Заявка Великобритании, кл. НО 10 13/20, 19/18 № 2161324 опубл. 1.08.86 г.
3. **Olver A.D., Clarricoats P.J.B., Voglis E.E.** Study of dual - offset reflector antenna with dielectric cone feed // LEE Proc. - 1984. - V. 131, Pt. H. - № 2, p. 69 - 76.
4. **Воробьев Ю.П., Дедукович М.А., Муравьев В.В., Наумович М.Н.** Применение диэлектрических гибридно-модовых облучателей двухзеркальных антенн миллиметрового диапазона длин волн // I Украинский симпозиум «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн»: тезисы докладов. - Харьков, ИРЭ АН УССР, 1991. - С. 343-344.

DIELECTRIC HYBRID-MODE MILLIMETER-WAVE REFLECTOR FEEDS

Akinshin R.N., Noyok M.S., Amninov E.V.

Analyzing of possible variants of small-size reflector feeds was carried out and advantages of choosing the hybrid-mode feed variant with a dielectric cone between the feed and the secondary reflector were justified. Design procedure for the radiating rod profile was suggested and the problem of its refracting and reflecting surfaces synthesis was solved.

Key words: reflector feed, hybrid-mode feed.

Сведения об авторах

Акиншин Руслан Николаевич, 1980 г.р., окончил ТАИИ (2002), доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник СПП РАН, автор более 120 научных работ, область научных интересов – радиотехнические системы, методы обработки информации.

Нойок Михаил Сергеевич, 1952 г.р., окончил Тульский политехнический институт (1975), начальник отдела Тульского филиала ОАО НПК КБМ, автор 25 научных работ, область научных интересов – радиотехнические системы, антенно-фидерные системы.

Амнинов Эрдни Васильевич, 1981 г.р., окончил МИРЭА (2008), ассистент кафедры МИРЭА, автор 11 научных работ, область научных интересов – обработка информации, информационно-измерительные системы.

УДК 621.373

ПОДАВЛЕНИЕ СИСТЕМОЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ СОСТАВЛЯЮЩИХ, КРАТНЫХ ЧАСТОТЕ СРАВНЕНИЯ

Г.Н. ПРОХЛАДИН

Статья представлена доктором физико-математических наук, профессором Козловым А.И.

Методом математического моделирования представлен алгоритм подавления системой ИФАПЧ паразитных дискретных составляющих, кратных частоте сравнения.

Ключевые слова: петля ИФАПЧ, спектральная характеристика, дискретная составляющая, полоса пропускания.

Введение

Существенным недостатком систем прерывистого регулирования является присутствие на выходе петли дискретных составляющих, кратных частоте сравнения [1]. Достаточно высокий показатель данного параметра может приводить к ложным захватам систем автоподстройки, что снижает коэффициент надежности устройств, использующих петлю импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). Кроме того, наличие паразитных дискретных величин в спектре выходного сигнала возбудителя передатчика и гетеродина приемника при последующих нелинейных преобразованиях может привести к появлению множества комбинационных составляющих. Такой набор паразитных составляющих приводит к снижению помехозащищенности при приеме и передаче полезной информации в радиотехнических комплексах. Вследствие этого, весьма актуальными задачами являются: представление методики моделирования дискретных составляющих, кратных частоте сравнения; определение степени подавления данных составляющих системой ИФАПЧ.

Моделирование дискретных составляющих, кратных частоте сравнения

Для моделирования данных помех воспользуемся аналитическими выражениями, описывающими спектральные характеристики периодических импульсных сигналов [2]. Так модуль n -й гармоники периодической импульсной последовательности равен

$A(k) = 2E |0,5 \sin k\Omega_j \tau| / (\pi k)$, где $A(k)$ – модуль k -гармоники; Ω_j – круговая частота периодической импульсной последовательности; τ – длительность импульса периодической последовательности; E – амплитуда импульсной последовательности.

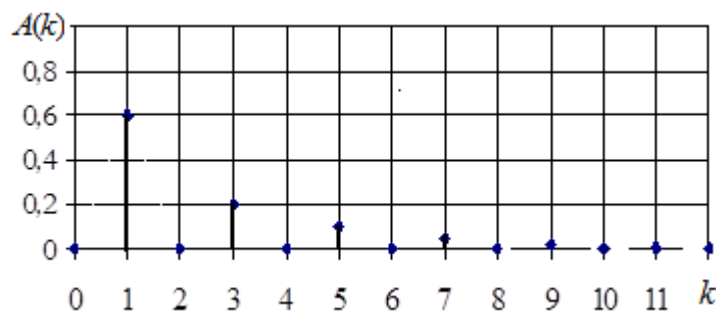


Рис. 1. Импульсная последовательность SQ=2

С целью представления гармоник в обобщенных параметрах примем амплитуду $SQE=1$. В этом случае получим $A(k) = 2|\sin(2\pi k / 2T_0)| / (\pi k) = 2|\sin(\pi k / SQ)| / (\pi k)$, где T_0 – период последовательности; SQ – скважность периодической последовательности.

Такая импульсная последовательность при $SQ=2$ представлена на рис. 1.

Моделирование подавления дискретных составляющих, кратных частоте сравнения

Для моделирования рассмотрим структуру системы ИФАПЧ, представленную на рис. 2. Структурная схема системы ИФАПЧ содержит последовательно соединенные: широтно-импульсный частотно-фазовый детектор (ШИЧФД); фильтр нижних частот (ФНЧ); генератор, управляемый напряжением, (ГУН); делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), выход которого соединен со вторым входом ШИЧФД.

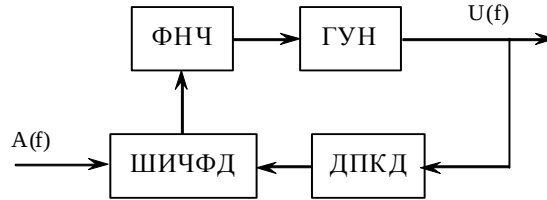


Рис. 2. Структура системы ИФАПЧ

Представленная структура является системой прерывистого регулирования, поэтому при ее анализе должна быть применена теория импульсных систем регулирования. Согласно [3], функция передачи такого устройства, как фильтрующая структура определяется выражением $W(j\hat{\omega}) = Y(j\hat{\omega}) / [1 + Y^*(j\hat{\omega})]$, где $Y(j\hat{\omega})$ – функция передачи разомкнутой системы непрерывной части; $Y^*(j\hat{\omega})$ – функция передачи разомкнутой системы прерывистого регулирования; $\hat{\omega} = \omega T_0$ – текущая круговая частота, нормированная относительно периода частоты сравнения; T_0 – период частоты сравнения ШИЧФД.

Функция передачи непрерывной части разомкнутой системы с фильтром второго порядка в обобщенных параметрах $\tilde{T}_1 = T_1 / T_0$; $\tilde{T}_2 = T_2 / T_0$; $K_0 = K T_0^2$ представляется как

$$Y(j\hat{\omega}) = [K_0 (1 + \tilde{T}_1 j\hat{\omega})] / [(j\hat{\omega})^2 (1 + \tilde{T}_2 j\hat{\omega})].$$

Функция передачи разомкнутой системы прерывистого регулирования [4] имеет вид $Y^*(j\hat{\omega}) = [K_0 (1 - (j\hat{\omega})^2) (1 + j\hat{\omega} \tau_1)] / [(2 j\hat{\omega})^2 (1 + j\hat{\omega} \tau_2)]$, где $\tau_1 = (1+d)/(1-d) + 2(\tilde{T}_1 - \tilde{T}_2)$, $\tau_2 = (1+d)/(1-d)$, $d = \exp(-1/\tilde{T}_2)$. Причем параметры петли с учетом запаса устойчивости по амплитуде и неравномерности частотной характеристики определялись из условий [5] $\tilde{T}_1 = M / [\hat{\omega}_{cp} (M - 1)]$; $\tilde{T}_2 = M / [\hat{\omega}_{cp} (M + 1)]$, $K_0 = \hat{\omega}_{cp}^2 (M - 1) / M$; $\hat{\omega}_{cp} = \omega_{cp} \cdot T_0$, где ω_{cp} – частота среза (полоса пропускания) частотной характеристики разомкнутой петли. Учитывая требования теоремы Котельникова, что частота дискретизации должна более чем в два раза превышать полосу пропускания системы и, приравнявая последнюю частоте среза, получаем соотношение $\omega_{cp} = 0,5 \omega_0 10^{-\gamma/20}$, где γ – запас устойчивости по амплитуде в дБ; ω_0 – частота дискретизации.

Для показателя колебательности $M=1,41$ и запаса по амплитуде 10 дБ соответствующие параметры равны: $\tilde{T}_1=3,44$; $\tilde{T}_2=0,59$; $K_0=0,29$.

Поскольку гармоники периодической последовательности строятся в циклической частоте, то представим параметры (6) также относительно частоты $\bar{f}$ $\tilde{T}_1 = 2\pi M \cdot 10^{\gamma/20} / (M - 1)$;

$$\tilde{T}_2 = 2\pi M \cdot 10^{\gamma/20} / (M + 1), \quad \tilde{T}_2 = 10^{\frac{\gamma}{20}} \frac{M \cdot 2\pi}{(M + 1)}, \quad K_0 = (M - 1) / (M \tilde{T}_1^2), \text{ где } \gamma - \text{запас устойчивости по амплитуде.}$$

Результаты моделирования частотной характеристики замкнутой системы (непрерывная линия) и уровнями гармоник периодической импульсной последовательности (пунктирная линия) представлены на рис. 3.

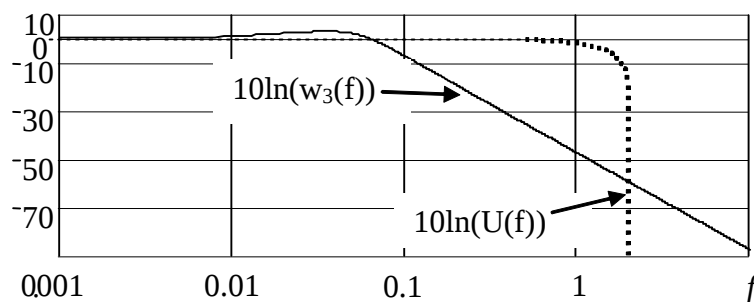


Рис. 3

На рис. 4 показана степень подавления гармонических составляющих частоты сравнения петлей ИФАПЧ. Так подавление первой гармоники частоты сравнения составляет порядка 43 дБ. Третья и последующие гармоники подавляются с показателем, превышающим эту величину, причем все четные гармоники принимают значения более 190 дБ.

Моделирование степени подавления гармоник частоты сравнения, когда запас устойчивости системы по амплитуде составлял 20 дБ, увеличился примерно также на 20 дБ, что соответствует теории автоматического регулирования.

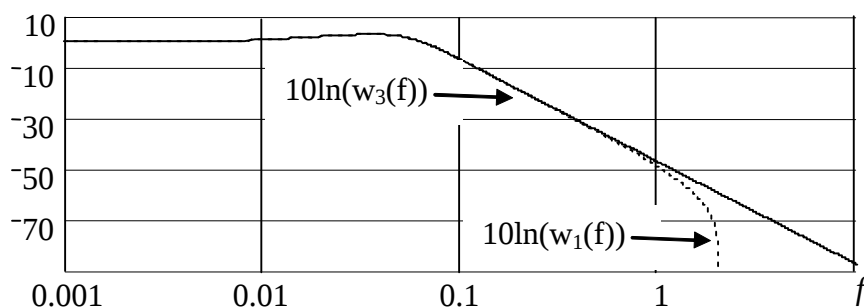


Рис.4

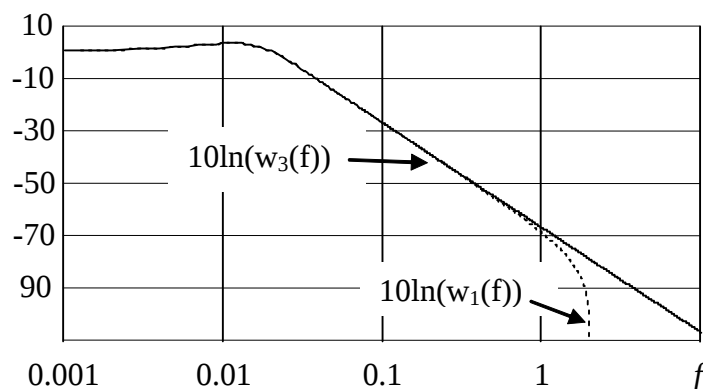


Рис. 5

На рис. 5 рассмотрен вариант, когда импульсная последовательность принимает значение скважности $SQ = 10$. В этом случае наблюдается присутствие четных гармоник вплоть до 10, величина которой также превышает 190 дБ. При этом значения параметров были выбраны для случая, когда запас устойчивости по амплитуде составлял 10 дБ.

Заключение

В статье представлено моделирование степени подавления системой ИФАПЧ с фильтром второго порядка, гармоник кратных частоте сравнения. Показано влияние на подавление гармоник изменения полосы пропускания системы, а также изменение скважности импульсной по-

следовательности, подаваемой на вход частотно-фазового дискриминатора. Данная методика позволяет рассчитывать степень подавления гармонических составляющих, кратных частоте сравнения на выходе петли фазовой автоподстройки, применяемых при проектировании синтезаторов частот. Такая возможность определения уровня дискретных паразитных составляющих на выходе синтезаторов частот гарантирует эти показатели для данных устройств еще на ранних стадиях предварительного проектирования, что повысит помехозащищенность радиоэлектронных комплексов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. - М.: Радио и связь, 1989.
2. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Радио и связь, 1994.
3. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. - М.: Физматгиз, 1963.
4. Прохладин Г.Н. Многокритериальный частотный синтез цифровых синтезаторов частот на основе систем ИФАПЧ // Радиотехника. - 2002. - № 7. - С. 61-64.
5. Шахтарин Б.И., Прохладин Г.Н., Иванов А.А., Быков А.А., Чечулина А.А., Гречищев Д.Ю. Синтезаторы частот: учеб. пособие. - М: Горячая линия - Телеком, 2007.

SUPPRESSION BY SYSTEM PPLL OF COMPONENTS, MULTIPLE TO FREQUENCY OF COMPARISON

Prokhladin G.N.

The method of mathematical modelling presents algorithm of suppression by system PPLL of parasitic discrete components, multiple to frequency of comparison.

Key words: PPLL, spectral feature, discrete component, pass band.

Сведения об авторе

Прохладин Геннадий Николаевич, 1945 г.р., окончил МИРЭА (1972), кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических устройств МГТУ ГА, автор более 50 научных работ, область научных интересов – анализ и синтез систем цифровой обработки сигналов, фазовые системы синхронизации, синтезаторы частот.

УДК 533.6.01

ЗАДАЧА ОПТИМИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ ПЕРЕВОДА СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В СОСТОЯНИЕ ГОТОВНОСТИ К ОТРАЖЕНИЮ УГРОЗЫ

Н.А. БАРАНОВ, А.В. БЕЦКОВ, Н.А. СЕВЕРЦЕВ

Для систем обеспечения безопасности функционирования объектов для противодействия внешней угрозе необходимо время для перехода в состояние готовности. В работе решается задача выбора оптимального момента времени перевода системы безопасности в состояние готовности.

Ключевые слова: риск, система безопасности, время готовности, ущерб, время противодействия угрозе, эффективность противодействия угрозам.

Многие объекты, функционирующие в условиях потенциального риска агрессивных внешних воздействий, обладают некоторой подсистемой для оказания противодействия внешним угрозам. Цель этой системы – минимизировать ущерб от внешних воздействий. Одной из характеристик такой системы безопасности объекта является уровень готовности к отражению угрозы [1].

Анализируя эффективность противодействия внешним угрозам такого рода системы безопасности, необходимо иметь в виду, что перевод системы в то или иное состояние готовности к отражению внешней угрозы не является мгновенным, а занимает некоторое время. С другой стороны, внешнее воздействие и противодействие ему не являются мгновенными событиями, а также представляют собой некоторые процессы, развивающиеся во времени.

Поэтому при анализе эффективности системы безопасности, оценке риска внешних угроз в общем случае недостаточно оперировать такими показателями, как вероятность отражения угрозы, а необходимо учитывать длительность различных процессов: внешнее воздействие, подготовка системы безопасности, обнаружение угрозы, ее идентификация, принятие решения на противодействие ей, осуществление мероприятий по отражению угрозы.

В данной работе рассматривается одна из задач, возникающих при оценке риска опасных внешних воздействий с учетом длительности процессов подготовки системы безопасности, воздействия внешней угрозы и отражения ее [4; 5]. Эта задача заключается в оптимизации момента времени, в который необходимо осуществить перевод системы обеспечения безопасности в состояние готовности в зависимости от ожидаемого времени воздействия внешней угрозы и соотношения затрат на поддержание ее готовности и уровня ущерба от реализации неблагоприятного внешнего воздействия.

Будем предполагать, что функционирование объекта происходит в условиях риска внешней угрозы. Возникновение угрозы характеризуется временем t_t от начала функционирования объекта. Это время является случайной величиной с законом распределения $f_t(t)$.

Примем допущение, что реализация внешней угрозы происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени случайного t_d , имеющего закон распределения $f_d(t)$.

Для противодействия внешней угрозе объект имеет подсистему обеспечения безопасности, которой для того, чтобы отразить внешнее воздействие, необходимо некоторое время t_b , которое является случайной величиной с законом распределения $f_b(t)$. Время t_b учитывает необходимость обнаружения угрозы, ее идентификацию, принятие решения на осуществление противодействия ей и собственно выполнение мероприятий, связанных с отражением угрозы. Приведение системы безопасности в состояние готовности к отражению угрозы осуществляется за случайное время t_a , имеющего закон распределения $f_a(t)$.

Отражение внешней угрозы осуществляется в том случае, если система безопасности

обнаружила возникновение угрозы. Вероятность этого события равна q .

Если система обеспечения безопасности не приведена в готовность или не смогла отразить воздействие внешней угрозы, то объекту будет нанесен ущерб d_0 (в ценах на момент начала функционирования системы).

Будем предполагать, что поддержание системы обеспечения безопасности в состоянии готовности сопряжено с определенными затратами. Интенсивность затрат на поддержание готовности системы безопасности составляет z_0 в ценах на момент начала функционирования системы. Кроме того, будем предполагать, что эффективность функционирования объекта при поддержании системы безопасности в готовности снижается: если в нормальном режиме функционирования производительность объекта равна w_{n0} , то в случае готовности системы безопасности она равна w_{s0} . Оба показателя w_{n0} и w_{s0} выражены также в ценах на момент начала функционирования.

Если уровень инфляции в течение времени эксплуатации системы постоянен и равен r , а коэффициент дисконтирования равен i [6], то для произвольного момента времени $t > 0$ показатели производительности, ущерба и затрат, приведенные к моменту времени $t = 0$, соответствующему моменту начала эксплуатации системы, будут соответственно равны

$$d(t) = d_0 \gamma^t, \quad z(t) = z_0 \gamma^t, \quad w_n(t) = w_{n0} \gamma^t, \quad w_s(t) = w_{s0} \gamma^t,$$

где $\gamma = (1 + r)/(1 + i)$.

Таким образом, если система безопасности поддерживалась в состоянии готовности на интервале времени $[t_r, t_w]$, то затраты, связанные с этим, составят величину

$$Z(t_r, t_w) = z_0 \frac{\gamma^{t_w} - \gamma^{t_r}}{\ln \gamma}, \quad (1)$$

а суммарная эффективность функционирования объекта на интервале времени $[0, t_w]$ будет равна

$$W(t_r, t_w) = w_{n0} \frac{\gamma^{t_r} - 1}{\ln \gamma} + w_{s0} \frac{\gamma^{t_w} - \gamma^{t_r}}{\ln \gamma}. \quad (2)$$

Определим вероятность отражения внешней угрозы, возникшей в момент времени t_t .

Будем предполагать, что начало перевода системы безопасности в состояние готовности запланировано на момент времени t_g . Если угроза возникает раньше, чем запланировано начало подготовки системы безопасности, то ее перевод в состояние готовности начинается в момент времени t_t .

Возможны две ситуации.

1. Система обеспечения безопасности в момент времени t_t находится в состоянии готовности.

В этом случае $t_g < t_t$ и вероятность этого события равна

$$\pi_1(t_t, t_g) = \int_0^{t_t - t_g} f'_a(\tau) d\tau = f_a(t_t - t_g). \quad (3)$$

При этом величина затрат, связанных с поддержанием системы безопасности в готовности, с учетом (1) будет определяться соотношением

$$Z_1(t_t, t_g) = \frac{z_0}{\ln \gamma} \int_0^{t_t - t_g} \{\gamma^{t_t} - \gamma^{t_g + \tau}\} f'_a(\tau) d\tau = \frac{z_0}{\ln \gamma} \left\{ \gamma^{t_t} f_a(t_t - t_g) - \gamma^{t_g} \int_0^{t_t - t_g} \gamma^{\tau} f'_a(\tau) d\tau \right\}. \quad (4)$$

Суммарная эффективность функционирования объекта на интервале времени $[0, t_t]$ с учетом (2) будет равна

$$W_1(t_t, t_g) = \frac{w_{n0} - w_{s0}}{\ln \gamma} \gamma^{t_g} \int_0^{t_t - t_g} \gamma^\tau f'_a(\tau) d\tau + \left(w_{s0} \frac{\gamma^{t_t}}{\ln \gamma} - \frac{1}{\ln \gamma} \right) f_a(t_t - t_g). \quad (5)$$

Вероятность отражения угрозы для этого случая определяется условием, что время, необходимое системе безопасности на отражение угрозы, меньше времени нанесения ущерба внешним воздействием $t_b < t_d$.

Имеем

$$p_1(t_t, t_g) = qP(t_b < t_d) = q \int_0^\infty f'_b(\tau)(1 - f_d(\tau)) d\tau. \quad (6)$$

2. Система обеспечения безопасности в момент времени t_t не была приведена в состоянии готовности.

Это событие возможно в случае, если $t_g < t_t$ и $t_t < t_g + t_a$, либо $t_g \geq t_t$.

Вероятность этого события равна

$$\pi_2(t_t, t_g) = \begin{cases} \pi_2^{(-)}(t_t, t_g) = 1 - \pi_1(t_t, t_g), & \text{если } t_g < t_t, \\ \pi_2^{(+)}(t_t, t_g) = 1, & \text{если } t_g \geq t_t. \end{cases} \quad (7)$$

Вероятность отражения угрозы для этого случая определяется условием, что сумма времени t_a , необходимого для приведения системы безопасности в состояние готовности, и времени t_b , необходимого на отражение угрозы, меньше времени нанесения ущерба внешним воздействием $t_a + t_b < t_d$ причем $t_t - t_g \leq t_a$.

В зависимости от соотношения времен t_g , t_t для вероятности отражения угрозы $p_2(t_t, t_g) = qP(t_a + t_b < t_d | t_t - t_g \leq t_a)$ имеем следующее выражение

$$p_2(t_t, t_g) = p_2^{(-)}(t_t, t_g) = q \int_{t_t - t_g}^\infty \left\{ f'_a(s) \int_0^\infty f'_b(\tau)(1 - f_d(\tau + s)) d\tau \right\} ds. \quad (8)$$

Затраты, связанные с поддержанием системы безопасности в состоянии готовности, будут равны нулю, а суммарная эффективность функционирования объекта на интервале времени $[0, t_t]$ с учетом соотношения (2) будет равна

$$W_2(t_t, t_g) = w_{n0} \frac{\gamma^{t_t} - 1}{\ln \gamma} \pi_2(t_t, t_g). \quad (9)$$

Таким образом, вероятность отражения угрозы, которая возникла в момент времени t_t объектом, система безопасности которого начала приводиться в состояние готовности в момент времени t_g , будет равна

$$p(t_t, t_g) = \pi_1(t_t, t_g)p_1(t_t, t_g) + \pi_2^{(-)}(t_t, t_g)p_2^{(-)}(t_t, t_g), \text{ если } t_g < t_t, \\ p(t_t, t_g) = \pi_2^{(+)}(t_t, t_g)p_2^{(+)}(t_t, t_g), \text{ если } t_g \geq t_t. \quad (10)$$

Поскольку момент t_t возникновения угрозы является случайным, то вероятность отражения угрозы при начале перевода системы безопасности в готовность в момент времени t_g будет равна

$$P(t_g) = \int_{t_g}^\infty \left\{ \pi_1(t_t, t_g)p_1(t_t, t_g) + \int_0^{t_g} \pi_2^{(+)}(t_t, t_g)p_2^{(+)}(t_t, t_g)f'_t(\tau)d\tau \pi_2^{(-)}(t_t, t_g)p_2^{(-)}(t_t, t_g) \right\} f'_t(\tau)d\tau. \quad (11)$$

Суммарная ожидаемая эффективность функционирования с учетом соотношения (7) объекта будет равна

$$W(t_g) = \int_{t_g}^{\infty} W_1(\tau, t_g) \pi_1(\tau, t_g) f_t'(\tau) d\tau + \\ + \frac{W_{n0}}{\ln \gamma} \left\{ \int_0^{t_g} (\gamma^\tau - 1) f_t'(\tau) d\tau + \int_{t_g}^{\infty} (\gamma^\tau - 1) (1 - \pi_1(\tau, t_g)) f_t'(\tau) d\tau \right\}, \quad (12)$$

а ожидаемые затраты, связанные с поддержанием в готовности системы безопасности и ущербом от внешней угрозы, или, другими словами, риск, связанный с приведением системы безопасности в готовность в момент времени t_g , будет равен

$$R(t_g) = \int_{t_g}^{\infty} Z_1(\tau, t_g) \pi_1(\tau, t_g) f_t'(\tau) d\tau + d_0 \int_0^{\infty} \gamma^\tau (1 - p(\tau, t_g)) f_t'(\tau) d\tau. \quad (13)$$

При вычислении риска (13) необходимо учесть тот факт, что вероятность отражения угрозы в соответствии с формулой (10) определяется разными выражениями при $\tau < t_g$ и $\tau \geq t_g$. Принимая во внимание соотношение (10), формулу (13) можно переписать в виде

$$R(t_g) = \int_{t_g}^{\infty} Z_1(\tau, t_g) \pi_1(\tau, t_g) f_t'(\tau) d\tau + d_0 \int_0^{t_g} \gamma^\tau (1 - \pi_2^{(+)}(t, t_g) p_2^{(+)}(t, t_g)) f_t'(\tau) d\tau + \\ + d_0 \int_{t_g}^{\infty} \gamma^\tau (1 - \pi_1(t, t_g) p_1(t, t_g) - \pi_2^{(-)}(t, t_g) p_2^{(-)}(t, t_g)) f_t'(\tau) d\tau.$$

Полученные соотношения (12), (13) для суммарной эффективности и ожидаемого риска функционирования объекта позволяют сформулировать и решить задачу оптимизации момента времени приведения системы безопасности в готовность.

Эта задача может быть сформулирована либо как задача минимизации ожидаемого риска

$$t_g^{(\text{opt})} = \arg \min_{t_g} R(t_g), \quad (14)$$

либо как задача оптимизации ожидаемой эффективности функционирования объекта по критерию максимума соотношения «эффективность – риск»

$$t_g^{(\text{opt})} = \arg \max_{t_g} \frac{W(t_g)}{R(t_g)} \quad (15)$$

Представленная постановка задач позволяет получить оптимальные значения времени перевода системы обеспечения безопасности в состояние готовности при условии, что время функционирования объекта T не ограничено ($T \rightarrow \infty$). Решение такой задачи может быть применимо в случае, если время функционирования объекта много больше ожидаемого времени возникновения внешней угрозы.

Если эти условия не выполнены, то функцию риска и показатель эффективности функционирования объекта необходимо вычислять на интервале времени $[0, T]$, а не $[0, \infty]$, т.е. в формулах (6) – (13) вместо верхнего предела интегрирования, равного бесконечности, следует рассматривать верхний предел интегрирования, равный T – времени функционирования объекта.

В этом случае функция риска R и показатель эффективности функционирования W будут являться не только функциями времени t_g перевода системы безопасности в состояние готовности, но и периода функционирования системы T : $R(t_g, T)$, $W(t_g, T)$, а задачи (14), (15) будут соответственно иметь вид

$$t_g^{(\text{opt})}(T) = \arg \min_{t_g} R(t_g, T), \quad t_g^{(\text{opt})}(T) = \arg \min_{t_g} \frac{W(t_g, T)}{R(t_g, T)}.$$

Отметим, что предлагаемый подход позволяет учесть не только величину затрат, связанных с поддержанием высокой степени готовности системы обеспечения безопасности (параметр z_0), но и снижение производительности объекта при высоких требованиях безопасности ($w_{s0} \leq w_{n0}$), не только соотношение уровня экономической эффективности функционирования объекта и не больше ущерба, который возникает при воздействии на него неблагоприятных факторов (d_0, w_{n0}), но также и временные факторы, связанные с процессом реализации внешнего воздействия (ожидаемое время внешнего воздействия $f_t(t)$, длительность воздействия $f_d(t)$), необходимостью приведения системы безопасности в состояние готовности $f_a(t)$, осуществления мероприятий по отражению внешней угрозы $f_b(t)$.

Работа выполняется при финансовой поддержке РФФИ (проект № 10-07-00381) и программы фундаментальных исследований ОМН РАН № 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильичев А.В. Начало системной безопасности. - М.: Научный мир, 2003.
2. Катулев А.Н., Северцев Н.А. Исследование операций. Принципы принятия решений и обеспечения безопасности. - М.: Физико-математическая литература, 2000.
3. Северцев Н.А., Дедков В.К. Системный анализ и моделирование безопасности. - М.: Высшая школа, 2006.
4. Баранов Н.А., Васильев И.В., Полянский В.В., Семенов И.М. Марковские модели для оценки показателей безопасности функционирования сложных авиационных систем // Вестник МАИ. - 2011. - Т. 18. - № 5. - С. 5-12.
5. Baranov N.A. Optimization of the Safety Cost for Technical Systems by the Criterion of Minimum Risk // European researcher = Европейский исследователь. - 2011. - Т. 1. - № 5. - С. 488-490.
6. Виленский П.Л., Лившиц В.Н., Смоляк С.А. Оценка эффективности инвестиционных проектов. Теория и практика. - М.: Дело, 2008.

THE PROBLEM OF OPTIMIZING THE TIME OF THE SECURITY TRANSFER TO A READINESS STATE TO THREAT COUNTERACTION

Baranov N.A., Beckov A.V., Severtsev N.A.

For many systems to ensure safety of the facilities to counteract external threat needs some time to transition into a state of readiness. However, the impact of external threats and opposition to it should also be considered as some of the processes with their characteristic times of execution. The success of the threat depends on the time resources necessary to bring security to a state of readiness. On the other hand, the maintenance of security in a state of readiness is associated with certain costs. The problem arises of choosing the optimal point in time transfer of the security system in a state of readiness. This problem is considered in this paper.

Key words: risk, safety system, readiness time, damage, time to counter the threat, threats counteraction efficiency.

Сведения об авторах

Баранов Николай Алексеевич, 1963 г.р., окончил МГУ им. М.В. Ломоносова (1986), профессор, доктор технических наук, главный научный сотрудник отдела нелинейного анализа и проблем безопасности ВЦ им. А.А. Дородницына РАН, автор более 100 научных работ, область научных интересов - теория системной безопасности и управления летательными аппаратами.

Бецков Александр Викторович, 1968 г.р., окончил ХВВАУРЭ (1989), доктор технических наук, доцент кафедры УДСООП Академии управления МВД РФ, автор более 100 научных работ, область научных интересов - математическое моделирование, математическое и правовое обеспечение безопасности.

Северцев Николай Алексеевич, 1930 г.р., окончил ВМА им. Крылова (1967), профессор, доктор технических наук, заслуженный деятель науки и техники РФ, зав. отделом нелинейного анализа и проблем безопасности ВЦ им. А.А. Дородницына РАН, автор более 300 научных работ, область научных интересов - математическая теория устойчивости, надежности и безопасности динамических систем.

УДК 533.6.01

УПРАВЛЕНИЕ СОСТОЯНИЕМ ГОТОВНОСТИ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ К ОТРАЖЕНИЮ УГРОЗЫ

Н.А. БАРАНОВ, А.В. БЕЦКОВ, Н.А. СЕВЕРЦЕВ

Рассматривается задача выбора момента перевода системы безопасности в состояние готовности к отражению внешней угрозы. Учитываются затраты на поддержание готовности системы безопасности, ущерб от внешней угрозы, временные ресурсы, необходимые на противодействие, показатели производительности защищаемого объекта при различных состояниях готовности системы безопасности.

Ключевые слова: риск, система безопасности, время готовности, ущерб, время противодействия угрозе, эффективность противодействия угрозам.

Функционирование многих объектов сопряжено с риском неблагоприятных внешних воздействий, для минимизации которого создаются подсистемы обеспечения безопасности объекта [1].

Поддержание системы безопасности в состоянии постоянной готовности к отражению внешней угрозы требует, с одной стороны, определенных материальных затрат, а с другой – снижает эффективность функционирования объекта по его основному целевому назначению. Поэтому в зависимости от ожидаемого времени неблагоприятного внешнего воздействия система безопасности может находиться в различных состояниях готовности.

Перевод системы безопасности в состояние готовности характеризуется определенной длительностью, которая в общем случае является случайной величиной.

С другой стороны, ожидаемое время возникновения внешней угрозы также является, как правило, случайной величиной. Кроме того, внешнее воздействие и противодействие ему не являются мгновенными событиями, а также представляют собой некоторые процессы, развивающиеся во времени. Однако во многих работах, посвященных исследованию проблем безопасности и риска, временные факторы не учитываются, и анализ ведется на уровне событий [1 – 3].

Здесь мы рассмотрим подход к решению задачи управления готовностью системы безопасности к отражению угрозы на частном примере, предполагая, что время внешнего воздействия является известной величиной. В основе излагаемого подхода лежат оценки рисков опасных внешних воздействий с учетом длительности процессов подготовки системы безопасности, длительности воздействия внешней угрозы и противодействия ей, а также соотношения затрат на поддержание ее готовности и уровня ущерба от реализации неблагоприятного внешнего воздействия [4 – 6].

Примем допущение, что реализация внешней угрозы происходит не мгновенно, а в течение некоторого случайного времени t_d .

Отражение внешней угрозы осуществляется подсистемой безопасности, которой в случае ее готовности на реализацию мероприятий по противодействию внешнему воздействию необходимо некоторое время t_b , которое также является случайной величиной. Если в момент возникновения угрозы подсистема безопасности не была приведена в состояние готовности, то ее приведение в состояние готовности к отражению угрозы осуществляется за случайное время t_a .

Будем предполагать, что все времена t_d , t_b , t_a имеют показательный закон распределения с параметрами λ_d , λ_b , λ_a соответственно.

Если во время воздействия внешней угрозы подсистема безопасности успела выполнить всю совокупность мероприятий по отражению внешнего воздействия, то с вероятностью q внешняя угроза будет успешна отражена.

Вероятность отражения угрозы определяется условием, что завершение мероприятий по отражению угрозы произошло раньше, чем реализация воздействия внешней угрозы. Если $\theta(t)$

- вероятность того, что система безопасности завершит выполнение мероприятий по отражению угрозы за время t , а $\varphi(t)$ - вероятность того, что время реализации внешней угрозы больше t , то

вероятность отражения угрозы будет определяться соотношением вида $q_s = q \int_0^{\infty} \theta'(\tau) \varphi(\tau) d\tau$.

Используя данное соотношение и принимая во внимание допущение о показательном законе распределения времен t_d , t_b , t_a , можем вычислить в явном виде вероятности отражения угрозы.

В случае если подсистема безопасности в момент возникновения угрозы находилась в состоянии готовности, то вероятность отражения угрозы будет равна

$$q_1 = q \int_0^{\infty} \exp(-\lambda_b \tau) \lambda_b \exp(-\lambda_d \tau) d\tau = q \frac{\lambda_b}{\lambda_b + \lambda_d}.$$

Если система безопасности не была приведена в готовность, то после возникновения угрозы будет потрачено некоторое время t_a на ее подготовку и только после этого она начнет осуществлять противодействие внешней угрозе.

Вероятность того, что за время t подсистема безопасности будет приведена в состояние готовности и успеет выполнить мероприятия по отражению угрозы, равна

$$\pi_1(t) = \int_0^t \rho'(\tau) \theta(t-\tau) d\tau, \text{ где } \rho(\tau) - \text{вероятность того, что к моменту времени } \tau \text{ подсистема безо-}$$

пасности будет приведена в состояние готовности, а $\theta(t-\tau)$ - вероятность того, что за оставшееся время она успеет выполнить всю совокупность мероприятий по отражению внешней угрозы. Тогда для вероятности $\pi_1(t)$ имеем

$$\pi_1(t) = \int_0^t \exp(-\lambda_a \tau) \lambda_a (1 - \exp(-\lambda_b (t-\tau))) d\tau = 1 + \frac{1}{\lambda_a - \lambda_b} (\lambda_b \exp(-\lambda_a t) - \lambda_a \exp(-\lambda_b t)).$$

Следовательно, вероятность отражения угрозы в случае, если подсистема безопасности не была приведена в состояние готовности, будет равна

$$q_0 = q \left(1 - \int_0^{\infty} \exp(-\lambda_d \tau) \lambda_d (1 - \pi_1(\tau)) d\tau \right) = q \frac{\lambda_a}{\lambda_d + \lambda_a} \frac{\lambda_b}{\lambda_d + \lambda_b}.$$

Предположим, что поддержание системы безопасности в состоянии готовности требует некоторых затрат, которые измеряются величиной z_0 , равной величине затрат в единицу времени, выраженных в ценах на момент начала эксплуатации системы.

Производительность объекта, который защищает подсистема безопасности от внешних воздействий, измеряется величиной w_0 , если система безопасности не приведена в состояние готовности, и величиной w_1 в противном случае. При этом выполняется условие $w_1 \leq w_0$, т.е. поддержание системы безопасности в состоянии готовности не только сопряжено с определенными затратами, но и снижает производительность защищаемого объекта.

Будем предполагать, что если подсистеме безопасности отразить внешнюю угрозу не удалось, то это приводит к ущербу d_0 . Все величины w_0 , w_1 , d_0 выражены в ценах на момент начала эксплуатации системы.

Если уровень инфляции в течение времени эксплуатации системы постоянен и равен r , а коэффициент дисконтирования равен i [7], то для произвольного момента времени $t > 0$ показателя производительности, ущерба и затрат, приведенные к моменту времени $t=0$, соответствующему моменту начала эксплуатации системы, будут соответственно равны $d(t) = d_0 \gamma^t$,

$z(t) = z_0 \gamma^t$, $w_n(t) = w_{n0} \gamma^t$, $w_s(t) = w_{s0} \gamma^t$, где $\gamma = (1+r)/(1+i)$.

Пусть ожидаемое время возникновения внешней угрозы равно T .

Рассмотрим задачу:

- при каком значении времени T возникновения угрозы целесообразно привести систему безопасности в состояние готовности с точки зрения эффективности функционирования защищаемого объекта.

Здесь под эффективностью функционирования объекта могут пониматься показатели двух видов:

- величина ожидаемого риска внешней угрозы $R(T)$;

- величина отношения $W(T)/R(T)$ суммарной прибыли от функционирования объекта $W(T)$ и ожидаемого риска $R(T)$.

Вычислим значения ожидаемого риска внешней угрозы с учетом затрат на поддержание системы безопасности в готовности. Кроме того, вычислим величину суммарной прибыли от функционирования объекта на интервале времени $[0, T]$, предполагая, что в условиях внешнего воздействия объект прекращает функционирование в соответствии со своим целевым назначением.

В случае если система безопасности не была приведена в состояние готовности, то величина ожидаемого риска $R_0(T)$ и суммарной прибыли $W_0(T)$ будут равны

$$W_0(T) = w_0 \int_0^T \gamma^\tau d\tau = w_0 \frac{\gamma^T - 1}{\ln \gamma}, \quad R_0(T) = d_0(1 - q_0) \gamma^T.$$

В случае если система безопасности на интервале времени $[0, T]$ находилась в состоянии готовности, то ожидаемый риск $R_1(T)$ и суммарная прибыль $W_1(T)$ будут равны

$$W_1(T) = w_1 \int_0^T \gamma^\tau d\tau = w_1 \frac{\gamma^T - 1}{\ln \gamma}, \quad R_1(T) = z_0 \frac{\gamma^T - 1}{\ln \gamma} + d_0(1 - q_1) \gamma^T.$$

С точки зрения минимального риска время приведения системы безопасности в состояние готовности определяется из условия $R_1(T) = R_0(T)$, откуда получаем

$$T_R^* = -\frac{1}{\ln \gamma} \ln \left\{ 1 - \ln \gamma \frac{d_0}{z_0} (q_1 - q_0) \right\}.$$

Если в качестве критерия рассматривать эффективность функционирования объекта отношение суммарной прибыли к ожидаемому риску $\max[W(T)/R(T)]$, то время приведения системы безопасности в состояние готовности определяется из условия $W_1(T)/R_1(T) = W_0(T)/R_0(T)$,

откуда получаем $w_0 R_1(T) = w_1 R_0(T)$. Следовательно, $T_{W/R}^* = -\frac{1}{\ln \gamma} \ln \left\{ 1 + \ln \gamma \frac{d_0}{z_0} \left(1 - q_1 - \frac{w_1}{w_0} (1 - q_0) \right) \right\}$.

В частном случае, $\gamma = 1$ имеем $T_R^* = \frac{d_0}{z_0} (q_1 - q_0)$, $T_{W/R}^* = \frac{d_0}{z_0} \frac{w_1(1 - q_0) - w_0(1 - q_1)}{w_0}$.

Поскольку $w_1 < w_0$, $q_0 < 1$, то можно показать, что $T_{W/R}^* < T_R^*$. Действительно, имеем $q_0(w_0 - w_1) < w_0 - w_1$, откуда $q_0 < q_0 w_1 / w_0 + 1 - w_1 / w_0$, следовательно,

$$q_1 - q_0 > q_1 - q_0 \frac{w_1}{w_0} - \left(1 - \frac{w_1}{w_0} \right) = \frac{w_1}{w_0} (1 - q_0) - (1 - q_1) = \frac{w_1(1 - q_0) - w_0(1 - q_1)}{w_0}, \text{ что и доказывает не-}$$

равенство $T_{W/R}^* < T_R^*$.

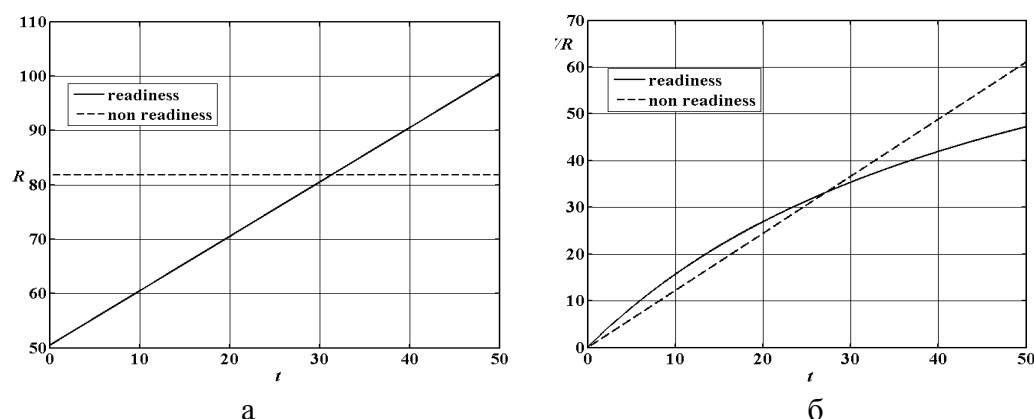


Рис. 1. Зависимость риска: а - от ожидаемого времени возникновения внешней угрозы; б - от показателя «прибыль – риск» от ожидаемого времени возникновения внешней угрозы

В качестве примера на рис. 1 представлены зависимости показателей риска и соотношения «прибыль – риск» для различных случаев готовности подсистемы безопасности к отражению внешней угрозы как функции ожидаемого времени возникновения угрозы. Представленные зависимости рассчитаны для случая $\gamma = 1$.

Работа выполняется при финансовой поддержке РФФИ (проект № 10-07-00381) и программы фундаментальных исследований ОМН РАН № 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильичев А.В. Начало системной безопасности. - М.: Научный мир, 2003.
2. Катулев А.Н., Северцев Н.А. Исследование операций. Принципы принятия решений и обеспечения безопасности. - М.: Физико-математическая литература, 2000.
3. Северцев Н.А., Дедков В.К. Системный анализ и моделирование безопасности. - М.: Высшая школа, 2006.
4. Баранов Н.А., Васильев И.В., Полянский В.В., Семенов И.М. Марковские модели для оценки показателей безопасности функционирования сложных авиационных систем // Вестник МАИ. - 2011. - Т. 18. - № 5. - С. 5-12.
5. Баранов Н.А., Васильев И.В. Модель динамики риска с учетом возможностей системы по идентификации опасных внешних воздействий // Нелинейный мир. - 2011. - Т. 9. - № 12. - С. 801-806.
6. Baranov N.A. Optimization of the Safety Cost for Technical Systems by the Criterion of Minimum Risk. //European researcher = Европейский исследователь. - 2011. - Т. 1. - № 5. - С. 488-490.
7. Виленский П.Л., Лившиц В.Н., Смоляк С.А. Оценка эффективности инвестиционных проектов. Теория и практика. - М.: Дело, 2008.

THE MANAGEMENT OF THE SECURITY SYSTEM READINESS TO THREAT COUNTERACTION

Baranov N.A., Beckov A.V., Severtsev N.A.

The problem of choosing the moment of the security system transfer in a readiness to the external threats counteraction. Take into account such factors as the magnitude of costs to maintain the security systems readiness, damage from external threat, the time resources needed to counter, performance of the protected object under various states of the security system readiness.

Key words: risk, security system, readiness time, damage, time to counter the threat, threats counteraction efficiency.

Сведения об авторах

Баранов Николай Алексеевич, 1963 г.р., окончил МГУ им. М.В. Ломоносова (1986), профессор, доктор технических наук, главный научный сотрудник отдела нелинейного анализа и проблем безопасности ВЦ им. А.А. Дородницына РАН, автор более 100 научных работ, область научных интересов - теория системной безопасности и управления летательными аппаратами.

Бецов Александр Викторович, 1968 г.р., окончил ХВВАУРЭ (1989), доктор технических наук, доцент кафедры УДСОП Академии управления МВД РФ, автор более 100 научных работ, область научных интересов - математическое моделирование, математическое и правовое обеспечение безопасности.

Северцев Николай Алексеевич, 1930 г.р., окончил ВМА им. Крылова (1967), профессор, доктор технических наук, заслуженный деятель науки и техники РФ, зав. отделом нелинейного анализа и проблем безопасности ВЦ им. А.А. Дородницына РАН, автор более 300 научных работ, область научных интересов - математическая теория устойчивости, надежности и безопасности динамических систем.

УДК 629.7.05

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФУНКЦИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ АНАЛИЗА БОРТОВЫХ ЦИФРОВЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЕТОМ

Н.Н. СУХИХ, В.Л. РУКАВИШНИКОВ

В статье предложен подход использования и определения функции чувствительности отдельных дискретных звеньев для упрощения решения задачи анализа влияния изменения коэффициента передачи бортового цифрового вычислителя на динамику системы управления.

Ключевые слова: функция чувствительности, передаточная функция, бортовая цифровая автоматическая система управления полетом.

1. Постановка задачи

Характерной чертой развития бортовых автоматических систем управления полетом является использование в качестве управляющего органа цифровых вычислительных машин. Применение цифровых систем управления позволяет решать задачи с большим объемом логических операций и обеспечивает эффективное повышение надежности. Однако применение бортовых ЦВМ выдвигает ряд проблем, одной из которых является борьба с отказами (сбоями) [1]. Решая данную задачу, прежде всего, следует определить влияние отказов (сбоев) в БЦВМ на динамику системы.

Считаем, что отказы (сбои) проявляются в изменении коэффициента передачи БЦВМ [2; 3]. Влияние изменения коэффициента на значение выходного сигнала целесообразно исследовать с использованием аппарата теории чувствительности. Всякая передаточная функция ЦВМ или передаточная функция замкнутой цифровой системы может быть разложена на сумму простейших дробей, представляющих собой передаточные функции простейших дискретных звеньев. В статье рассматривается определение функции чувствительности некоторых звеньев.

2. Об изменении коэффициента передачи ЦВМ

На рис. 1 представлена одноконтурная цифровая автоматическая система.

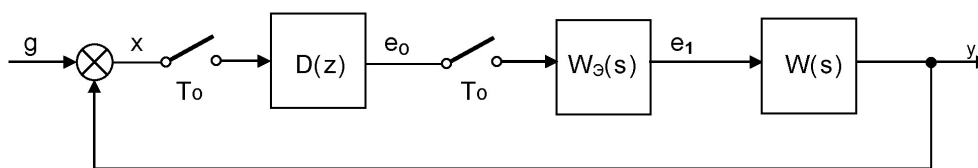


Рис. 1. Одноконтурная цифровая автоматическая система

Для оценки влияния отказа вычислителя на динамику замкнутой цифровой автоматической системы определим функцию чувствительности выходной величины системы (рис. 1) к изменению коэффициента передачи ЦВМ

$$U = \left[\partial Y(z) / \partial K_y \right]^0, \quad (1)$$

помня, что

$$Y(z) = G(z)K_y D_0(z)W(z) / [1 + K_y D_0(z)W(z)]. \quad (2)$$

Подставляя (2) в (1), нетрудно вывести следующую зависимость $U = \Phi(z)G(z)[1 - \Phi(z)] / K_{y0}$, где $\Phi(z)$ – передаточная функция замкнутой системы при номинальном коэффициенте передачи ЦВМ.

Определение функции чувствительности вида U в удобном для последующих расчетов виде, как правило, не представляется возможным ввиду громоздкости выражения для вычисления U .

Как было сказано выше, данная функция может быть разложена на простейшие дроби, представляющие собой передаточные функции простейших дискретных звеньев.

3. Определение функции чувствительности

Передаточная функция дискретного звена $W(z)$ при наличии экстраполятора нулевого порядка определяется следующим соотношением [4]

$$W(z) = Z(z-1)\{W(s)/s\}/z. \quad (3)$$

Зная z -преобразование входного сигнала $X(z)$ и передаточную функцию $W(z)$, легко определить решетчатую функцию на выходе звена $y[n]$

$$y[n] = Z^{-1}\{W(z)X(z)\}. \quad (4)$$

Продифференцируем обе части уравнения (4) по некоторому параметру α и положим $\alpha = \alpha_n$, где α_n – неизменное значение α [5]

$$[\partial y[n]/\partial \alpha]_{\alpha=\alpha_n} = Z^{-1}\{[\partial W(z)/\partial \alpha]_{\alpha=\alpha_n} X(z)\}. \quad (5)$$

Введем ряд обозначений в уравнение (5): $h_\alpha[n] = [\partial y[n]/\partial \alpha]_{\alpha=\alpha_n}$ – функция чувствительности по параметру α во временной области; $H_\alpha(z) = [\partial W(z)/\partial \alpha]_{\alpha=\alpha_n}$ – передаточная функция звена по коэффициенту влияния; $h_\alpha(z) = H_\alpha(z)X(z)$ – функция чувствительности по параметру α в области комплексного переменного или оператор чувствительности.

С учетом введенных обозначений уравнение (5) примет вид

$$h_\alpha[n] = Z^{-1}\{h_\alpha(z)\}. \quad (6)$$

Считая, что на вход звена подается единичное ступенчатое воздействие $1[n]$, оператор чувствительности запишется так

$$h_\alpha(z) = zH_\alpha(z)/(z-1). \quad (7)$$

Выражение (7) представляет собой дробно-рациональную функцию. При высокой степени z числителя и знаменателя этой дроби получить непосредственно обратное z -преобразование сложно, поэтому данную дробно-рациональную функцию следует разложить на сумму простых дробей. В большинстве случаев эти дроби будут представлять собой функции чувствительности некоторых дискретных звеньев. Зная значения функций чувствительности в области комплексного переменного по уравнению (6), можно определить эти функции во временной области. В связи с этим важно иметь готовые функции чувствительности дискретных звеньев.

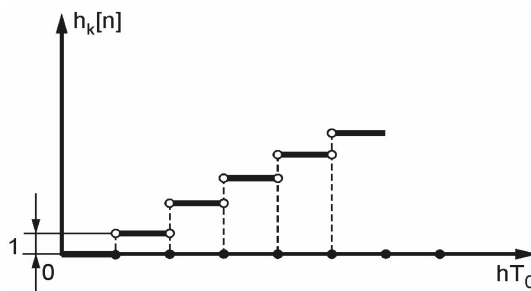


Рис. 2. Функция чувствительности по коэффициенту усиления дискретного аналога интегрирующего звена

Рассмотрим интегрирующее звено с передаточной функцией $W(s) = k/s$

$$W(z) = Z\{k/s^2\}(z-1)/z = kT_0/(z-1). \quad (8)$$

Определим функцию чувствительности звена с передаточной функцией (8) по коэффициенту усиления k

$$H_k(z) = T_0 / (z - 1); \quad h_k(z) = T_0 z / (z - 1)^2; \quad h_k[n] = Z^{-1} \{ T_0 z / (z - 1)^2 \} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{d}{dz} (T_0 z^n) = n. \quad (9)$$

Графически зависимость (9) показана на рис. 2.

Рассмотрим дискретный аналог апериодического звена первого порядка и определим функции чувствительности звена по коэффициенту усиления и постоянной времени

$$W(s) = k / (1 + Ts),$$

$$W(z) = (z - 1)Z \{ k / [s(1 + Ts)] \} / z = k(1 - d) / (z - d), \quad (10)$$

где $d = \exp(-T / T_0)$.

$$H_k(z) = (1 - d)(z - d)^{-1}; \quad h_k(z) = z(1 - d)(z - d)^{-1}(z - d)^{-1};$$

$$h_k[n] = Z^{-1} \{ [z(1 - d)] \cdot [(z - 1)(z - d)]^{-1} \} = 1 - d^n. \quad (11)$$

Соответствующая графическая зависимость (11) показана на рис. 3.

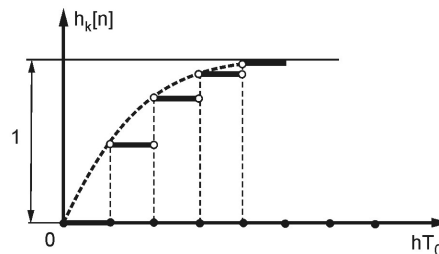


Рис. 3. Функция чувствительности по коэффициенту усиления дискретного аналога апериодического звена первого порядка

$$H_T(z) = [k(1 - \exp(-T_0 / T))(z - \exp(-T_0 / T))]_{T=T_H}^* =$$

$$= kT_0(1 - z)\exp(-T_0 / T_H) / [T_H(z - \exp(-T_0 / T_H))]^2;$$

$$h_T(z) = -zkT_0 \exp(-T_0 / T_H) / [T_H(z - \exp(-T_0 / T_H))]^2;$$

$$h_T[n] = Z^{-1} \{ -zkT_0 \exp(-T_0 / T_H) / [T_H(z - \exp(-T_0 / T_H))]^2 \} = -kT_0 n \{ \exp[-nT_0 / T_n] \} / T_n^2. \quad (12)$$

Соответствующая графическая зависимость (12) показана на рис. 4.

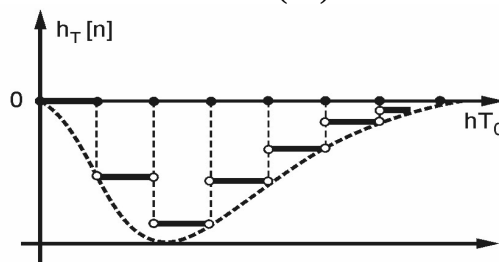


Рис. 4. Функция чувствительности по постоянной времени дискретного аналога апериодического звена первого порядка

Нахождение функции чувствительности звена с дискретной передаточной функцией $W(z)$, представляющей собой правильную дробь, степень z знаменателя которой равна 2, рассмотрим на следующем примере.

Пусть
$$W(z) = kT_0 \{ z[1 - T(1 - d) / T_0] + T(1 - d) / T_0 - d \} / [z^2 - (1 + d)z + d]. \quad (13)$$

Будем определять только $h_k[n]$, т.к. определение $h_T[n]$ осуществляется по такой же методике только с более громоздкими выкладками.

$$\begin{aligned} H_k(z) &= T_0 \{ z[1 - T(1-d)/T_0] + T(1-d)/T_0 - d \} / [z^2 - (1+d)z + d]; \\ h_k(z) &= T_0 z \{ z[1 - T(1-d)/T_0] + T(1-d)/T_0 - d \} / (z-1). \end{aligned} \quad (14)$$

Нахождение обратного z -преобразования непосредственно по формуле (14) для определения $h_k[n]$ является довольно трудоемкой операцией. Разложим $h_k(z)$ на сумму простейших дробей и найдем $h_k[n]$

$$\begin{aligned} h_k(z) &= zT_0 / (z-1)^2 + zT(d-1) / [(z-1)(z-d)] \\ h_k(n) &= Z^{-1} \{ zT_0 / (z-1)^2 + zT(d-1) / [(z-1)(z-d)] \} = \\ &= Z^{-1} \{ zT_0 / (z-1)^2 \} + Z^{-1} \{ zT(d-1) / [(z-1)(z-d)] \} \end{aligned} \quad (15)$$

Сравнивая выражения первого слагаемого в формуле (15) с соотношением (9), нетрудно убедиться, что это есть функция чувствительности дискретного аналога интегрирующего звена по коэффициенту усиления. Второе слагаемое представляет собой функцию чувствительности по коэффициенту усиления дискретного аналога апериодического звена с отрицательным знаком (это видно из соотношения (11)).

$$\text{Отсюда} \quad h_k[n] = n - T(1 - d^n). \quad (16)$$

Нахождение $h_\alpha[n]$ для звена с передаточной функцией $W(z)$, имеющей числитель и знаменатель с высокой степенью z , легко осуществить аналогичным образом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сухих Н.Н., Ковалев А.Г., Рукавишников В.Л. Использование принципа реконфигурации для построения толерантной мажоритарной вычислительной системы управления полетом // Авиакосмическое приборостроение. - 2009. - № 2. - С. 17 - 21.
2. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. - М.: Наука, 1976.
3. Сухих Н.Н. О чувствительности автоматической системы к изменению коэффициента передачи цифрового управляющего устройства // Изв. вузов, серия Приборостроение. -1991. - № 10. - С. 30 - 36.
4. Федоров С.М., Литвинов А.П. Автоматические системы с цифровыми управляющими машинами. - М.: Энергия, 1965.
5. Быховский М.Л. Чувствительность и динамическая точность систем управления // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. - 1964. - № 6.

APPLICATION OF THE SENSITIVITY FUNCTION FOR THE ANALYSIS OF AUTOMATIC ON-BOARD DIGITAL FLIGHT CONTROLLING SYSTEMS

Sukhikh N.N., Rukavishnikov V.L.

The articles presents a sensitivity function for a series of discrete elements. The function is used for a simplified solution of the problem establishing impact of the changes in transfer ratio of an on-board computing unit on the dynamical characteristics of a controlling system.

Key words: sensitivity function, transfer function, automatic on-board digital flight controlling system.

Сведения об авторах

Сухих Николай Николаевич, 1951 г.р., окончил Ленинградский институт точной механики и оптики (1974), доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой систем автоматизированного управления, первый проректор - проректор по учебной работе Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, автор более 100 научных работ, область научных интересов - бортовые автоматизированные системы управления полетом.

Рукавишников Валентин Леонидович, 1956 г.р., окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения (1981), доцент кафедры систем автоматизированного управления Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, автор 23 научных работ, область научных интересов - автоматизация процессов управления.

УДК 629.735

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОЦЕНОК ИЗМЕНЕНИЯ РЕГИСТРИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКОЛЬЗЯЩЕГО СРЕДНЕГО

Б.А. ЧИЧКОВ

В статье приведены результаты, полученные в ходе разработки и апробации способов повышения эффективности диагностического анализа параметров, регистрируемых в процессе эксплуатации ТРДД (с использованием скользящего среднего).

Ключевые слова: параметрическое диагностирование, скользящее среднее, нормирование, диагностирование в пространстве единой размерности.

В процессе эксплуатации авиационных двигателей выполняется регистрация параметрической и непараметрической информации (по результатам срабатывания сигнализаторов). На большинстве двигателей контролируются и регистрируются значения термо-газодинамических характеристик, вибрации, давлений, температуры, расхода топлива и масла. Полученные в полете (с использованием штатной аппаратуры) значения параметров приводятся к САУ и одному режиму (при необходимости).

Дальнейшая оценка технического состояния двигателей осуществляется с использованием диагностических моделей, сочетающих в себе математическое описание и правила принятия диагностических решений по результатам оценки характеристик математического описания изменения параметров в процессе эксплуатации.

Первым этапом оценки является допусковый контроль параметров – полученные значения не должны выходить за границы, заданные в технической документации. Для этого используются представления в виде так называемых контрольных карт [2, 4], на которые наносятся как эмпирические, так и сглаженные значения.

В рамках совершенствования указанных карт предлагается выполнять совместный (на одном поле) анализ однотипных параметров двигателей одного летательного аппарата и оценки синхронии изменения связанных параметров (иначе - их взаимовлияния). В настоящей статье именно этому направлению уделено основное внимание.

Полученные в эксплуатации значения параметров, как правило, зашумлены. С целью уменьшения шума и выявления качественной тенденции изменения параметров на ближайшую перспективу используют различные способы сглаживания, например, скользящее среднее. Для получения количественных оценок используется тренд-анализ по наработке с использованием регрессионных моделей.

Напомним некоторые принципиальные особенности способов сглаживания [1; 2; 3; 5; 6].

Способ сглаживания - осреднение по заданному количеству точек в стационарных группах - с технической точки зрения он сводится к укрупнению интервалов временных рядов. При этом первоначальный ряд динамики (временной ряд) преобразуется и заменяется другим, уровни которого относятся к большим по продолжительности периодам времени. Вновь образованный ряд содержит средние величины. Возможные разновидности простого осреднения - линейное и нелинейное сглаживание.

Линейные способы осреднения: простое осреднение по трем (пяти) точкам проводится для смежных групп параметров количеством 3 и 5; нелинейное сглаживание по семи точкам обеспечивает осреднение на основе применения полинома третьей степени.

Способ сглаживания - с использованием скользящего среднего по заданному количеству точек - искомая величина получается путем осреднения нескольких значений, непосредственно примыкающих к "центральному" значению текущей группы. Группы получают постепенно, с шагом, равным единице, сдвигаясь от начального значения; группа (интервал сглаживания, его называют иногда "окном") как бы скользит по ряду с шагом, равным единице. Скользящее среднее иногда называют "фильтром низких частот"; это означает, что скользящее среднее сглаживает периодические составляющие высокой частоты (с малой длиной волны) и оставляет относительно нетронутыми низкие частоты [3]. В ряде программ реализована разновидность скользящего среднего – называемая в русском переводе линейной фильтрацией (в английской транскрипции, по-прежнему, *moving average*). В указанной программной реализации полученное среднее для группы относят не к центральному, а крайнему правому значению усредняемой группы по оси абсцисс (отсортированной). В самом общем случае любое скользящее среднее искажает циклическую, краткосрочную и случайную компоненты ряда. Выбор скользящего среднего достаточно субъективен и окончательное решение относительно него должно приниматься после анализа результатов, полученных с использованием нескольких скользящих средних, исходя из цели исследования.

Способ повторного сглаживания используется в большинстве методик при диагностической обработке регистрируемых параметров двигателей для определения сглаженных величин отклонений параметров. Фактически проводят процесс так называемого релаксационного сглаживания (с некоторым параметром релаксации), характеризующегося уменьшением весовых коэффициентов у членов ряда, более удаленных от точки, для которой осуществляется сглаживание (весовые коэффициенты, за исключением последнего, убывают по закону геометрической прогрессии). Положительная сторона способа заключается в достаточно простой реализации вычислительного алгоритма, так как расчетная процедура не требует запоминания всех предшествующих значений параметра; достаточно сохранения только предыдущего сглаженного значения.

Все способы, указанные выше, в своих классических реализациях, хотя и не дают достаточно строгого описания процессов и аппарата прогнозирования, в отличие от параметрического регрессионного сглаживания, но наглядны и не выдвигают особых требований к исходным данным. Здесь предпринята попытка совершенствования оценок изменения регистрируемых параметров, в основном, с использованием скользящего среднего. Так как способ скользящего среднего, по сути, направлен на установление качественных тенденций изменения параметров, значит, в первую очередь необходимо разработать способы предварительной обработки и визуализации, повышающие его эффективность в этом направлении, и попытаться ввести количественные оценки в описание временных рядов регистрируемых данных.

В примерах использованы статистические данные по одному из типов зарубежных двухвальных ТРДД, однако это не сужает область применения предлагаемых здесь способов - они распространяются на данные, полученные в системах регистрации параметров всех известных типов ГТД.

Следует заметить, что в роли факторного признака может выступать как наработка двигателя, так и номер полета (зависит от особенностей представления данных в системе регистрации параметров), что для рассматриваемых здесь способов сглаживания не является принципиальным (также с учетом примерно одинаковой продолжительности рейсов).

На рис. 1 представлен пример "классического" представления сглаженного ряда параметра "обороты каскада низкого давления" (один параметр одной силовой установки по наработке, сплошная линия, сглаживание по 10 точкам) и линия полиномиального сглаживания (штриховая, полином 5 степени, требует дополнительных оценок значимости как зависимости в целом, так и отдельных коэффициентов полинома).

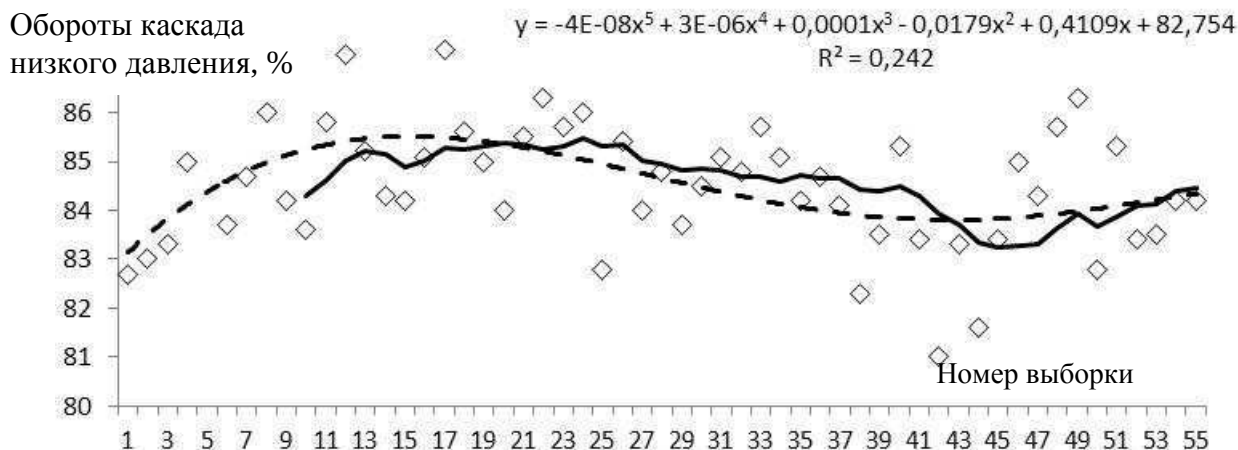


Рис. 1. Пример классического представления сглаженного ряда параметра “обороты каскада низкого давления”

Сглаженные ряды могут быть использованы для сравнения изменения одинаковых параметров силовых установок одного летательного аппарата.

Такая процедура обычно реализуется для абсолютных значений параметров (рис. 1), но представляется целесообразным переход на представление в разностях с последующей их обработкой скользящим средним (рис. 2 - 4).

Полученные результаты проверяются на предмет синхронии изменения и постоянства разностей. Здесь – исправные двигатели.

Обороты каскада

низкого давления, %

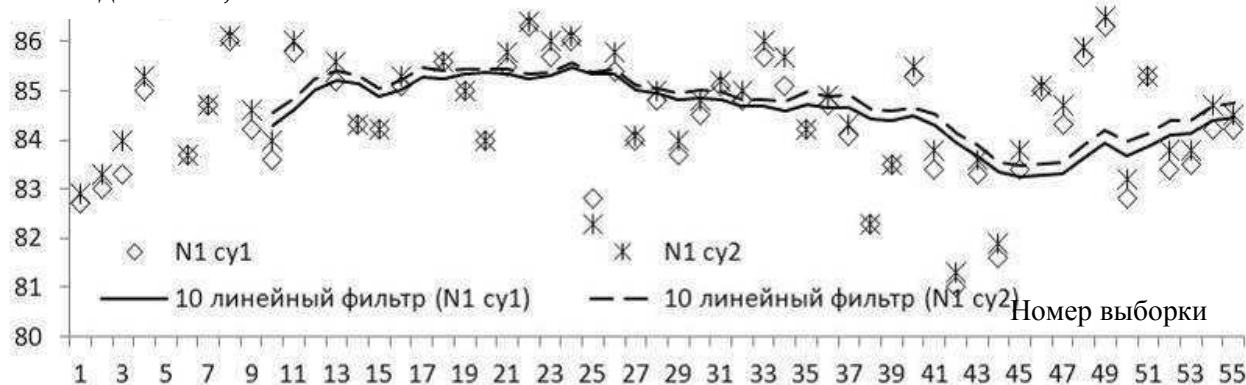


Рис. 2. Пример сравнения сглаженных рядов параметра “обороты каскада низкого давления” для двух силовых установок (cy) одного самолета

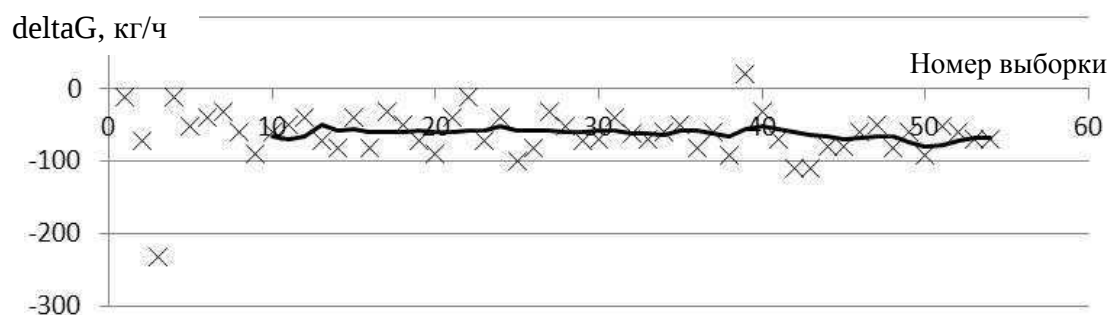


Рис. 3. Пример сглаженного ряда разностей расхода топлива (Gcy1-Gcy2) одного самолета

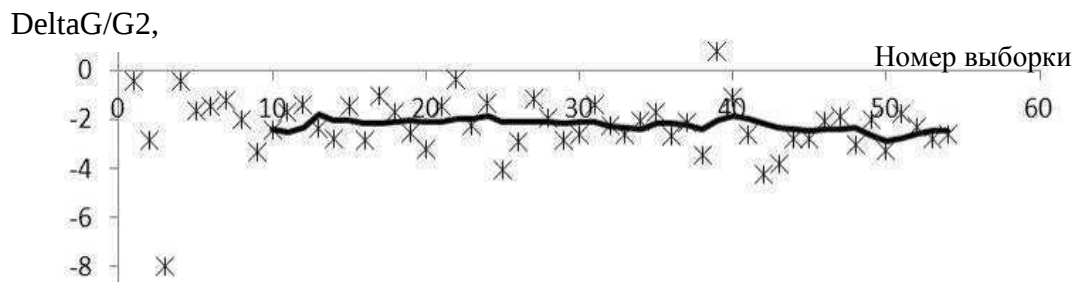


Рис. 4. Пример сглаженного ряда разностей расхода топлива (ΔG) одного самолета, отнесенных к расходу топлива второй силовой установки (в процентах)

Также практический интерес представляет исследование изменения физически связанных регистрируемых параметров.

Покажем его графическую составляющую на примере параметров “обороты каскада низкого давления” (N1) и “температура газов за турбиной” (T) (рис. 5). Маркеры точек убраны, чтобы облегчить восприятие результатов сглаживания, пока обрабатываются абсолютные значения параметров.

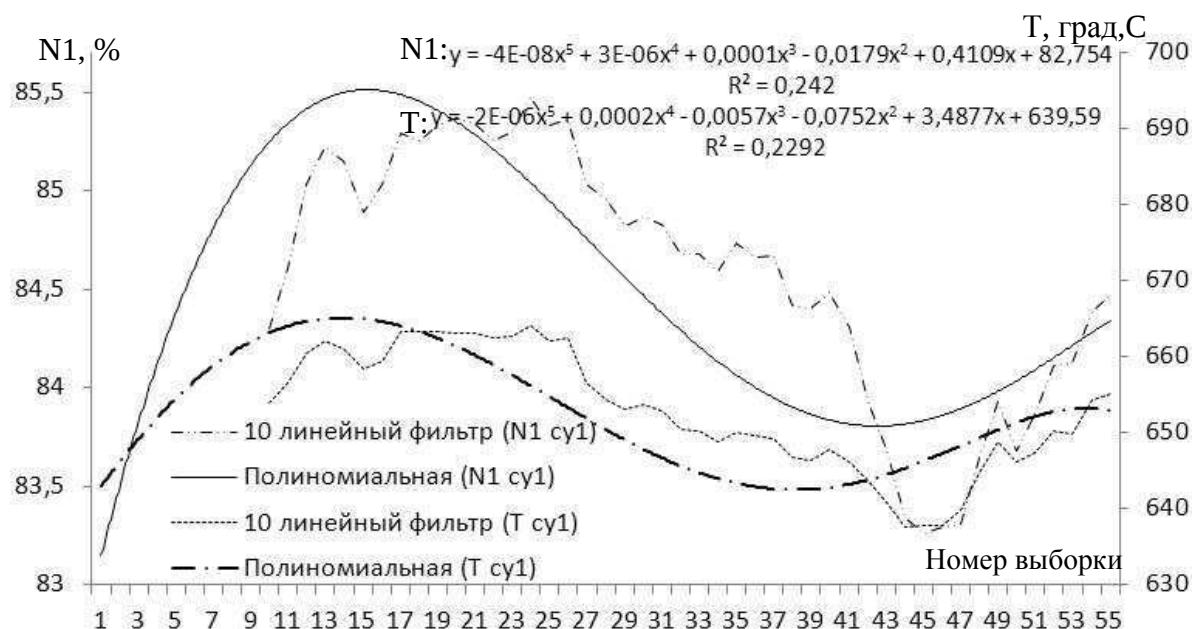


Рис. 5. Пример сглаженных рядов параметров “обороты каскада низкого давления” и “температура газов за турбиной” одного двигателя и полиномиальные аппроксимации

Несмотря на выявленные тенденции изменения параметров и периоды таких изменений диагностическая интерпретация результатов может быть затруднена. На мнение эксперта также влияет субъективная составляющая, вызванная различным позиционированием графиков при различном масштабировании. Проблема может быть решена нормированием обрабатываемых данных. Это позволит перейти к представлению анализа в двух осях, а в содержательном смысле корректно проявит влияние факторного параметра на результативный. Иначе таким действием обеспечивается диагностирование в пространстве единой размерности. Переход к единой размерности может быть достигнут различным образом, например, нормированием относительно максимальных значений выборки регистрируемого параметра, относительно средних значений выборки, относительно размаха значений в выборке. Результаты обработки скользящим средним нормированных относительно максимальных значений выборок регистрируемых параметров “обороты каскада низкого давления” (N1) и “температура газов за турбиной” (T) представлены на рис. 6.

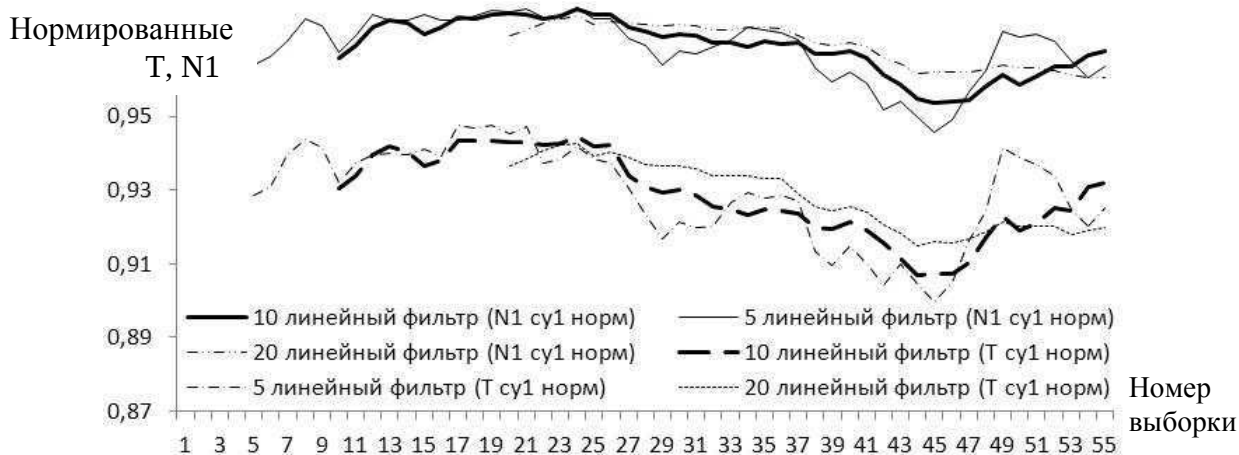


Рис. 6. Пример результатов обработки регистрируемых параметров N1 и T, нормированных относительно максимальных значений выборок

С регистрируемыми параметрами, представленными в одной размерности, можно выполнять алгебраические процедуры с целью выявить постоянство характеристик связи параметров и установления степени влияния одного на другой. Сглаженные разности нормированных значений представлены на рис. 7.

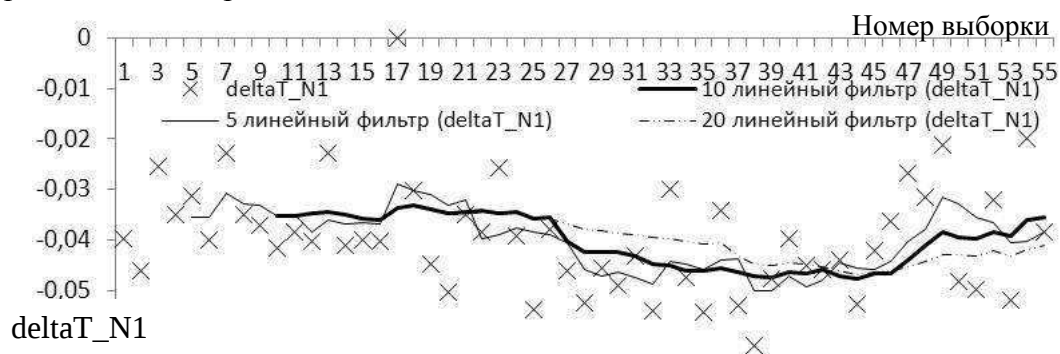


Рис. 7. Пример результатов обработки разностей (ΔT_{N1}), нормированных относительно максимальных значений выборок регистрируемых параметров N1 и T

Наибольшей наглядностью и простотой интерпретации обладает представление результатов сглаживания разностей значений регистрируемых параметров, нормированных относительно средних значений выборок (рис. 8) (появляется естественный “нулевой” уровень).



Рис. 8. Пример результатов обработки разностей (ΔT_{N1} средн) регистрируемых параметров N1 и T, нормированных относительно средних значений выборок

Заключение

При сглаживании временных рядов данных параметров, регистрируемых в процессе эксплуатации авиационных двигателей, используется процедура, применяемая в большинстве методик диагностирования, имеющая как ряд недостатков, так и неоспоримые достоинства в виде простоты реализации и наглядности получаемых результатов.

Однако потенциал метода обработки данных с использованием скользящих средних представляется раскрытым не полностью.

Поэтому в плане его раскрытия было показано использование метода для оценки изменения одинаковых параметров силовых установок одного летательного аппарата, а также предложен способ исследования изменения физически связанных регистрируемых параметров. Особенностью способа является обработка скользящим средним не абсолютных значений регистрируемых параметров, а их нормированных значений, получаемых нормированием относительно максимальных значений выборки регистрируемого параметра, нормированием относительно средних значений выборки, нормированием относительно размаха значений в выборке. Наибольшей наглядностью и простотой интерпретации обладает представление результатов сглаживания разностей значений регистрируемых параметров, нормированных относительно средних значений выборок.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.** Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. - М.: Наука, 1986.
2. Бюллетень N 94148-БЭ-Г. Изделие: Двигатель ПС-90А. По вопросу: Внедрение в эксплуатацию 2-й очереди наземной автоматизированной системы диагностирования "АСД-Диагноз-90" двигателя ПС-90А на самолете Ил-96-300. - Пермь, 1996.
3. **Кендэл М.** Временные ряды. - М.: Финансы и статистика, 1981.
4. Программа МСД-ЕСМ II. Engine Condition Monitoring Programm. Pratt & Whitney. Performance & Diagnostics Support, 1994.
5. **Химмельблау Д.** Анализ процессов статистическими методами / пер. с англ. - М.: Мир, 1973.
6. **Чичков Б.А.** Методология оптимизации статистических диагностических моделей авиационных ГТД для установившихся режимов работы. - М.: МГТУ ГА, 2001.

PERFECTION OF ESTIMATIONS OF CHANGE OF REGISTERED PARAMETERS WITH USE OF THE MOVING AVERAGE

Chichkov B.A.

In article are brought results, got in the course of development and approbations of the ways of increasing efficiency of diagnostic analysis parameter, registered in process of the usages GTE, using the method of moving average.

Key words: diagnostic analysis parameter, moving average, rationing, diagnosing in space of uniform dimension

Сведения об авторе

Чичков Борис Анатольевич, 1969 г.р., окончил МИИГА (1993), доктор технических наук, профессор кафедры двигателей летательных аппаратов МГТУ ГА, автор более 50 научных работ, область научных интересов – модели систем, параметрическая диагностика авиационных двигателей в эксплуатации.

УДК 621.192.3

НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ УЗЛА АВИАЦИОННОЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ В СТАЦИОНАРНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ ПРИ ПОНИЖЕННОМ АТМОСФЕРНОМ ДАВЛЕНИИ

Е.В. КРАВЧЕНКО

Статья представлена доктором физико-математических наук, профессором Кузнецовым Г.В.

В статье проведен анализ влияния пониженного атмосферного давления на надежность работы узла авиационной радиоэлектроники. Показана необходимость учета давления для оценки остаточного ресурса бортовой аппаратуры.

Ключевые слова: надежность, остаточный ресурс, пониженное давление.

Надежность работы авиационного оборудования и, как следствие, безопасность полетов зависят от многих факторов. К одному из таких факторов относится температурный режим функционирования бортовой радиоэлектронной аппаратуры [1]. Перебои в функционировании или отказе, например, радиостанции пилота при заходе на посадку могут стать причиной катастрофы воздушного судна. Причиной, которой мог послужить отказ платы блока питания радиостанции.

Известно, что неблагоприятная экономическая ситуация, в частности в региональных авиакомпаниях, приводит к тому, что срок эксплуатации оборудования после назначенного срока службы может продлеваться. При этом не учитывается тот факт, что отказы могут иметь экспоненциальный характер зависимости от времени эксплуатации. В сложившихся условиях создание инструмента для прогностического моделирования показателей надежности бортового радиоэлектронного оборудования является актуальной задачей по обеспечению безопасности полетов.

Тенденции развития радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) сводятся к уменьшению массогабаритных показателей и увеличению функциональных возможностей оборудования. Не исключением является и бортовая РЭА, которая эксплуатируется в достаточно узком диапазоне рабочих температур 20...80°C. Увеличение температуры на каждые 10°C приводит, как правило, к уменьшению показателей надежности на 25...50% [2]. Поэтому считается, что тепловое воздействие является одним из наиболее значимых факторов. Кроме этого, наряду с внешним тепловым воздействием на бортовую РЭА, необходимо учитывать и пространственную неоднородность температурных полей при возможных локальных перегревах внутри аппаратуры. Локальная неоднородность может являться как следствием схемно-конструктивных ошибок, нестационарных режимов работы оборудования, так и следствием снижения коэффициента конвективного теплообмена бортовой РЭА с внешней средой. Коэффициент конвективного теплообмена является функцией температуры. Для типичных условий работы РЭА и мощностей тепловыделения до 2 Вт теплообмен осуществляется в режиме естественной конвекции [3]. Однако при увеличении высоты полета воздух становится разреженным, что приводит к уменьшению количества активных молекул, осуществляющих теплоотвод от локально нагретых электрорадиоэлементов (ЭРЭ) функциональных узлов бортовой аппаратуры. Соответственно неоднородность температурного поля и температуры элементов печатного узла, вызванные локальными источниками тепловыделения при пониженном атмосферном давлении, должны увеличиваться. Поэтому, учитывая обратно-пропорциональную зависимость коэффициента конвективного теплообмена от разности температур, получается, что он будет уменьшаться, то есть теплоотвод будет осуществляться преимущественно за счет теплопроводности и радиационного теплообмена с внешней средой.

Целью данной работы является определение показателей надежности узла авиационной электроники с учетом пространственной неоднородности температурного поля печатной платы типичной конструкции при пониженном и нормальном атмосферном давлении.

Численное моделирование показателей надежности выполнено на примере типичного для современного РЭА узла (рис. 1), состоящего из печатной платы и 6 локальных источников тепловыделения [4].

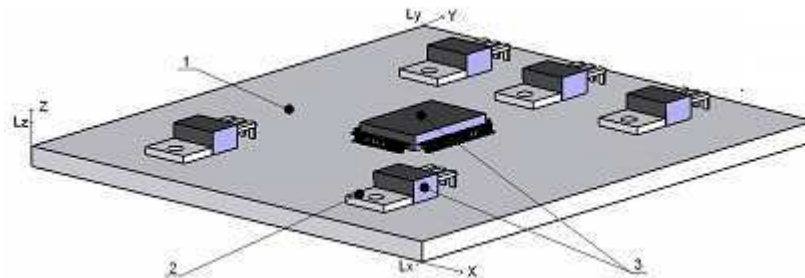


Рис. 1. Геометрия области решения: 1-печатная плата;
2-теплоотводящая поверхность; 3-корпус транзистора и микросхемы

Моделируемый объект представлял собой плату из стеклотекстолита, ограниченную размерами по осям X, Y и Z соответственно L_x , L_y и L_z . В качестве моделей источников тепловыделения были выбраны кремниевые транзисторы, применяемые в усилителях мощности и переключающих устройствах, а также интегральная микросхема, как наиболее типичные электрорадиоэлементы в большом классе радиотехнических устройств. Принималось, что на границах с различными теплофизическими характеристиками (ТФХ) выполнялись условия равенства тепловых потоков и температур. Теплофизические характеристики элементов печатного узла представлены в табл. 1. На границах с внешней средой задавались граничные условия III рода с учетом излучения.

Таблица 1

Теплофизические характеристики элементов

№ области	Плотность ρ , кг/м ³	Удельная теплоемкость C , Дж/(кг·К)	Теплопроводность λ , Вт/(м·К)
1	1750	1185	0,3
2	2700	900	210
3	2900	1100	0,8

Рассматривались три тепловых режима. Первый (реальный) - температура в каждой точке области решения изменяется в соответствии с условиями работы тепловыделяющих элементов РЭА и теплоотвода во внешнюю среду при пониженном атмосферном давлении. Вторым режимом отличается от первого давлением, а именно, считалось, что давление соответствует 760 мм.рт.ст. Третий - температура в каждой точке области решения принимается постоянной и равной 300 К.

Задача теплофизического моделирования пространственных температурных полей сводится к решению нелинейного нестационарного уравнения теплопроводности [4].

При этом необходимо отметить, что при численном моделировании пространственных нелинейных полей температур были использованы следующие допущения [5]:

1. Элементы печатного узла моделируются параллелепипедами. Это допущение вносит некоторую погрешность в точность расчета, однако учитывая, что почти все значимые элементы близки по форме к параллелепипедам, вносимая погрешность должна быть незначительной.

2. Теплофизические характеристики материалов параллелепипедов (элементов) считаются изотропными. Это допущение обосновано, так как для большинства материалов типична изотропия теплофизических характеристик.

3. Характеристики материалов параллелепипедов (элементов) считаются не зависящими от температуры. Это допущение обосновано тем, что зависимость от температуры ТФХ, типичных для РЭА материалов, очень слабая. Диапазон изменения температур небольшой (20...80°C).

Принимается, что на границах между тепловыделяющими элементами модели реализуется идеальный тепловой контакт. В реальных условиях эксплуатации тепловое сопротивление между теплоотводом и печатной платой снижается применением теплопроводящих паст.

Задача в такой постановке сводится к решению нестационарного уравнения теплопроводности

$$C(x, y, z)\rho(y, z)\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x}\left(v(x, y, z)\frac{\partial T}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v(x, y, z)\frac{\partial T}{\partial y}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(v(x, y, z)\frac{\partial T}{\partial z}\right) + Q(t, x, y, z) \quad (1)$$

с соответствующими начальными:

$$t \in [0; t_{\max}]; \quad X \in [0; L_x]; \quad Y \in [0; L_y]; \quad Z \in [0; L_z]; \quad T|_{t=0} = T_0(x, y, z)$$

и граничными условиями:

$$\begin{aligned} x = 0, y \in [0; L_y], z \in [0; L_z]: -v \frac{\partial T}{\partial x} &= \alpha(T, P_h)(T_B - T) + \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_B^4 - T^4); \\ x = L_x, y \in [0; L_y], z \in [0; L_z]: v \frac{\partial T}{\partial x} &= \alpha(T, P_h)(T_B - T) + \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_B^4 - T^4); \\ y = 0, x \in [0; L_x], z \in [0; L_z]: -v \frac{\partial T}{\partial y} &= \alpha(T, P_h)(T_B - T) + \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_B^4 - T^4); \\ y = L_y, x \in [0; L_x], z \in [0; L_z]: v \frac{\partial T}{\partial y} &= \alpha(T, P_h)(T_B - T) + \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_B^4 - T^4); \\ z = 0, x \in [0; L_x], y \in [0; L_y]: -v \frac{\partial T}{\partial z} &= \alpha(T, P_h)(T_B - T) + \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_B^4 - T^4); \\ z = L_z, x \in [0; L_x], y \in [0; L_y]: v \frac{\partial T}{\partial z} &= \alpha(T, P_h)(T_B - T) + \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_B^4 - T^4), \end{aligned}$$

где C - удельная теплоемкость; ρ - плотность; t - время; v - коэффициент теплопроводности; T - температура; P_h - давление газа; Q - тепловыделение источника; $\alpha(T, P)$ - коэффициент теплоотдачи; T_B - температура внешней среды; σ - постоянная Стефана-Больцмана; x, y, z - координаты; L_x, L_y, L_z - геометрические размеры; T_0 - начальная температура; $\varepsilon_{\text{пр}}$ - приведенный коэффициент черноты поверхности.

Используя широко известную формулу уменьшения давления с ростом высоты

$$P_h = P_0 \cdot \exp\left[-\frac{M \cdot g \cdot (h - h_0)}{R \cdot T}\right], \quad (2)$$

где P_h и P_0 - давление газа на высотах h и h_0 ; M - молярная масса воздуха; g - ускорение свободного падения; R - молярная газовая постоянная, и известную зависимость коэффициента конвективного теплообмена от температуры [6]

$$\alpha(T) = (1,42 - 1,4 \cdot 10^{-3} T_m) \cdot N_2 \cdot \left(\frac{T - T_B}{L}\right)^{\frac{1}{4}}, \quad (3)$$

где T_m - среднее арифметическое температур поверхности и внешней среды; N_2 - коэффициент, зависящий от ориентации поверхности в пространстве [6]; L - характеристика, определяющая размер, получим выражение для определения коэффициента конвективного теплообмена

$$\alpha(T, P_h) = (1,42 - 1,4 \cdot 10^{-3} T_m) \cdot N_2 \cdot \left(\frac{T - T_B}{L}\right)^{\frac{1}{4}} \cdot \frac{P_0 \cdot \exp\left[-\frac{M \cdot g \cdot (h - h_0)}{R \cdot T}\right] \cdot v}{\Delta T}, \quad (4)$$

где v - скорость движения газа.

Коэффициент теплоотдачи рассчитывался для каждой точки поверхности.

Приведенный коэффициент черноты поверхности модели и окружающей среды определяется соотношением [6]

$$\varepsilon_{np}^{-1} = \varepsilon_n^{-1} + \varepsilon_{cp}^{-1} - 1, \quad (5)$$

где ε_n - коэффициент черноты поверхности модели; ε_{cp} - коэффициент черноты окружающей среды.

Для оценки показателей надежности будем использовать широко распространенную модель Аррениуса [2], где температура является основным учитываемым фактором

$$\lambda = C \cdot \exp(-E_1/kT), \quad (6)$$

где λ - интенсивность отказов оборудования; C - константа; E_1 - энергия активации; k - постоянная Больцмана.

Известно, что при длительной эксплуатации бортового радиоэлектронного оборудования ($t \geq 5$ лет) возникают постепенные отказы. С физической точки зрения подобного рода отказы заключаются в медленном изменении характеристик оборудования или, другими словами, в расходе ресурса. Характерной моделью для случая постепенного расходования ресурса является модель аддитивного накопления повреждений [7]

$$H(t) = \int_0^t Y(t) \cdot dt, \quad (7)$$

где $Y(t)$ - скорость расходования ресурса.

Преобразуем уравнение (6) в соответствии с моделью аддитивного накопления повреждений.

$$\lambda(T) = C \cdot \int_0^t \exp\left(-\frac{E_1}{kT}\right) \cdot dt. \quad (8)$$

Необходимо отметить, что в получившемся уравнении (8) температура является функцией времени.

Численные исследования определения показателя надежности — интенсивности отказов, проведены в типичном диапазоне изменения параметров внешнего воздействия и условий работы печатного узла. Анализ надежности печатного узла проводился при пониженном атмосферном давлении, соответствующем высоте полета $h=20$ км. Моделирование пространственных температурных полей проводилось на разностной сетке размерами $110 \times 100 \times 18$ для длительной реализации ($t=1,58 \cdot 10^8$ с). Мощность тепловыделения составляла 1Вт - для транзисторов, 1Вт - для микросхемы.

На рис. 2 показано типичное температурное поле моделируемого печатного узла в момент времени ($t=1800$ с) при нормальном атмосферном давлении ($P_0=760$ мм.рт.ст.).

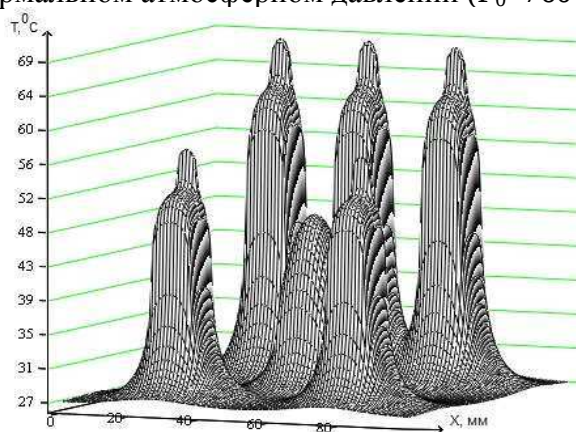


Рис. 2. Температурное поле моделируемого печатного узла

Следует отметить, что представленное на рис. 2 температурное поле является типичным для рассматриваемых диапазонов изменения внешних и внутренних воздействий температур. Градиенты по оси Z при этом достигают 30 и более градусов. Также в ходе численных экспериментов было установлено, что режим работы моделируемого печатного узла РЭА является нестационарным.

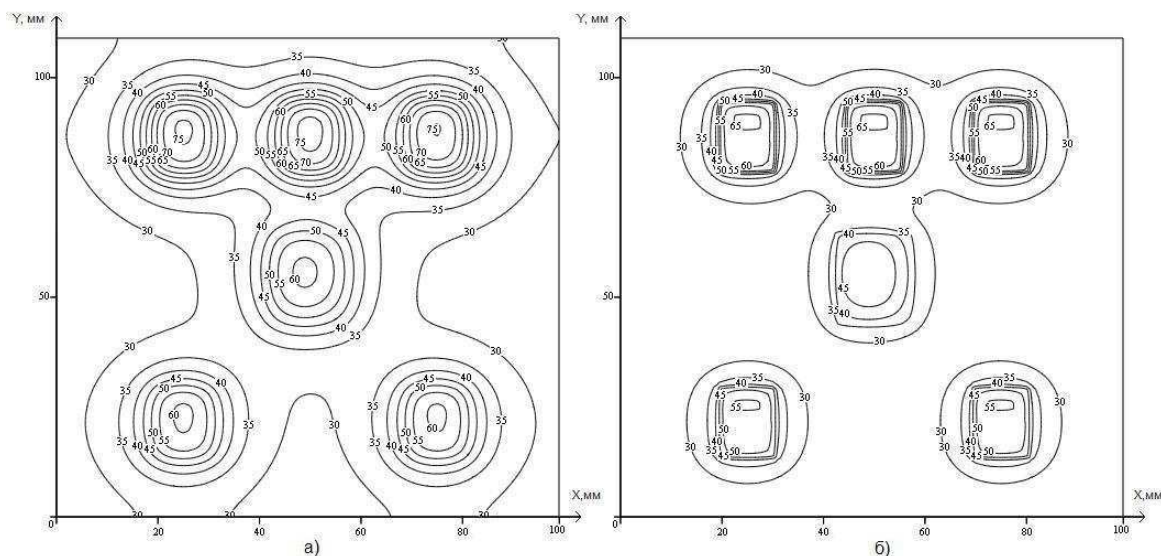


Рис. 3. Изотермы печатного узла в сечении $Z=4$ мм: а - при пониженном атмосферном давлении ($t=1800$ с); б - при нормальном атмосферном давлении ($t=1800$ с)

Анализируя рис. 3, на котором представлены изотермы моделируемого печатного узла в сечении $Z=4$ мм (верхняя поверхность печатной платы) при пониженном и нормальном давлениях соответственно, можно сделать вывод о различиях по максимальным температурам (около 20°C), а также в конфигурации изотерм, даже для относительно простого функционального узла РЭА, представленного на рис. 1.

Разница в конфигурации изотермических линий и температурах в соответствующих областях печатного узла является следствием изменения, а именно уменьшения коэффициента теплообмена. Необходимо отметить, что при моделировании рассматривались не самые экстремальные тепловые режимы (мощность источников тепловыделения не более 1 Вт). Можно сделать обоснованный вывод, что отличия будут тем существеннее, чем больше будет неоднородность ТФХ по оси Z и чем ниже будет атмосферное давление.

Представленные на рис. 4 изотермы в сечении $Z=0$ мм подтверждают предположение о том, что теплоотвод от локальных источников тепловыделения увеличивается за счет механизма теплопроводности. При детальном рассмотрении изотерм (рис. 3 и рис. 4) видно, что отличия по максимальным температурам уже составляют более 20°C .

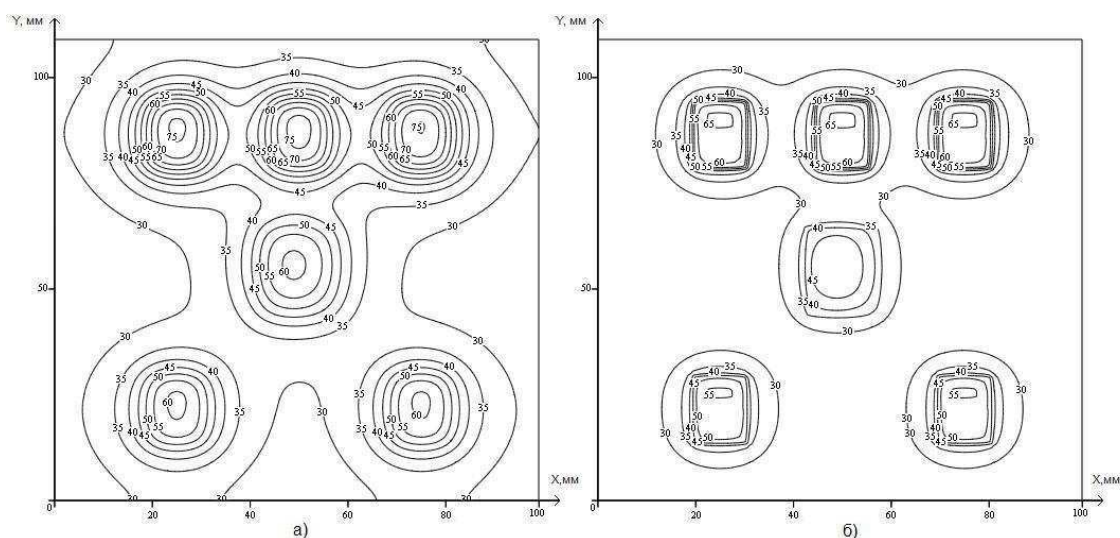


Рис. 4. Изотермы печатного узла в сечении $Z=0$ мм:
а - при пониженном давлении; б - при нормальном давлении ($t=1800$ с)

Однако средние значения температур по типичному печатному узлу при пониженном атмосферном давлении выше на 20°C, чем при нормальном давлении. Как отмечалось ранее [2], увеличение температуры в рабочем диапазоне ЭРЭ на каждые 10°C может приводить к увеличению интенсивности отказов в 2 раза.

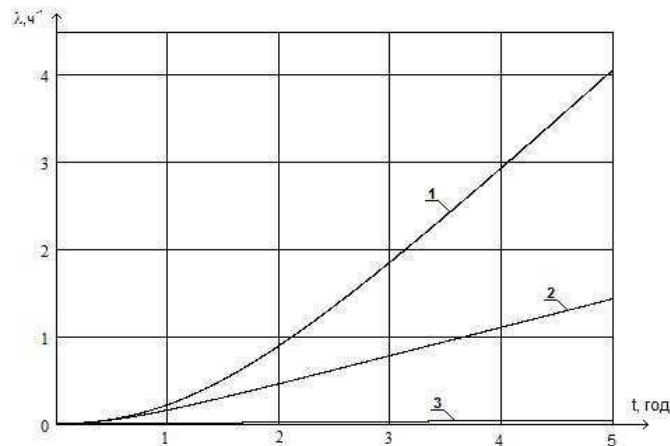


Рис. 5. График зависимости интенсивности отказов от времени: при пониженном (кривая 1) и нормальном атмосферном давлении (кривая 2), стационарном режиме тепловыделения при нормальном атмосферном давлении (кривая 3)

Поэтому проведена оценка показателя надежности бортовой РЭА – интенсивности отказов, при различных атмосферных давлениях. В качестве основного фактора, влияющего на скорость расходования ресурса, в уравнении (8) была выбрана максимальная температура по моделируемому узлу.

Результаты численного анализа представлены на рис. 5.

Показатели надежности приведены для времени моделирования 5 лет. Из графика видно, что интенсивность отказов при пониженном атмосферном давлении (кривая 1) выше, чем интенсивность отказов при нормальном давлении (кривая 2) в 2,8 раза и в 91 раз выше, чем для некоторого постоянного (стационарного) режима работы типичного узла авиационной электроники (кривая 3) при прочих равных условиях.

В заключение необходимо отметить практическую значимость полученных результатов для обеспечения безопасности полетов воздушных судов. Предложенный подход определения показателей надежности при учете пространственно неоднородных (реальных) полей температур и изменениях давлений позволяет получать данные для оценки остаточного ресурса изделий бортовой РЭА. Прогнозировать техническое состояние и продлять срок эксплуатации бортовой электроники за назначенный ресурс без риска для безопасности полетов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Роткоп Л.Л., Гиделивич В.Б., Гунн Л.А., Максименко В.Д. Оценка влияния тепловых режимов в РЭА на ее надежность // Вопросы радиоэлектроники, серия ТРТО. - 1972. - Вып. 1.
2. Борисов А.А., Горбачева В.М., Карташов Г.Д., Мартынова М.Н., Прытков С.Ф. Надежность зарубежной элементной базы // Зарубежная радиоэлектроника. - 2000. - № 5. - С. 34-53.
3. Исмаилов Т.А., Евдулов О.В. Моделирование процессов теплообмена в термоэлектрическом устройстве для охлаждения электронной аппаратуры // Известия вузов. Приборостроение. - 2002. - № 7. - С. 59-62.
4. Kuznetsov G.V., Kravchenko E.V. The peculiarities of modeling reliability parameters for printed circuit assembly electronics working in cycling mode // Электромагнитные волны и электронные системы. - 2005. - № 11, 12. - С. 19-22.
5. Добрынин В.Д. Оценка статистических характеристик теплового поражения полупроводниковых приборов // Радиотехника. - 2004. - № 10. - С. 38-46.
6. Дульнев Г.Н. Тепло - и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. - М.: Высшая школа, 1984.

7. Садыхов Г.С., Савченко В.П. Оценка остаточного ресурса изделий с использованием физической модели аддитивного накопления повреждений // ДАН. - 1995. - Т. 343. - № 4. - С. 469-472.

8. Алексеев В.П., Кузнецов Г.В., Шлома С.В. О влиянии неоднородности температурного поля на надежность электрорадиоизделий // Успехи современной радиоэлектроники. - 2003. - № 7. - С. 48-54.

RELIABILITY OF THE AVIA ELEKTRONICS UNIT IN A STATIONARY MODE AT LOW ATMOSPHERIC PRESSURE

Kravchenko E.V.

The article analyzes the influence of low atmospheric pressure on the reliability of the avionics unit. The necessity of taking into account the pressure on avia electronics equipments to estimate residual life.

Key words: reliability, residual life, low pressure.

Сведения об авторе

Кравченко Евгений Владимирович, 1981 г.р., окончил Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (2004), кандидат технических наук, ассистент кафедры АТП НИ ТПУ, автор более 10 научных работ, область научных интересов – надежность, тепломассоперенос, тепловые режимы радиоэлектронной аппаратуры.

УДК 629.7.351

УСТАНОВЛЕНИЕ ДОПУСКОВ НА ОЦЕНИВАЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ С УЧЕТОМ РИСКОВ ЗАКАЗЧИКА И ИЗГОТОВИТЕЛЯ

И.Б. ГУБЕРМАН

Статья представлена доктором технических наук, профессором Рубцовым В.Д.

В статье рассмотрена проблема установления допусков для неадекватных моделей оцениваемого параметра и условий эксплуатации аппаратуры, установления допуска как стохастической или нечеткой величины и в случае функционально связанных параметров.

Ключевые слова: оценка соответствия, достоверность, воздействующие факторы.

Значительная часть недостоверных решений при оценке соответствия (далее ОС) объясняется проблемой установления допусков контролируемых параметров. Допуски играют роль системного интерфейса в иерархической гибридной системе ОС. Для радиоэлектронной аппаратуры (далее РЭА) проблема установления допусков особенно важна из-за специфики РЭА как многопараметрической аппаратуры с весьма большим уровнем изменчивости параметров и характеристик.

Выход параметров РЭА за допуски может сопровождаться появлением опасности для человека или оборудования, сбоем, отказом, выходом из строя аппаратуры или объекта управления, а также приводить к снижению качества РЭА, то есть выполнению функциональной задачи аппаратуры с пониженной точностью.

Среди многочисленных аспектов проблемы допусков рассмотрим следующие: установление допусков при неадекватных моделях оцениваемого параметра и условий эксплуатации аппаратуры, установление допуска как стохастической или нечеткой величины и в случае функционально связанных параметров.

Устанавливаемый допуск на оцениваемый параметр РЭА может становиться неточным, так как в процессе измерений сам оцениваемый параметр подменяется моделью этого параметра, не являющейся полностью адекватной собственно параметру. Так, при переходе на цифровые методы измерения может возникнуть подмена параметра - объекта измерения цифровой моделью по сравнению с теоретическим определением этого параметра. Однако имеются измерительные задачи, требующие высокоточных измерений частоты и фазы, например, измерение малых доплеровских сдвигов и задержек сигналов при сближении или посадке воздушных судов. В этом случае требуется установление допусков, учитывающих неадекватность моделей частоты и фазы.

Известен пример замены объекта измерений - частоты сигнала.

При замене частоты ее цифровым эквивалентом в виде числа пересечений смесью сигнала и помехи нулевого уровня смещение оценки частоты возрастает с увеличением отношения сигнал/помеха и отношения ширины полосы помехи к средней частоте сигнала и может достигать значительной величины [1].

Смещение фазы при измерениях с помощью типовых цифровых фазометров, в которых строгое определение фазы с использованием преобразования Гильберта [2], заменяется измеренным в количестве «счетных» импульсов временным интервалом между «нулевыми» переходами опорного сигнала и смеси сигнала и помехи, для современных широкополосных сигналов также весьма значительно.

Таким образом, в условиях помех замена измеряемых частоты и фазы их цифровыми эквивалентами уменьшает достоверность измерений цифровыми методами.

Устанавливаемый допуск может становиться неточным, так как при его установке применялась модель условий эксплуатации, не являющаяся полностью адекватной реальным условиям эксплуатации РЭА. Неточно поставленный с точки зрения реальных условий эксплуатации допуск может ухудшить качество функционирования, а также привести к полному срыву работы РЭА.

Рассмотрим пример, когда допуск устанавливается на параметры системы частотно-фазовой автоподстройки частоты (ЧФАПЧ), применяемой в канале синхронизации радионавигационной системы (РНС). При включении РНС и попадании сигнала $u(t) = U_0 \cos[(\omega_0 + \Omega_c)t + \varphi]$ в полосу схватывания системы частотной автоподстройки ($\Omega_c < \Omega_{схв}$) происходит уменьшение начальной расстройки Ω_c до значения $\Omega_{схв}^{\phi}$, определяющего границы полосы схватывания системы фазовой автоподстройки, и при $\Omega(t) < \Omega_{схв}^{\phi}$ происходит захват сигнала и слежение за ним с точностью до фазы [3]. При воздействии на ЧФАПЧ широкополосной помехи текущая расстройка $\Omega(t)$ сигнала может оказаться за пределами $\Omega_{схв}$.

Выражения для математического ожидания ($F(\Omega - \psi)$) дискриминационной характеристики частотного детектора (ЧД) и спектральной плотности $G(0, \Omega)$ процесса на выходе ЧД, где ψ - производная фазы смеси сигнала и помехи, а β - раствор дискриминационной характеристики ЧД, соответственно имеют вид [4]

$$F(\Omega - \psi) = S_{\text{чд}} \beta \frac{q\Omega_0}{(1+s+\Omega_0^2)(1+\Omega_0^2)} \quad \text{и} \quad G(\Omega - \psi) = S_{\text{чд}} \beta \frac{(1+\Omega_0^2) + 16s\Omega_0^2}{2(1+s+\Omega_0^2)^2(1+\Omega_0^2)^2},$$

где $\Omega_0 = \Omega / \beta$ и $\Omega_{с0}$ - нормированные к полосе текущая и начальная расстройки сигнала; $S_{\text{чд}}$ - крутизна характеристики ЧД; s - отношение сигнал/помеха на входе ЧД.

Тогда выражение для вероятности установления работоспособного состояния в системе можно записать [5]

$$P_y(\Omega_{с0}) = 1 - \left[\int_{\Omega_{с0}^{\phi}}^{\Omega_{н0}} \left(\frac{1 - \Omega_0^2}{1 + s + \Omega_0^2} \right)^{aK_p} e^{a(\Omega_0 - \Omega_{с0})^2} d\Omega_0 \right] \times \left[\int_{\Omega_{с0}^{\phi}}^{\Omega_{н0}^A} \left(\frac{1 - \Omega_0^2}{1 + s + \Omega_0^2} \right)^{aK_p} e^{a(\Omega_0 - \Omega_{с0})^2} d\Omega_0 \right]^1,$$

где $a = \frac{\beta}{\alpha_0 S_{\text{чд}} N(s)}$, $\Omega_{схв}^{\Gamma}$ - граница полосы схватывания при отсутствии помехи;

$N(s) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\Omega) \rho(\Omega) d\Omega$ - усреднение по Ω значения спектральной плотности $G(\Omega)$; $\rho(\Omega)$ - плотность вероятности значений Ω ; K_p - полоса пропускания фильтра нижних частот.

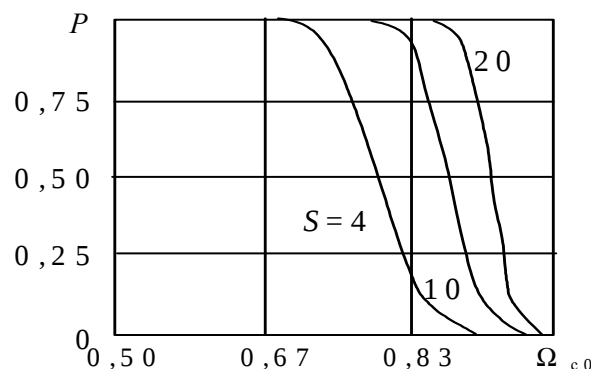


Рис. 1. Зависимость вероятности установления работоспособности системы ЧФАПЧ от нормированной начальной расстройки ($K_p=10$)

На рис. 1 приведена зависимость вероятности установления работоспособного состояния в системе ЧФАПЧ для разных соотношений сигнал/помеха при изменении начальной расстройки $\Omega_{с0}$ сигнала. Как видим, вероятность установления работоспособного состояния в системе ЧФАПЧ уменьшается с увеличением допуска на начальную расстройку частоты и уменьшением отношения сигнал/помеха к увеличению времени установления работоспособного состояния в системе ЧФАПЧ и может приводить к отказу РНС, в которой используется ЧФАПЧ.

Основной рекомендацией по увеличению достоверности ОС при работе РЭА в условиях помех является сужение допускowej области на изменение параметров РЭА. В условиях эксплуатации для одной и той же РЭА помеховая ситуация может быть различной. Так что граница допускowej области на параметры становится функцией времени и соотношения сигнал/помеха. Такой адаптивный подход к определению допускowej области позволит в более полной мере использовать возможности РЭА, а также уменьшить издержки на ее техническое обслуживание.

В рамках гипотезы случайности допуск устанавливается как стохастическая величина и может становиться неточным, если при его установке применять недостаточно отражающий поставленную задачу закон распределения вероятностей. Обычно для него предполагается равномерный закон распределения в интервале, соответствующем заданной доверительной вероятности. Иногда это оправдано, но, очевидно, что равномерный закон не исчерпывает всех возможных случаев при стохастическом установлении допуска. Если требуется учесть нежелательность больших отклонений от среднего значения, например, когда большое отклонение опасно для объекта, то применим нормальный закон распределения допускowego значения.

Результаты компьютерного моделирования для вероятности необнаруженного брака для двух видов закона распределения оцениваемого параметра при нулевых значениях математических ожиданий параметра и допуска на них показаны на рис. 2, где вероятность необнаруженного брака зависит от аргументов - отношения среднеквадратических значений отклонений параметра и допуска от их математических ожиданий $\sigma/\sigma_{доп}$ и значения допуска в долях среднеквадратического отклонения $k\sigma$.

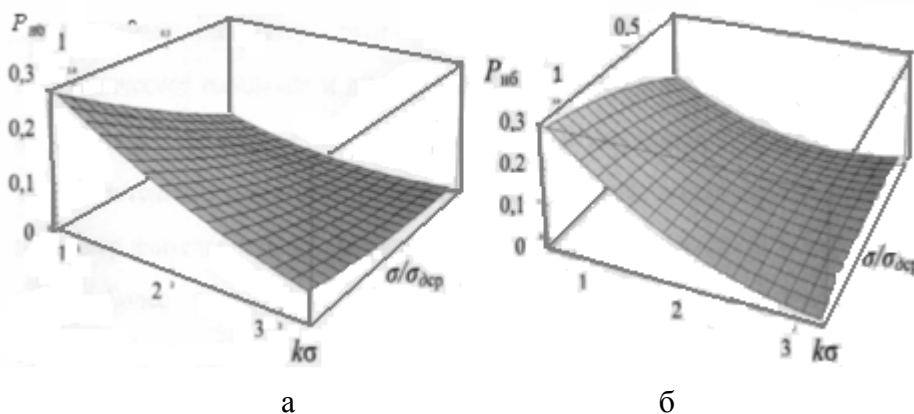


Рис. 2. Зависимость вероятности необнаруженного брака $P_{нд}$ при распределении допускowego значения по нормальному закону и распределении измеряемого параметра: а - по нормальному закону; б - по закону Вейбулла

Полученные результаты иллюстрируют общую картину влияния стохастического характера допускowych значений на достоверность ОС. Назначение неравномерного допуска в доверительном интервале в какой-то мере эквивалентно введению функции потерь в теории оценок. Рассмотренный вариант назначения допуска может также использоваться при проектировании для оценки работы РЭА с вариацией допусков.

Рассмотрим установление допусков как нечетких величин с применением теории нечетких множеств и нечеткой логики, которое может применяться для оценки качества функционирования РЭА в условиях отсутствия достаточных статистических данных и знаний о взаимных зависимостях между отдельными параметрами и качеством функционирования РЭА.

В этом случае допуск d_i на параметр x_i ($i = 1...m$) и выходная переменная Y задаются как элементы нечетких множеств, так что расчет Y позволит прогнозировать качество функционирования РЭА при различных допусках.

Связывая допуски на оцениваемые параметры с качеством выполнения РЭА функциональной задачи в конкретных условиях эксплуатации, можно применить подход к назначению допусков с точки зрения теории нечетких множеств [6].

Если задать «показатель качества» РЭА в описанном выше смысле как элемент нечеткого множества $\tilde{A}$ на универсальном множестве $U\{u_1, u_2...u_n: Y\{y_1y_2...y_n \in \tilde{A}$ с функцией принадлежности $\mu_a(U_i)$, позволяющей вычислить степень принадлежности нечеткому множеству, то

$$\tilde{A} = \sum_{i=1}^n \mu_A(u_i)/u_i.$$

«Показатель качества» зададим набором лингвистических значений (терм-множеством) $L = \{L_1, L_2...L_k$. В нечеткой модели процесса сортировки «качество» является нечеткой выходной переменной. Аналогично определим нечеткие входные переменные «значение допуска» $X\{x_1, x_2, ..., x_m$. Диагностические признаки каждого элемента определяются с учетом дополнительных конкретных характеристик. Значения n и k выбираются такими, чтобы обеспечить требуемую точность, m определяется принимаемыми во внимание параметрами РЭА, для которых устанавливаются допуски.

В качестве примера применим пятиуровневую шкалу для «показателя качества» y_1 и положим $T=2$, то есть примем во внимание два параметра РЭА, для которых устанавливаются допуски. При этом приняты десятиуровневая и трехуровневая шкалы для допусков x_1 и x_2 соответственно.

Тогда множество значений может состоять из следующих компонентов: y_1 – («показатель качества») – {Уровень 5 (5), Уровень 4 (4), Уровень 3 (3), Уровень 2 (2), Уровень 1 (1)}, x_1 («допуск на оцениваемый параметр 1») и x_2 («допуск на оцениваемый параметр 2»), соответственно – {Допуск 1(1), Допуск 2 (2),...Допуск 10(10)}, {Допуск 1 (1), Допуск 2 (2), Допуск 3 (3)}.

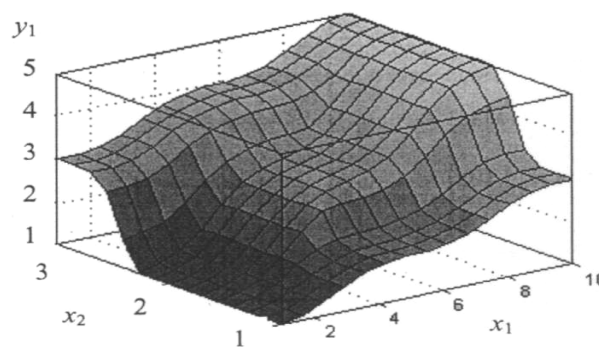


Рис. 3. Поверхность нечеткой модели качества РЭА при установлении допуска как нечеткой величины

Функции принадлежности показателей приняты в виде гауссовых для переменных x_1, x_2 и в виде треугольной функции для переменной y_1 .

На рис. 3 приведена поверхность нечеткой модели «показателя качества» РЭА при применении следующих нечетких правил:

$$x_1 = 1 \wedge x_2 = 1, 2 \rightarrow y_1 = 1; \quad x_1 = 2 \wedge x_2 = 3, 4 \rightarrow y_1 = 2; \quad x_1 = 3 \wedge x_2 = 5, 6 \rightarrow y_1 = 3; \\ x_1 = 4 \wedge x_2 = 7, 8 \rightarrow y_1 = 4; \quad x_1 = 5 \wedge x_2 = 9, 10 \rightarrow y_1 = 5.$$

На основании результатов моделирования можно принять решение о выборе допуска на параметры РЭА на основе приемлемости определенного уровня «показателя качества».

Если допуски назначаются к функционально связанным параметрам РЭА, то возникает «поле допуска» для таких параметров. При этом возможно ужесточение требований к одним параметрам путем смягчения требований к другим. Последнее является следствием общего принципа неопределенности для сложных систем: повышение точности определения какого-либо количественного свойства сверх некоторого предела влечет за собой понижение возможной точности определения другого свойства. То есть одновременно измерить значения двух (или более) параметров с точностью, превышающей определенный уровень, невозможно, так как «поле допуска» является внутрисистемным инвариантом.

Так, в радиолокационной РЭА точность одновременного измерения дальности и скорости цели имеет предел, зависящий от конкретного вида сигнала при заданной его энергии [7].

Проведенный анализ показал, что:

- при установлении допусков без учета неадекватности модели измеряемого параметра, а также неадекватности учета реальных условий эксплуатации возникают ошибки установления допусков в РЭА, что ведет к уменьшению достоверности ОС;
- при установлении допуска как стохастической величины необходима оценка влияния статистических характеристик допусковых значений на достоверность ОС;
- применение предложенного подхода к установлению допуска как нечеткой величины позволяет оценить влияние допуска на качественные показатели функционирования РЭА;
- при установлении допусков без учета функциональной связи оцениваемых параметров РЭА допуски на эти параметры могут оказаться противоречивыми.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жуков В.П. Систематические погрешности электронно-счетного частотомера, вызванные шумами // Известия вузов. Радиотехника. - 1964. - Т. 7. - № 6. - С. 732-738.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. - М.: Высшая школа, 2003.
3. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. - М.: Связь, 1972.
4. Первачев С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. - М.: Сов. радио, 1973.
5. Зданович Н.П. Вероятность схватывания в линейной статистической системе ЧАП 1-го порядка // Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации: межвуз. сб. науч. тр. - Рига: РКИИГА, 1976. - Вып. 11. - С. 34 - 38.
6. Новак В., Перфильева И., Мочкорж И. Математические принципы нечеткой логики / пер. с англ. - М.: Физматлит, 2006.
7. Канащенкова А.И., Меркулова В.И. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. - М.: Радиотехника, 2007.

ESTABLISHMENT OF ADMISSIONS ON ESTIMATED PARAMETERS OF RADIO-ELECTRONIC EQUIPMENT TAKING INTO ACCOUNT RISKS OF THE CUSTOMER AND THE MANUFACTURER

Guberman I.B.

In article the problem of an establishment of admissions for inadequate models of the appreciated parameter and conditions of operation of equipment, an admission establishment as stochastic or indistinct size and in case of functionally connected parameters is considered.

Key words: the conformity estimation, admissions, probability, parameters.

Сведения об авторе

Губерман Игорь Борисович, 1961 г.р., окончил ОЛАГА (2004), начальник сектора УВД отдела сертификации юридических лиц и объектов ЕС ОрВД ГА, ФГУП ГосНИИ «Аэронавигация», автор 2 научных работ, область научных интересов – техническая эксплуатация радиоэлектронных систем воздушного транспорта, навигация и управление воздушным движением.

УДК 621. 396

ОСОБЕННОСТИ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ПОЛЕТЕ В ПОГРАНИЧНОМ СЛОЕ АТМОСФЕРЫ

В.И. НЕФЁДОВ, А.Ю. МАТВЕЕВ

Рассмотрено использование автоструктур пограничного слоя атмосферы для увеличения продолжительности полета БПЛА. В качестве элемента системы навигации для поиска автоструктур предложен тепловизионный приемник. Сформулированы требования к АСУ БПЛА и к тепловизорам для реализации системы поиска автоструктур.

Ключевые слова: атмосфера, автоструктура, БПЛА, тепловизор, навигация.

Выбор типа тепловизионного прибора

При поиске автоструктур [1, 2] контраст между автоструктурой и тепловым фоном неба составляет несколько градусов. Поэтому задача может быть решена с помощью тепловизионных приборов (ТВП), имеющих температурную чувствительность $0.05 \div 0.1$ К. Учитывая малый вес БПЛА (< 5 кг), ТВП должен иметь вес на порядок меньше веса БПЛА, что исключает использование в нем холодильных машин. Таким требованиям удовлетворяют ТВП с неохлаждаемыми микроболометрическими ИК-матрицами и рабочей областью спектра 8 - 14 мкм.

Основные преимущества неохлаждаемых тепловизоров:

- рабочий диапазон лучше приспособлен для наблюдения в условиях дыма, тумана, смога, так как в диапазоне 8-14 мкм ИК-излучение не поглощается ни парами воды, ни углекислым газом;
- сравнительно небольшой размер и вес;
- меньшая потребляемая мощность;
- высокое отношение сигнал/шум и качество изображения, широкий динамический диапазон.

Основной недостаток микроболометрических ТВП - использование светосильной оптики для обеспечения терморезистивного эффекта (необходимо собрать и передать на болометр большое количество энергии). Поэтому для достижения требуемого отношения «сигнал/шум» на выходе фотоприемника требуется оптика с большим диаметром входного зрачка.

Чувствительность микроболометра, характеризующаяся NETD (Noise Equivalent Temperature Difference) – эквивалентная шуму разность температур для лучших приборов, достигает порядка 50 мК при рекордном значении 20 мК [3]. В дальнейшем при оценках возможностей тепловизионных систем поиска автоструктур будем пользоваться характеристиками портативного тепловизора "СЫЧ-3", высококачественная германиевая оптика которого обеспечивает максимально эффективное использование возможностей микроболометра.

Использование тепловизионных методов пеленгации для поиска автоструктур

Поиск автоструктур в нижней части АПС имеет определенные трудности, связанные с выделением сигнала от автоструктур на фоне флуктуаций температуры атмосферы. Кроме того, на дальность обнаружения автоструктур влияет затухание сигнала на **аэрозольных частицах** (в основном влаги) и **мелкомасштабной турбулентности**. В нашем случае задача сводится к тому, чтобы из общего фона, который традиционно связывают с возмущениями атмосферы, выделить надежно вклад автоструктур, определить положение ближайшей автоструктуры относительно осей БПЛА. В дальнейшем мы будем ориентироваться ТВП с определенной чувствительностью (NETD). Поэтому основная цель исследований сводится к проблеме повышения контраста ТВП и его пространственному разрешению.

В АПС мы наблюдаем два типа температурных флуктуаций, вызванных турбулентностью: мелкомасштабные флуктуации, размер которых значительно меньше размера автоструктур, и флуктуации, обусловленные автоструктурами. Мелкомасштабные флуктуации могут быть легко отфильтрованы с помощью цифровых фильтров. Для использования видеоизображения ав-

тоструктур в навигационных целях необходимо повысить его контрастность. С этой целью можно применить критерий комбинированного контраста и алгоритм многоспектральной обработки сигнала [4]. Однако реализация этого алгоритма предполагает использование охлаждаемых ИК-матриц. В нашем случае предполагается использовать неохлаждаемые микроболометры. Поэтому применение процедуры [4] исключено. Но поскольку мы знаем форму автоструктур и имеются оценки их размеров и расстояний между ними, для повышения контраста изображения автоструктуры и ее пространственного разрешения предполагается использовать мягкие алгоритмы и нечеткие логики [5 - 7].

Тепловой контраст в спектральной области $\Delta\lambda$ между двумя объектами, обладающими температурами T_s и T_b (в нашем случае T_s - температура автоструктуры, T_b - температура фона), может быть записан, согласно [8], следующим образом

$$C(T_s, T_b, \Delta\lambda) = \frac{R_{\Delta\lambda}(T_s) - R_{\Delta\lambda}(T_b)}{R_{\Delta\lambda}(T_s) + R_{\Delta\lambda}(T_b)}, \quad (1)$$

$$\text{где } R_{\Delta\lambda} = \int_{\Delta\lambda} \frac{2\pi h c^2 \lambda^{-5}}{\exp(hc / \lambda k T) - 1} d\lambda.$$

В случае слабоконтрастных изображений, к которым относятся автоструктуры, выражение (1) можно преобразовать к следующему виду

$$C(T_s, T_b, \Delta\lambda) = \zeta(T_s - T_b) / T_b, \quad (2)$$

где $\zeta = \left(\int_{\Delta\lambda} \frac{2\pi h^2 c^3 \lambda^{-6}}{k(\exp(hc / \lambda k T_b) - 1)2} \exp(hc / \lambda k T_b) d\lambda \right) / R_{\Delta\lambda}(T_b)$, $T_s - T_b \sim 1 \div 2^\circ$. Для спектрального диапазона $\Delta\lambda = 8 - 12$ мкм по оценкам [8] $\zeta \sim 2.73$.

Как показывают оценки, при поиске автоструктур мы имеем дело с протяженными источниками. Условие локализации автоструктур достаточно четко выделяет ее на общем атмосферном фоне. Однако у краев структуры будет наблюдаться некоторая размытость, от которой можно избавиться путем фильтрации.

Для многих применений ИК-систем представляет интерес максимальная дальность, на которой эти системы могут обнаружить цель или следить за ней. Для того чтобы ясно видеть, как различные факторы влияют на максимальную дальность обнаружения R , удобно сгруппировать члены, согласно [9], следующим образом: $R = R_1 R_2 R_3 R_4$, где $R_1 = (J \tau_a)^{1/2}$ определяется силой излучения J и пропусканием излучения τ_a вдоль линии визирования. В случае автоструктур R_1 зависит от высоты полета БПЛА, времени суток и времени года. Величины R_2 , R_3 и R_4 зависят от свойств прибора. Обычно при выбранном ТВП значения R_2 , R_3 , R_4 заданы. Поэтому мы не можем повлиять на дальность обнаружения прибора и все дальнейшие шаги по увеличению контрастности изображения направлены на повышение точности наведения БПЛА на автоструктуру.

Выражение (3) может быть использовано для оценки дальности обнаружения конкретной цели исходя из характеристик выбранного ТВП. Допустим, что мы решили использовать в навигационной системе БПЛА приспособленный для этих целей ТВП «Сыч», который обладает характеристиками, приведенными в табл. 1. Так как сила излучения J пропорциональна контрасту цели C , то из выражения (3) можно получить соотношение для пересчета дальности обнаружения автоструктуры R_{av} исходя из дальности обнаружения человека R_h : $R_h / R_{av} = (C_h / C_{av})^{0.5} = (\Delta T_h / \Delta T_{av})^{0.5}$, где ΔT_h и ΔT_{av} - превышения температуры тела человека и автоструктуры над температурой фона соответственно. Так как $\Delta T_h \sim 10^\circ$, согласно [8], при $\Delta T_{av} = 0.8$ и $R_h = 1600$ м значение $(\Delta T_h / \Delta T_{av})^{0.5} \sim 3.5$, а $R_{av} = 457$ м, т.е. почти в 4 раза меньше расстояния между автоструктурами (размера ККС).

Таблица 1

Основные характеристики ТВП «Сыч»

Формат, пикселей	384 × 288	
Размер пикселя, мкм	35 / 25	
Спектральный диапазон, мкм	7 – 14	
МРТ, m К	< 100/ < 70	
Дальность обнаружения человека, м	1100 / 1500	1600 / 2200
Поле зрения	11° × 8,2° / 7,4° × 5,9°	7,7° × 5,8° / 5,5° × 4,1°
Фокусное расстояние объектива, мм	70	100
Минимальное расстояние наблюдения, м	< 50	

Таким образом, складывается следующая ситуация. Если дальность обнаружения слабokon-
 трастных целей ТВП меньше расстояния между автоструктурами (а это наиболее общая ситуа-
 ция), процедура перехода от одной автоструктуры к другой будет состоять из двух участков
 (рис. 1): «слепого» полета, когда ТВП не видит цели и БПЛА движется по заданному курсу до
 момента захвата цели, и движения БПЛА в направлении цели по данным ТВП. В обоих случаях
 движение БПЛА в азимутальной плоскости должно сопровождаться колебаниями (рысканьями)
 относительно заданного курса с определенной амплитудой, величина которой зависит от рас-
 стояния между ближайшими соседями автоструктуры, являющейся целью поиска. Система
 управления ЛА должна быть построена таким образом, чтобы после захвата цели за время вы-
 хода на минимальное расстояние наблюдения вывести БПЛА в такую область автоструктуры,
 откуда обеспечивается надежный набор высоты. Для этого контраст цели должен быть увели-
 чен до такой величины, чтобы система управления позволила вывести ЛА в нужную область
 автоструктуры. С этой целью будут использованы мягкие алгоритмы повышения контрастности
 изображения автоструктур. Алгоритмы будут реализованы в бортовых ЭВМ БПЛА на базе одно-
 кристаллических микроЭВМ. Здесь проблема сводится к тому, чтобы объем памяти микроЭВМ
 позволил реализовать его. Для надежного выделения ближайших автоструктур будут примене-
 ны методы мягких вычислений и нечеткой логики, которые позволяют повысить контрастность
 распознаваемого изображения [5 - 7].

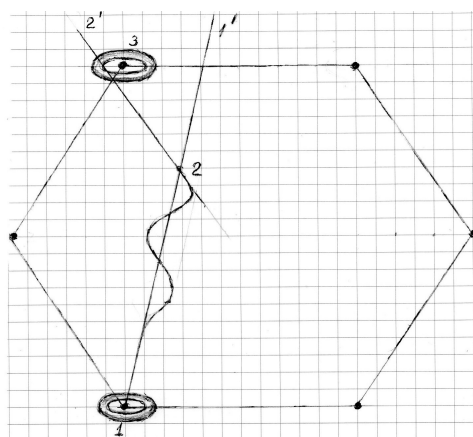


Рис. 1. Схема движения БПЛА от автоструктуры 1 в направлении автоструктуры 3 в азимутальной плоскости: 1-1' – движение в направлении курса БПЛА; 1-2 – участок «слепого» полета с рысканьями относительно курса 1-1' (волнистая линия); 2 – точка захвата цели ТВП; 2-2' – движение БПЛА в направлении автоструктуры; 3 – жирными точками в вершинах шестиугольника отмечены остальные автоструктуры

Реальная задача наведения БПЛА на очередную автоструктуру осложняется тем, что в процессе движения ЛА подвергается **воздействию возмущений со стороны атмосферы**, а сами **торы** (ось, перпендикулярная к плоскости сечения тора) **будут совершать угловые колебания относительно плоскости ККС**.

Полет БПЛА, использующего энергию автоструктур, будет происходить в следующем режиме. Как только тепловизионная навигационная система обнаруживает нижнюю границу автоструктуры, далее полет осуществляется за счет энергии автоструктур (набор высоты и планирования от одной автоструктуры к другой), т.е. электродвигатель отключается, и энергия аккумуляторов используется только на обслуживание системы управления и другой бортовой аппаратуры (например, разведывательной). Таким образом, можно сэкономить значительное количество энергии, связанное с поддержанием заданной высоты полета БПЛА.

Заключение

Автоструктуры могут существенно повлиять на длительность пребывания в воздухе тактических БПЛА. Использование БПЛА, оборудованных навигационными тепловизионными системами, позволит расширить арсенал средств, применяемых в физике атмосферы, непосредственно исследовать эти структуры. Навигационные тепловизионные системы могут быть использованы на тяжелых летательных аппаратах типа планёров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нефедов В.И., Матвеев А.Ю. Особенности навигации БПЛА при полете в пограничном слое атмосферы // Научный Вестник МГТУ ГА (в печати).
2. Гончаренко В.В. Техника и тактика парящих полётов (практические советы). - М.: ДОСААФ, 1975.
3. Алеев Р.М., Иванов В.П., Овсянников В.А. Несканирующие тепловизионные приборы. - Казань: Изд-во Каз. ун-та, 2004.
4. Горелик Л.И., Соляков В.Н., Тренин Д.Ю. Прикладная физика. - 2011. - № 4. - С.88 - 95.
5. Заде Л.А. Новости искусственного интеллекта. - 2001. - № 2, 3. - С. 7-11.
6. Орловский С.А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации. - М.: Радио и связь, 1981.
7. Матвеев А.Ю., Милованова Н.В., Макеенкова Н.С., Нефёдов В.И., Киров С.В., Зубков А.П. // Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. - М., 2011. - Вып. LXVI. - С. 421-426.
8. Госсорг Ж. Инфракрасная термография. - М.: Мир, 1988.
9. Хадсон Р. Инфракрасные системы. - М.: Мир, 1972.

PECULIARITIES OF THE UAV NAVIGATION AT THE FLIGHT INTO ATMOSPHERIC BOUNDARY LAYER

Nefedov V.I., Matveev A.Y.

Use of autostructures of the atmospheric boundary layer for increase of the UAV flight endurance is considered. As element of the navigation system for the autostructure search infrared detector is proposed. Requirements to the UAV ACS and infrared detector for realization of the autostructure search system are formulated.

Key words: atmosphere, autostructure, UAV, infrared detector, navigation.

Сведения об авторах

Нефедов Виктор Иванович, 1945 г.р., окончил РРТИ (1968), доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой телекоммуникационных систем МГТУ МИРЭА, автор около 200 научных работ, область научных интересов - радиотехника, цифровые системы передачи информации и информационно-измерительных систем.

Матвеев Андрей Юрьевич, 1989 г.р., окончил МГТУ МИРЭА (2011), аспирант кафедры телекоммуникационных систем МГТУ МИРЭА, автор 3 научных работ, область научных интересов – использование тепловизионных систем при навигации БПЛА.

УДК 629.7.351

ОЦЕНКА ВРЕМЕННЫХ ЗАТРАТ ДИСПЕТЧЕРА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ НЕОБХОДИМЫХ ЗНАЧЕНИЙ МИНИМАЛЬНЫХ ИНТЕРВАЛОВ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ЭШЕЛОНИРОВАНИЯ

Р.Р. АЮПОВ, В.В. КУПИН, А.П. ПЛЯСОВСКИХ

Предложен способ оценки затрат времени диспетчера УВД при определении потребных значений минимальных интервалов эшелонирования на основе подходов теории информации. Осуществлено сравнение соответствующих временных затрат по выбору значений минимальных интервалов эшелонирования, применяемых в воздушном пространстве Российской Федерации, и описанных в документе ИКАО 4444.

Ключевые слова: время эшелонирования, время решения задачи, количество информации.

Ключевой задачей диспетчерского обслуживания является предотвращение столкновений воздушных судов (ВС) [1, 2]. Основным методом её решения со стороны диспетчера по управлению воздушным движением (УВД) является эшелонирование, заключающееся в вертикальном, продольном или боковом рассредоточении ВС в воздушном пространстве на установленные интервалы [3]. При этом важным аспектом процесса принятия решения и выбора действий по УВД являются значения минимальных интервалов эшелонирования, за выдерживание которых диспетчер несёт ответственность, и которые являются основным контролируемым фактором при обеспечении безопасности воздушного движения [4]. Значения минимальных интервалов эшелонирования в отечественном воздушном пространстве зависят от многих факторов: вида диспетчерского обслуживания, слоя воздушного пространства по высоте, наличия и типа систем наблюдения обслуживания воздушного движения, направления полёта, взаимного расположения и траекторий полёта ВС, и даже ведомственной принадлежности ВС [3]. В данной статье представлена попытка оценить временные затраты на определение необходимых минимальных интервалов соответствующего вида эшелонирования диспетчером при УВД.

Определение значений минимальных интервалов эшелонирования диспетчером при УВД является важнейшей составляющей его деятельности. Эта задача решается диспетчером на основе получаемой информации о местоположении, взаимном расположении и параметрах движения воздушных судов (ВС). Далее на основе оценки и анализа этой информации необходимо сделать выбор соответствующих минимальных значений видов эшелонирования (продольного, бокового, вертикального), хотя бы одно из которых ни в коем случае не должно быть нарушено. Быстрое и точное определение таких значений является особенно важным при выборе действий диспетчером УВД по решению конфликтных ситуаций. Понятно, что в условиях недостатка времени более быстрый выбор соответствующих обеспечиваемых видов и минимальных значений эшелонирования оставляет больший запас времени для собственного выбора и реализации действий по разрешению конфликта, что снижает риск ошибочных действий и важно с точки зрения обеспечения безопасности полетов.

Это особенно важно при возникновении краткосрочных конфликтных ситуаций (STCA - Short Term Conflict Alert) [5], когда времени до нарушения установленных норм – минимальных значений эшелонирования - остается меньше чем 80-120 секунд.

Деятельность диспетчера характеризуется быстроедействием и надежностью [6]. Основным критерием быстроедействия диспетчера при разрешении конфликта, является время, затрачиваемое им на решение задач УВД, т.е. в данном случае время от момента реагирования диспетчера на поступивший сигнал о возникновении конфликта до занятия воздушными судами таких положений в пространстве, которые исключают их сближение на интервалы эшелонирования

менее установленных. Оценим это время на основе подходов теории информации. С точки зрения теории информации это время прямо пропорционально количеству обрабатываемой информации. Следует иметь в виду, что различные виды информации обрабатываются оператором с различной скоростью. В связи с этим, выражение для оценки можно записать в виде [6]

$$\tau_{on} = a + \sum_{i=1}^k H_i / \vartheta_i, \text{ где } H_i - \text{ количество информации } i - \text{ го вида, обрабатываемой оператором;}$$

ϑ_i - скорость обработки информации i - го вида, обычно скорость переработки информации составляет 2 - 4 бит/с; a - скрытое время реакции, т.е. промежуток времени от момента появления сигнала до реакции на него оператора, $a = 0,2 - 0,6$ с.

Количество информации согласно формуле Шеннона [6] $H = -\sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i$, где H - количество информации; n - количество возможных событий; p_i - вероятности отдельных событий. Для событий с одинаковой вероятностью реализации используется формула Хартли [6] $H = \log_2 n$.

В исследуемом случае рассматривается информация, обрабатываемая диспетчером при определении норм горизонтального (продольного и бокового) эшелонирования с использованием системы наблюдения обслуживания воздушного движения (СН ОВД), и время, необходимое диспетчеру для решения этой задачи.

При условии, что нормы горизонтального эшелонирования имеют одинаковые вероятности реализации, количество информации обрабатываемой диспетчером H при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД будет $H_{дисп} = \log_2 n$, где n - количество возможных норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД.

Время, необходимое диспетчеру при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД, $\tau_{дисп}$ определяется как $\tau_{дисп} = a + H_{дисп} / \vartheta$.

При определении $\tau_{дисп}$ будем рассматривать два крайних случая, при которых время определения норм эшелонирования максимально и минимально:

- когда скрытое время реакции минимально $a = 0,2$ с и скорость переработки информации максимальна $\vartheta = 4$ бит/с;
- когда скрытое время реакции максимально $a = 0,6$ с и скорость переработки информации минимальна $\vartheta = 2$ бит/с.

Определим время, необходимое диспетчеру при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД, применяемым в воздушном пространстве Российской Федерации при районном диспетчерском обслуживании (РДО) и диспетчерском обслуживании подхода (ДОП) [3].

Для оценки количества информации, обрабатываемой диспетчером при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД, можно записать $H_{RUS} = \log_2 n_{RUS}$, где n_{RUS} – количество значений норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД в воздушном пространстве Российской Федерации (табл. 1, 2) [3].

Нормы горизонтального эшелонирования в воздушном пространстве Российской Федерации определяются как все возможные сочетания норм продольного эшелонирования и норм бокового эшелонирования и представлены в табл. 2.

Таблица 1

Нормы продольного эшелонирования по российским авиационным правилам [3]

Воздух Земля		ППП/ППП и ППП/ПВП					ППЗЭ
		НЭ		ПВЗЭ			
		ПН	ПМ	Маршруты ОВД	Маршруты полетов ВС гос. авиации		
					$V_{\text{верт}} < 10 \text{ м/с}$	$V_{\text{верт}} \geq 10 \text{ м/с}$	
РДО	СН ОВД + АС УВД/КСА/АЗН-В	20 км	25 км	30 км	60 км	30 км	10 км
	СН ОВД	30 км	40 км	30 км.			20 км
ДОП	СН ОВД + АС УВД/КСА/АЗН-В	10 км	20 км	20 км			10 км
	СН ОВД	0 км	0 км	30 км			0 км

Таблица 2

Нормы бокового эшелонирования по российским авиационным правилам [3]

Воздух Земля		ППП/ППП и ППП/ПВП	
		ПВЗЭ	ППЗЭ
РДО	СН ОВД + АС УВД/КСА/АЗН-В	10 км	10 км
	СН ОВД	10 км	10 км
ДОП	СН ОВД + АС УВД/КСА/АЗН-В	10 км	6 км
	СН ОВД	10 км	10 км

В таблицах используются следующие обозначения: СН ОВД - система наблюдения обслуживания воздушного движения; АС УВД - автоматизированная система управлением воздушным движением; КСА - комплекс средств автоматизации; АЗН-В - радиовещательное автоматически зависимое наблюдение; ППП - правила полета по приборам; ПВП - правила визуальных полетов; НЭ - на одном эшелоне; ППЗЭ - пересечение попутного занятого эшелона; ПВЗЭ – пересечение встречного занятого эшелона; ПМ - пресекающиеся маршруты; ПН - попутное направление; $V_{\text{верт}}$ - вертикальная скорость ВС.

Для оценки времени, необходимого диспетчеру при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД в воздушном пространстве Российской Федерации, можно записать следующее выражение $\tau_{RUS} = a + H_{RUS} / \vartheta = a + (\log_2 n_{RUS}) / \vartheta$.

Исходные данные и полученные оценки приведены в табл. 3.

Для сравнения определим время, необходимое диспетчеру при определении норм горизонтального радиолокационного (т.е. с использованием СН ОВД) эшелонирования, описанных в документе ИКАО 4444 [7].

Количество информации обрабатываемой диспетчером, при определении норм горизонтального радиолокационного эшелонирования в соответствии с документом ИКАО 4444 H_{ICAO} , определяется выражением $H_{ICAO} = \log_2 n_{ICAO}$, где v – количество норм горизонтального радиолокационного эшелонирования в соответствии с документом ИКАО 4444.

Таблица 3

Время, потребное диспетчеру УВД для определения норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД в воздушном пространстве РФ

	РДО	ДОП	РДО+ДОП
n_{RUS}	12	8	20
H_{RUS}	3.58 бит	3 бит	4.3 бит
τ_{RUS} при $a = 0.2$ с; $\vartheta = 4$ бит/с	1.1 с	0.95 с	1.28 с
τ_{RUS} при $a = 0.6$ с; $\vartheta = 2$ бит/с	2.39 с	2.1 с	2.75 с

Так как в соответствии с п. 8.7.3.4; п. 8.7.3.2 (а) [7] n_{ICAO} , то H_{ICAO} бит. Время τ_{ICAO} , необходимое диспетчеру при определении норм горизонтального радиолокационного эшелонирования в соответствии с документом ИКАО 4444, определяемое в соответствии с выражением $\tau_{ICAO} = a + H_{ICAO}/\vartheta = a + (\log_2 n_{ICAO})/\vartheta$, составляет следующие значения: $\tau_{ICAO} = c$ при $a = 0.2$ с, $\vartheta = 4$ бит /с; $\tau_{ICAO} = c$ при $a = 0.6$ с, $\vartheta = 2$ бит /с.

Запишем выражение для сравнения времени, необходимого диспетчеру при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД, применяемым в воздушном пространстве Российской Федерации, и радиолокационного эшелонирования в соответствии с документом ИКАО 4444

$$\frac{\tau_{RUS}}{\tau_{ICAO}} = \frac{a + H_{RUS}/\vartheta}{a + H_{ICAO}/\vartheta} = \frac{a * \vartheta + \log_2 n_{RUS}}{a * \vartheta + \log_2 n_{ICAO}}.$$

Результаты сравнения представлены в табл. 4.

Таблица 4

Результаты сравнения

	РДО	ДОП	РДО+ДОП
τ_{RUS} / τ_{ICAO} при $a = 0.2$ с; $\vartheta = 4$ бит/с	2.4	2.1	2.84
τ_{RUS} / τ_{ICAO} при $a = 0.6$ с; $\vartheta = 2$ бит/с	2.17	1.9	2.5

Заключение

Время, необходимое диспетчеру при определении норм горизонтального радиолокационного эшелонирования в соответствии с документом ИКАО 4444, примерно в 2 раза меньше, чем время, необходимое диспетчеру при определении норм горизонтального эшелонирования с использованием СН ОВД, применяемых в воздушном пространстве Российской Федерации (табл. 2).

Таким образом, представляется целесообразным сократить количество возможных вариантов ситуаций, для которых устанавливаются соответствующие значения минимальных интервалов эшелонирования. Например, можно использовать горизонтальные нормы эшелонирования в соответствии с документом ИКАО 4444, что позволит уменьшить временные затраты диспетчера УВД на решение возникающих конфликтных ситуаций и повысит уровень безопасности полетов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Организация воздушного движения в Российской Федерации // Федеральные авиационные правила: утв. приказом Министерства транспорта Российской Федерации от 25 ноября 2011 г. - № 293.
2. Обслуживание воздушного движения // Приложение 11 к Конвенции о международной гражданской авиации. - изд. 13-е, ИКАО, 2001.

3. Федеральные правила использования воздушного пространства Российской Федерации: утв. постановлением Правительства Российской Федерации от 11 марта 2010 г. - № 138.
4. Руководство по управлению безопасностью полетов (РУБП). Док. ИКАО 9859 AN/474. - изд. 2-е, ИКАО, 2009.
5. Eurocontrol specification for Short Term Conflict Alert. Eurocontrol, 19 May, 2009. Retrieved 2010-05-22.
6. Котик М.А. Курс инженерной психологии. - Таллин: Валгус, 1978.
7. Организация воздушного движения // Правила аэронавигационного обслуживания. Док. ИКАО 4444 PANS-ATM. - изд. 15-е, ИКАО, 2007.

THE ASSESSMENT OF THE COST OF TEMPORARY ATC TO IDENTIFY NECESSARY VALUES MINIMUM INTERVALS OF HORIZONTAL SEPARATION

Ayupov R.R., Kupin V.V., Plyasovskih A.P.

A method for assessing the cost-time air traffic controller in the determination of required values of the minimal separation intervals on the basis of information theory approaches. Carried out a comparison of corresponding time-consuming to choose the values of separation minima applicable in the airspace of the Russian Federation, and described in the ICAO document 4444.

Key words: time for solving the problem, the amount of information, separation.

Сведения об авторах

Аюпов Роман Раилович, 1989 г.р., окончил БГТУ «Военмех» им. Д.Ф. Устинова (2011), инженер Санкт-Петербургского всероссийского научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА), область научных интересов - программное обеспечение тренажерно-моделирующих комплексов УВД.

Купин Владимир Васильевич, 1970 г.р., окончил Академию гражданской авиации (1994), кандидат технических наук, доцент кафедры организации и управления в транспортных системах Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации, автор более 50 научных работ, область научных интересов - процессы принятия решений в активной системе управления воздушным движением, профессиональная подготовка авиационного персонала.

Плясовских Александр Петрович, 1960 г.р., окончил Актюбинское высшее летное училище гражданской авиации (1985), доктор технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории Санкт-Петербургского всероссийского научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА), автор более 45 научных работ, область научных интересов - автоматизация управления воздушного движения.

УДК 621.96

О ТОЧНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ В СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСЛОВИЯХ

С.А. ГАРАНИН

Статья представлена доктором физико-математических наук, профессором Козловым А.И.

Рассматриваются проблемы эксплуатации радиоэлектронного оборудования в условиях влияния на него различного рода дестабилизирующих факторов.

Ключевые слова: радиоэлектронное оборудование, навигационные параметры, эксплуатация ВС.

При использовании даже самого совершенного радиоэлектронного оборудования могут возникать ситуации (и примеров тому в российской и зарубежной практике предостаточно), когда эксплуатируя оборудование строго по показаниям приборов, специалист выводит его далеко за пределы допусков.

Причиной этого является взаимодействие никак не участвующей в работе радиотехнической аппаратуры. При этом все более нарастающая насыщенность свободного пространства радиоволнами различного диапазона, с различными видами модуляции и фазовой манипуляции приводят к постоянному росту вероятности опасного воздействия такого рода непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП) на радиоэлектронное оборудование. Именно наличие НЭМП приводит к тому, что исправно работающие приборы начинают давать неверные показания, поскольку они воспринимают помехи в качестве полезного сигнала, на основании которого должны приниматься управленческие решения.

Проведем анализ электромагнитной обстановки (ЭМО). ЭМО - совокупность электромагнитных помех (ЭП) от любых источников, влияющих на функционирование радиоэлектронных систем (РЭС) совместно с полезным сигналом или без него через антенну или/и помимо нее. В современных условиях на сравнительно небольшой площади может быть расположено значительное число непрерывно работающих радиоэлектронных систем (РЭС), которые могут создавать непреднамеренные электромагнитные помехи (НЭМП) друг другу.

При анализе ЭМО чаще всего применяют поэтапный частотно-энергетический метод расчета электромагнитной совместимости (ЭМС). Первым этапом этого метода является частотная оценка помех (ЧОП). При этом анализируются зависимости между частотами основных и побочных излучений передатчиков, и основных и побочных каналов приемников. Исследуются не только пары передатчик-приемник в отдельности, но и групповое воздействие передатчиков на приемники, т.к. из-за этого могут возникать интермодуляционные помехи.

Второй этап - приближенная энергетическая оценка помех (ЭОП). На этом этапе определяются энергетические соотношения, характеризующие пары передатчик-приемник и влияние группы передатчиков на приемник при всех сочетаниях частот, выявленных при ЧОП.

Третий этап - детальная оценка помех. Производится анализ влияния конкретных помех на работу приемника. Определяется функция распределения вероятности ошибки на выходе приемника при наличии помехи.

На четвертом этапе - комплексной оценке помех (КОП) расчеты корректируются для тех случаев, когда выявляется несовместимость отдельных РЭС при каких-либо частотно-энергетических сочетаниях.

Очевидно, что для того, чтобы определить ЭМО, т.е. выявить источники ЭМП, которые оказывают или могут оказывать нежелательное воздействие на РЭС, необходимо провести, как минимум, первые два этапа оценки помех. В противном случае мы будем иметь слишком боль-

шую совокупность ЭМП. При этом целесообразно объединить эти два этапа и провести частотно-энергетическую оценку помех (ЧЭОП).

Помехи могут воздействовать на РЭС по основному, комбинационным или интермодуляционным каналам.

Помехи по основному каналу возникают от аналогичных средств или в результате побочных, внеполосных излучений и излучений на субгармониках систем, работающих в других диапазонах. Побочные излучения - это неосновные излучения за исключением внеполосных. К ним относятся излучения на гармониках, паразитные излучения, комбинационные излучения, интермодуляционные излучения.

Излучения на гармониках - побочные излучения на частотах, являющихся целыми кратными частот, содержащихся в полосе частот, занимаемой излучением.

Паразитные излучения - побочные излучения на частотах, не зависящих от несущей или характерной частот излучения и от частот, получающихся в процессе образования колебаний несущей или характерной частот.

Комбинационные излучения - побочные излучения, возникающие в результате взаимодействия любых из следующих колебаний: несущей частоты, частот, формирующих несущую, характерных частот для данного передатчика и гармоник вышеперечисленных колебаний.

Интермодуляционные излучения - побочные излучения, возникающие в радиопередатчике в результате воздействия на него других передатчиков вследствие нежелательных электромагнитных связей.

В процессе работы над данным вопросом была разработана математическая модель, учитывающая изменения параметров радиоэлектронного оборудования, обусловленные влиянием на него дестабилизирующих факторов, и воздействие на РЭО помех. Для разработанной модели обоснована возможность разделения процессов оценивания и управления. Сформулирована и решена в линейном приближении задача оценивания параметров системы при воздействии на РЭО помех.

На основании результатов, полученных в ходе работы, можно сделать ряд выводов.

В общем случае модель системы управления, учитывающая изменения параметров РЭО, обусловленные влиянием на него дестабилизирующих факторов, и воздействие на РЭО помех и включающая в себя уравнение состояния объекта наблюдения и уравнение измерений, является нелинейной.

В настоящее время не существует строгих методов решения задачи определения ошибок оценивания вектора состояния системы на основе такой модели, что вызывает необходимость ее линеаризации, обоснованность которой возрастает с повышением точности системы.

Процессы оценивания параметров и управления состоянием системы в общем случае являются взаимосвязанными, в результате чего строгий анализ системы представляет значительные трудности, преодоление которых возможно на основе принципа разделимости оценивания и управления, обоснованность применимости которого для реализованной модели системы при квадратичной функции потерь вытекает из теории оптимальной линейной фильтрации.

Получение в рамках теории оптимальной линейной фильтрации в явном виде ковариационной матрицы ошибок оценивания и смещения оценки вектора состояния объекта наблюдения, вызванного уходами параметров РЭО, возможно с использованием метода малого параметра, позволяющего упростить полученные алгоритмы расчета ошибок оценивания. Применение этого метода возможно при относительно малой интенсивности шумов, что при высоких требованиях и точности оценивания является обоснованным допущением.

При практическом использовании разработанного алгоритма расчета вероятности нахождения системы в границах допусков по данным об ошибках оценивания параметров системы целесообразно представление области этих ошибок в виде двух подобластей, а именно: подобласти ошибок, обусловленных уходами параметров РЭО под действием дестабилизирующих факторов, и подобласти ошибок, обусловленных действием помех, что позволяет осуществлять

адаптивное управление границами этих подобластей в зависимости от конкретных условий эксплуатации и технико-экономической целесообразности, а также управление эксплуатационными допусками на изменение параметров различных изделий РЭО, обеспечивающего данный режим функционирования системы.

Проведенный анализ точности оценивания параметров системы на примере оптимальной фильтрации дальности радиодальномерной системой, относящейся к наиболее высокоточным средствам, позволяет сделать следующие выводы:

- отклонение параметров радиодальномерной системы и оптимального устройства оценки дальности от номинальных значений под воздействием дестабилизирующих факторов приводит к расходящемуся алгоритму оценивания;

- смещение оценки дальности пропорционально отклонению параметров от номинальных значений, а дисперсия оценки дальности увеличивается пропорционально времени наблюдения, причем, при номинальных значениях параметров дисперсия оценки с увеличением времени стремится к стационарному значению;

- заданная точность оценивания параметров системы в условиях интенсивных помех может быть получена за счет сужения допусковой области на изменение параметров радиодальномерной системы и устройства оценки дальности;

- обеспечение заданных показателей системы при расходящемся алгоритме оценивания дальности может быть достигнуто за счет периодической корректировки результатов измерения, а также путем оценивания систематической ошибки измерения и последующей ее компенсации.

Разработанная методика учета влияния на точностные характеристики РЭО отклонений его параметров от номинальных значений, обусловленных действием дестабилизирующих факторов, позволяет определять необходимую периодичность ввода поправок в дифференциальных подсистемах многопозиционных радиоэлектронных систем.

ON ESTIMATION ACCURACY PARAMETERS ELECTRONIC SYSTEMS IN COMPLEX ELECTROMAGNETIC CONDITIONS

Garanin S.A.

Problems of exploitation of electronic equipment in terms of the impact on it various destabilizing factors.

Key words: navigation options, aircraft exploitation.

Сведения об авторе

Гаранин Сергей Александрович, 1979 г.р., окончил МГТУ ГА (2001), кандидат технических наук, инженер Информационно-аналитического центра ГосНИИ ГА, автор 20 научных работ, область научных интересов - информационные технологии, вычислительные и радиоэлектронные системы, моделирование.

УДК 629.7.351

ОЦЕНКА СООТВЕТСТВИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ УСТАНОВЛЕННЫМ ТРЕБОВАНИЯМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ

И.Б. ГУБЕРМАН

Статья представлена доктором технических наук, профессором Рубцовым В.Д.

В статье предложен подход к оценке соответствия радиоэлектронной аппаратуры на основе методики испытаний с учетом требований на основе теории нечетких множеств.

Ключевые слова: оценка соответствия, достоверность, воздействующие факторы.

Серийное производство радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) является гибридной иерархической системой с совокупностью уровней H_n , $n=1, \dots, N$, которая функционирует при наличии на верхнем уровне системы оценки соответствия (ОС) выпускаемой продукции установленным требованиям (рис. 1).

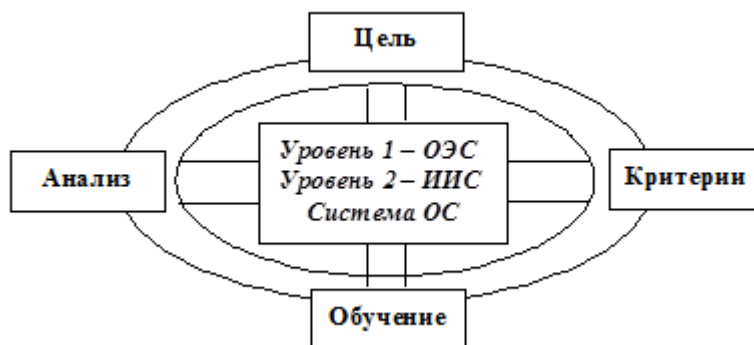


Рис. 1. Система оценки соответствия, ее иерархические уровни и связи

Иерархическая система описывается как многоуровневая система, в которой элементы каждого уровня группируются в несвязанные множества. В результате декомпозиции система ОС разбивается на две подсистемы: информационно-измерительную подсистему (ИИС) измерений/испытаний аппаратуры и организационно-экспертную подсистему (ОЭС).

Принятие решения о соответствии либо несоответствии РЭА установленному критерию происходит в условиях неопределенности вследствие многочисленных воздействующих факторов или состояний РЭА, связанных с недостатком информации об объекте или условиях его будущей эксплуатации. Для ИИС это в первую очередь методическая и инструментальная неопределенности, возникающие вследствие динамических воздействий при измерениях на подвижном объекте и при измерении функционально связанных параметров, а также неопределенность, связанная с оператором.

ИИС определяется как система, предназначенная для получения информации непосредственно от изучаемого объекта путем измерения и контроля с выводом и хранением информации об объекте в лингвистической, числовой, функциональной форме, полной или частичной обработке информации и, в общем случае, выработке сигналов управления ИИС.

Результат измерений/испытаний следует выражать с интервалом расширенной неопределенности, однако числовое выражение расширенной неопределенности не всегда возможно [1]. В случае, когда количественные значения доверительных вероятностей интервальных оценок

определить затруднительно, допустимо применение более универсальной качественной шкалы достоверности.

ОЭС характеризуется структурой и набором правил, документов, технического обеспечения, предназначена для принятия решений. В состав ОЭС входит лицо, принимающее решение (ЛПР) (эксперт или эксперты).

Наличие нечетких входных данных, факторов неопределенности, а также, как показано ниже, нечеткость цели, наряду с применением качественных шкал [2], является предпосылкой применения к анализу ОС теории нечетких множеств [3].

Рассмотрим применение теории нечетких множеств для «мягкой сортировки» РЭА при ее серийном производстве. Предпосылкой применения данной теории может являться нечеткость цели. В наиболее общем виде цель можно сформулировать как «минимум издержек заказчика и изготовителя» при ограничениях на безопасность испытываемого объекта. Под нечеткой целью подразумевается цель, которую можно описать как нечеткое множество в соответствующем пространстве. В некоторых случаях нечеткость цели может уменьшать упомянутые издержки.

Если производимая на одной технологической линии РЭА может применяться в различных условиях эксплуатации, то с целью повышения экономических показателей ее можно отсортировать по «качеству», выделяя важные показатели для того или иного применения. Например, РЭА может применяться в районах с различным климатом, в промышленных или сельских районах, характеризующихся разной помеховой обстановкой.

При измерениях и испытаниях РЭА могут применяться различные четкие критерии. Например, согласно ГОСТ 16019 -2001 [4], внешние условия, в которых могут производиться испытания РЭА, могут подразделяться на «степени жесткости» по стойкости к воздействию внешних климатических факторов: рабочие условия, предельные условия по степени жесткости 1, предельные условия по степени жесткости 2. Согласно ГОСТ Р 50799-95 [5] существуют критерии помехоустойчивости A , B и C по тем или другим видам воздействующих на РЭА помех.

Примем в качестве входных переменных «степень жесткости испытаний» и «степень помехоустойчивости». С использованием этих переменных будем определять «качество» выполнения РЭА функциональной задачи по отношению к условиям эксплуатации.

Зададим «качество» РЭА в описанном выше смысле как элемент нечеткого множества 2 на универсальном множестве $U\{u_1, u_2...u_n\}; Y\{y_1, y_2...y_n\} \in \tilde{A}$ с функцией принадлежности $\mu_A(\mu_i)$, позволяющей вычислить степень принадлежности нечеткому множеству $\tilde{A} = \sum_{i=1}^n \mu_A(u_i)/u_i$.

«Качество» зададим набором лингвистических значений (терм-множеством) $L = \{L_j, L_2...L_k\}$. В нечеткой модели процесса сортировки «качество» является нечеткой выходной переменной. Аналогично определим нечеткие входные переменные $X\{x_1, x_2,...,x_m\}$. Диагностические признаки каждого элемента определяются с учетом дополнительных конкретных характеристик. Значения n и k выбираются такими, чтобы обеспечить требуемую точность, m определяется принимаемыми во внимание параметрами РЭА и достоверностью ОС.

В качестве примера применим трехуровневую шкалу для X , Y и примем $m = 2$. Тогда множество значений может состоять из следующих компонентов:

Y – («качество») - {Высокое (B), Среднее (C), Низкое (H)};

X_1 – («степень жесткости испытаний») - {Степень жесткости 2(1), Степень жесткости 1 (2), Рабочие условия (3)};

x_2 – («степень помехоустойчивости») - {Критерий A (1), Критерий B (2), Критерий C (3)}.

Примем гауссовы функции принадлежности для входных переменных $f(x)$ и треугольную - для выходной переменной $f(y)$ (рис. 2).

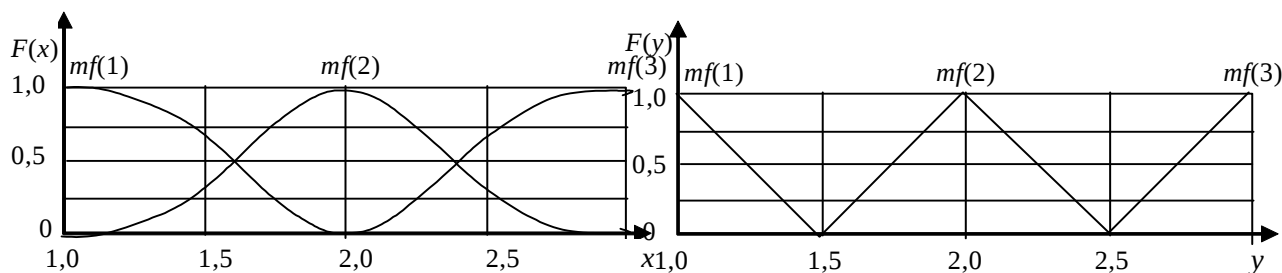


Рис. 2. Функции принадлежности входных и выходных переменных

«Качество» РЭА будем определять при применении следующих нечетких правил:

П1: $\{x_1 = 1 \wedge x_2 = 1 \rightarrow y = B\}$;

П2: $\{x_1 = 2 \wedge x_2 = 2 \rightarrow y = C\}$;

П3: $\{x_1 = 3 \wedge x_2 = 1 \rightarrow y = H\}$.

Полученная в результате моделирования поверхность нечеткой модели системы ОС приведена на рис. 3.

На основании результатов моделирования может быть принято решение о пригодности образцов РЭА для конкретных назначений на основе приемлемости определенного уровня «качества». Принадлежность к высокому уровню В говорит о высоком качестве РЭА, которая может применяться в широком диапазоне внешних климатических условий и в сложной помеховой обстановке. Нахождение на низком уровне Н может быть критерием критического состояния «качества» РЭА. В этом случае можно принять решение о доработке, дополнительных испытаниях или санкционировать выпуск такой продукции с ограничениями по применению. Последнее ни в коей мере не должно касаться обязательных требований к продукции, установленных законодательно.

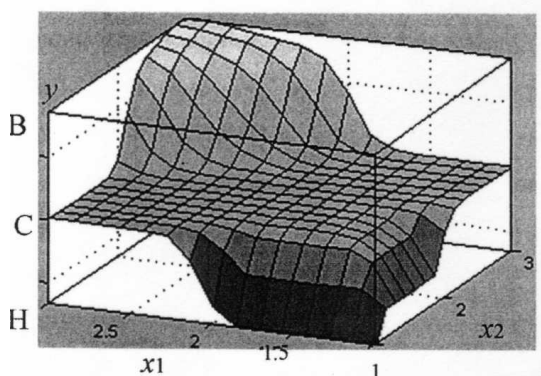


Рис. 3. Поверхность нечеткой модели при трехуровневых шкалах для входных и выходных переменных и базы правил {П1, П2, П3}

Развивая подход к ОС, предложенный в настоящей работе, каждую из альтернатив принятия решений о соответствии следует рассматривать в разрезе подуровней иерархической системы ОС (рис. 1) и приведенных факторов неопределенности [6].

Таким образом, предложен подход к проведению ОС установленным требованиям на основе теории нечетких множеств для РЭА, предназначенной для различных условий эксплуатации, выпускаемой на одной технологической линии, позволяющей минимизировать отбраковку и издержки изготовителя путем ранжирования уровня качества в зависимости от условий эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Левин С.Ф.** Чего на самом деле должны опасаться ведущие специалисты по внедрению неопределенности в отечественные измерения // Измерительная техника. - 2008. - № 2. - С. 61 - 68.
2. **Ивахненко А.М., Ахохов А.Ч.** Моделирование контроля качества технологических процессов и промышленной продукции. - М.: Техполиграфцентр, 2008.
3. **Кофман А.** Введение в теорию нечетких множеств. - М.: Радио и связь, 1982.
4. **ГОСТ 16019-2001.** Аппаратура сухопутной подвижной радиосвязи. Требования по стойкости к воздействию механических и климатических факторов и методы испытаний. - М.: Изд-во стандартов, 2002.
5. **ГОСТ Р 50799-95.** Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость технических средств радиосвязи к электростатическим разрядам, импульсным помехам, динамическим изменениям напряжения сети электропитания. Требования и методы испытаний. - М.: Изд-во стандартов, 1996.
6. **Штовба С.Д.** Проектирование нечетких систем средствами Matlab. - М.: Горячая линия-Телеком, 2007.

**ESTIMATION OF CONFORMITY OF THE RADIO-ELECTRONIC EQUIPMENT
REQUIREMENTS ON THE BASIS OF THE THEORY OF INDISTINCT SETS****Guberman I.B.**

In article the approach to an estimation of conformity of radio-electronic equipment on the basis of a technique of tests taking into account dependence of results of tests on their duration is offered

Key words: the conformity estimation, the reliability, influencing factors.

Сведения об авторе

Губерман Игорь Борисович, 1961г.р., окончил ОЛАГА (2004), начальник сектора УВД отдела сертификации объектов ЕС ОрВД и юридических лиц ГА ФГУП ГосНИИ «Аэронавигация», автор 2 научных работ, область научных интересов - техническая эксплуатация радиоэлектронных систем воздушно-го транспорта, навигация и управление воздушным движением.

УДК 658.56:65.01

О НЕКОТОРЫХ КЛАССАХ ОПТИМИЗАЦИОННЫХ ЗАДАЧ, РЕШАЕМЫХ С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕФОРМАЛЬНЫХ МЕТОДОВ

Л.Н. ЕЛИСОВ, С.В. ГРОМОВ, Н.И. ОВЧЕНКОВ

В работе рассматривается оригинальный подход авторов к вопросу расширения предметной области применения неформальных методов решения проблемных задач в гражданской авиации.

Ключевые слова: эвристический, квалиметрический, компетентностный и компромиссный подходы, оптимизационные задачи, область применения, теория принятия решений и системотехника.

Большинство проблемных задач, решаемых в предметной области, связанной с гражданской авиацией, являются в том или ином смысле оптимизационными [1]. Критерии оптимизации в этих задачах имеют достаточно широкую номенклатуру, в рамках которой мы хотели бы выделить только те, которые связаны с понятием «человеческий фактор», имеющим в гражданской авиации определяющее значение. В таком случае можно утверждать, что речь идет об оптимизационных задачах в эргатических системах [2].

Методы и процедуры решения таких задач существенно отличаются от классического подхода, связанного, прежде всего, с математическим моделированием, поскольку формализация предметной области задачи в данном случае затруднена ввиду чрезвычайной сложности используемого математического аппарата. Здесь требуется применение неформальных подходов, таких как эвристический, квалиметрический, компетентностный и компромиссный, в комплексе с теорией принятия решений и системотехникой.

Эвристические методы - это система принципов и правил, которые задают наиболее вероятностные стратегии и тактики деятельности решающего, стимулирующие его интуитивное мышление в процессе решения. Эвристика может пониматься как приемы решения проблемных задач в условиях неопределенности, которые обычно противопоставляются формальным методам решения, опирающимся на точные математические алгоритмы. К таким методам относятся: метод многомерных матриц, свободных ассоциаций, инверсии и эмпатии. Эвристический алгоритм (эвристика) — алгоритм решения задачи, не имеющий строгого обоснования, но дающий приемлемое решение задачи в большинстве практически значимых случаев. 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. Эвристика — это не полностью математически обоснованный, но при этом практически полезный алгоритм. Эвристические алгоритмы широко применяются для решения задач высокой вычислительной сложности (задачи, принадлежащие классу NP), то есть вместо полного перебора вариантов, занимающего существенное время, а иногда технически невозможного, применяется значительно более быстрый, но недостаточно обоснованный теоретически, алгоритм. Эвристические алгоритмы и процедуры дают наибольший эффект в сочетании с теорией принятия решений (ТПР) [3].

Для однокритериальной задачи ТПР имеется некоторая операция, на исход которой оперирующая сторона может в какой-то мере влиять. Эффективность этого управления характеризуется некоторым критерием оптимальности F , допускающим количественное представление.

Критерий оптимальности F можно представить в виде зависимости $F = F(X_1, X_2, \dots, X_l, A_1, A_2, \dots, A_p, Y_1, Y_2, \dots, Y_q, Z_1, Z_2, \dots, Z_r; t)$, где $X_1, X_2, \dots, X_l$ - контролируемые факторы; $A_1, A_2, \dots, A_p$ - неконтролируемые детерминированные факторы; $Y_1, Y_2, \dots, Y_q$ - неконтролируемые стохастические факторы; $Z_1, Z_2, \dots, Z_r$ - неконтролируемые неопределенные факторы.

Цель операции выражается в стремлении к максимально возможному увеличению (или уменьшению) значения критерия F , что можно записать в виде $F \rightarrow \max$ (или $\min$).

Средством достижения этой цели является соответствующий выбор оперирующей стороной управлений $X_1, X_2, \dots, X_l$ из областей $\Omega_{x1}, \Omega_{x2}, \dots, \Omega_{xl}$ их допустимых значений.

Таким образом, перед лицом, ответственным за принятие решения, стоит задача, которую можно сформулировать следующим образом: при заданных значениях и характеристиках фиксированных факторов $A_1, \dots, A_p, Y_1, \dots, Y_q$ с учетом неопределенных факторов $Z_1, \dots, Z_l$ найти оптимальные значения $X_1, \dots, X_l$ управлений $X_1, X_2, \dots, X_l$ из областей $\Omega_{x1}, \Omega_{x2}, \dots, \Omega_{xl}$ их допустимых значений, которые по возможности обращали бы в максимум (минимум) критерий оптимальности F .

Для многокритериальной задачи ТПР имеет место некоторая операция, исход которой зависит от действий оперирующей стороны и некоторых неслучайных фиксированных факторов, полностью известных оперирующей стороне и характеризующих условия протекания операций и свойства участвующих в ней объектов. Стратегию оперирующей стороны обозначают символом X . Будем считать, что стратегия оперирующей стороны представляет собой n -мерный вектор, т.е. $X = (x_1, x_2, \dots, x_n) = (x_j), j \in \overline{1, n}$. Компоненты x_j вектора управления X связаны рядом ограничений, обусловленных конкретным существом задачи. Эти ограничения можно представить в общем виде как условия $g_i = g_i(C_j, X) \geq b_j, i \in \overline{1, m}$, где g_i - некоторая функция; b_i - фиксированная скалярная величина; C_i - некоторая совокупность фиксированных величин (например, скаляр, вектор и т.п.). Эффективность действий оперирующей стороны оценивается совокупностью критериев $e_1, e_2, \dots, e_k$, которые могут различаться своими коэффициентами относительной важности $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$. Критерии $e_q \in I_k$ образуют вектор критериев $E = (e_q)$, а коэффициенты λ_q - вектор важности $\lambda = (\lambda_q)$. Критерии $e_q, q = 1, \dots, k$, входящие в состав векторного критерия E , будем называть частными или локальными критериями.

Каждый локальный критерий характеризует некоторую локальную цель операции и связан со стратегическим вектором некоторым отображением $e_q = e_q(A_q, X), q \in \overline{1, k}$, где A_q - некоторая совокупность фиксированных факторов. Тогда векторный критерий $E = (e_q), q \in \overline{1, k}$ будет представлять собой вектор-функцию от стратегии X , т.е. $E = (e_q(A_q, X)) = E(A, X)$, где A — совокупность констант, соответствующая совокупности локальных констант $A_q, q \in \overline{1, k}$. Пусть цель лица, ответственного за проведение операции, состоит в увеличении возможных значений всех локальных критериев. Средством достижения цели операции является соответствующий выбор стратегии X из области Ω_x ее допустимых значений, т.е. оптимальное решение X должно удовлетворять соотношению $E = E(x) = \underset{x \in \Omega_x}{\text{opt}}[E(x), \lambda]$.

Оператор opt определяет принцип оптимальности, т.е. принцип, определяющий выбор наилучшего решения среди всех допустимых.

Поскольку в данной работе речь идет об эргатических системах, достаточно большой кластер проблемных задач связан с авиационным персоналом, точнее с проблемами управления последним. В основе концепции системотехнического управления авиационным персоналом лежат следующие факторы (рис. 1):

1. Генеральным критерием деятельности гражданской авиации является безопасность воздушного транспорта (1), которая подразделяется на безопасность полетов (2) и авиационную безопасность (3).

2. Безопасность воздушного транспорта в значительной степени определяется человеческим фактором, который в гражданской авиации представлен авиационным персоналом (9).

3. С учетом специфики деятельности авиационного персонала методы управления авиационным персоналом (8) существенно отличаются от принятого в современных системах управления персоналом социально-психологического подхода и должны быть ориентированы на системотехническое управление (10).

4. В основе системотехнического управления авиационным персоналом должны быть следующие теории: теория надежности (4), теория рисков (5), теория конфликтов (6) и компетентный подход (7).

5. Если эти исходные положения принимаются, то системотехническое управление авиационным персоналом (10) должно иметь два контура управления: производственная система (11) и образовательная система (12).

На основе этих системообразующих факторов выстраивается следующая системотехническая, управляющая по отношению к авиационному персоналу, структура (рис. 1).

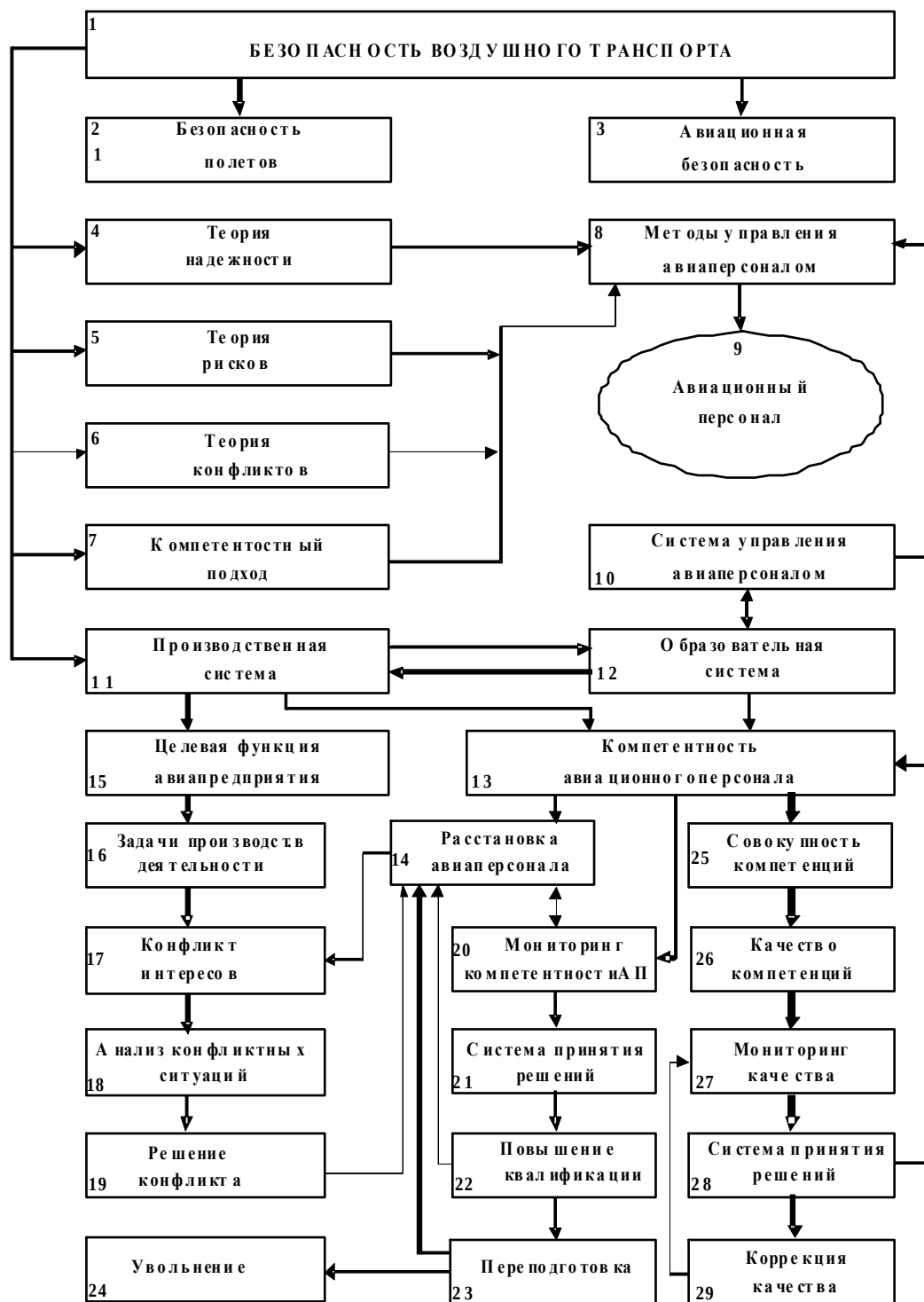


Рис. 1. Концепция системотехнического управления авиационным персоналом

Измеряемым и контролируемым параметром в системе управления авиационным персоналом является компетентность авиационного персонала (13), на основе которой в системе (11) осуществляется реальное управление – расстановка персонала (14). В основе лежит компромиссный подход, т.е. последовательное решение конфликтных ситуаций в производственных условиях. Для этого целевая функция авиапредприятия (15) трансформируется в динамическую совокупность задач производственной деятельности (16). При решении задач возникают конфликтные ситуации (17), которые требуют соответствующего анализа (18) и решения (19).

Решение конфликта основано на параметрическом анализе данных мониторинга компетентности авиационного персонала (20) и ситуационной модели расстановки персонала.

При этом в основе мониторинга лежит главный критерий оптимизации управления – качество производственной деятельности авиационного персонала (компетентность). Тогда в системе принятия решений (21) может быть принято одно из управленческих решений: повышение квалификации (22), переподготовка (23) или увольнение (24). По завершении этих операций (22, 23) принимается новое решение по расстановке персонала (14).

Качество профессиональной деятельности авиационного персонала (компетентность) как управляемый параметр формируется в процессе подготовки авиационного персонала (12). Компетентностный подход определяет компетентность как совокупность некоторого объема компетенций (25). Тогда управляемым параметром является качество компетенций (26). Отсюда контур управления включает мониторинг качества компетенций (27), анализ и принятие решений об уровне качества (28) и исполнительные процедуры в форме коррекции качества (23).

Оба контура системотехнического управления авиационным персоналом объединяются в единую систему управления через параметр компетентности авиационного персонала.

Компетенция представляет собой концентрированное выражение определенной совокупности знаний, умений, навыков и уровней их усвоения, относящихся к отдельной предметной области деятельности специалиста, т.е. каждая компетенция выдвигает определенный набор конкретных требований к специалисту. Тогда «качество компетенции» следует понимать как степень соответствия результатов профессиональной подготовки специалиста указанным требованиям [4].

При таком подходе качество компетенции и компетентность как обобщенное качество подготовки авиаспециалиста являются измеряемыми (регулируемыми) параметрами в системе управления авиационным персоналом. Компетентностный подход понимается как метод моделирования результатов и представления их как норм качества подготовки. Решение проблемы управления основано на дуальности понятия компетенция: сущность компетенции выступает в двух формах – как результат и как требования к профессиональной подготовке авиаспециалиста.

Конкретные предметные области применения рассмотренных неформальных методов решения задач связаны, прежде всего, с безопасностью воздушного транспорта и с профессиональной, в том числе тренажерной, подготовкой авиационного персонала.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Елисов Л.Н.** Качество профессиональной подготовки авиационного персонала и безопасность воздушного транспорта: монография. - М.: ИЦППС, 2006.
2. **Елисов Л.Н., Баранов В.В.** Управление и сертификация в авиационной транспортной системе: монография. - М.: Воздушный транспорт, 1999.
3. **Елисеев Б.П., Елисов Л.Н.** Системотехническое управление образовательными комплексами: монография. - М.: МГТУ ГА, 2012.
4. **Елисов Л.Н., Шмельков А.В.** Компетентностный подход в системе менеджмента качества образовательных учреждений гражданской авиации: монография. - М.: МГТУ ГА, ЕАТК, 2007.

ON SOME CLASSES OF OPTIMIZATION PROBLEM THAT CAN BE SOLVED WITH THE USE OF INFORMAL METHODS

Elisov L.N., Gromov S.V., Ovchinnikov N.I.

In this paper the authors of the original approach to the issue of expanding the domain of informal methods of problem solving tasks in civil aviation.

Key words: heuristic, qualimetrical, competence and trade-offs, optimization problems, score, decision theory and system engineering.

Сведения об авторах

Елисов Лев Николаевич, 1945 г.р., окончил Пензенский политехнический институт (1967), доктор технических наук, действительный член Петровской академии наук и искусств, профессор кафедры безопасности полетов и жизнедеятельности МГТУ ГА, автор более 200 научных работ, область научных интересов - системотехника, квалиметрия, проблемы безопасности воздушного транспорта, авиационный персонал.

Громов Сергей Владимирович, 1974 г.р., окончил МГТУ ГА (2003), соискатель ученой степени МГТУ ГА, начальник отдела ОАО «Аэрофлот», автор 3 научных работ, область научных интересов - квалиметрия, системы тренажерной подготовки авиационного персонала, системотехника.

Овченко Николай Иванович, 1966 г.р., окончил Ярославский государственный университет (1990), соискатель ученой степени МГТУ ГА, генеральный директор ООО ПСЦ «Электроника», автор 16 научных работ, область научных интересов - системы авиационной безопасности, квалиметрия, системотехника.

УДК 629.7.621.396 (083)

О ПРОГНОЗИРОВАНИИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПЕРЕМЕННЫХ

А.А. ДИАНОВ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Логвиным А.И.

Рассматривается задача прогнозирования случайных переменных

Ключевые слова: прогнозирование, корреляция, случайные переменные.

Пусть имеется некоторый стационарный случайный процесс $x(t)$, численные значения которого в произвольный момент времени подчиняются гауссовой статистике. Значение случайной величины, наблюдаемое в момент времени t_1 , будем обозначать - $x(t_1)$. Требуется дать прогноз на значение этой величины в следующий контрольный момент времени. Случайное событие, состоящее в том, что в момент времени t_1 исследуемая случайная функция имеет значение $x(t_1) = x_1$, а в момент времени t_2 она принимает значение $x(t_2) = x_2$, может быть описано при помощи двумерной плотности распределения вероятностей $W(x_1, x_2)$. В связи с тем, что каждая из одномерных ПРВ $W(x_1)$ и $W(x_2)$ представляет собой Гауссово распределение, упомянутая двумерная ПРВ также будет представлять собой соответствующую Гауссову функцию, для записи которой из-за экономии места будем использовать следующую стандартную форму записи

$$W(x_1, x_2) = N_2(x_{01}, x_{02}; \sigma_1, \sigma_2; \rho). \quad (1)$$

Запишем теорему Байеса для рассматриваемого случая

$$W(x_1, x_2) = W(x_1|x_2)W(x_2) = W(x_2|x_1)W(x_1), \quad (2)$$

где $W(x_1|x_2)$, $W(x_2|x_1)$ - условные плотности распределения вероятностей.

Плотность распределения вероятностей $W(x_2|x_1)$ представляет собой апостериорную плотность распределения вероятностей, естественно отличающуюся от функции $W(x_2)$, а поэтому математическое ожидание и дисперсия, рассчитанные при помощи функции $W(x_2|x_1)$, будут отличаться от значений x_{02} и σ_2 . Найдем эти значения.

Математическое ожидание x_{002} может быть найдено при помощи формулы

$$x_{002} = \int_{-\infty}^{\infty} x_2 W(x_2|x_1) dx_2 = \int_{-\infty}^{\infty} x_2 \frac{W(x_1, x_2)}{W(x_1)} dx_2 = \frac{1}{W(x_1)} \int_{-\infty}^{\infty} x_2 W(x_1, x_2) dx_2. \quad (3)$$

Прежде чем вычислять интеграл, запишем в явном виде выражение для $W(x_2|x_1)$. Одномерная плотность распределения $W(x_1)$ может быть найдена из равенства

$$W(x_1) = \int_{-\infty}^{\infty} W(x_1, x_2) dx_2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(x_1 - x_{10})^2\right\}, \quad (4)$$

откуда с учетом (1) получаем

$$W(x_2|x_1) = C \exp\left\{-\frac{1}{2\sqrt{1-\rho^2}} \left[\frac{(x_2 - x_{02})^2}{\sigma_2^2} - 2\rho \frac{(x_1 - x_{01})(x_2 - x_{02})}{\sigma_1\sigma_2} \right]\right\}, \quad (5)$$

где C - некоторая по отношению к переменной x_2 константа.

Как видно из формулы (5), под знаком экспоненты стоит квадратичное по переменной x_2 выражение. Это однозначно доказывает, что искомая плотность распределения вероятности является законом Гаусса. Придадим выражению (5) стандартный для закона Гаусса вид

$$W(x_2|x_1) = C_1 \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left[\frac{x_2 - x_{02}}{\sigma_2} - \rho \frac{x_1 - x_{01}}{\sigma_1} \right]^2 \right\} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}(\sigma_2 \sqrt{1-\rho^2})} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_2^2(1-\rho^2)} \left[x_2 - x_{02} - \rho \frac{\sigma_2}{\sigma_1} (x_1 - x_{01}) \right]^2 \right\}. \quad (6)$$

Фигурирующая в формуле (6) некоторая константа C_1 при написании последнего равенства легко определяется из стандартного вида закона Гаусса.

Полученное соотношение дает возможность определить математическое ожидание и дисперсию случайной величины x_2 , которое может быть найдено при помощи равенства (6), что приводит к следующему соотношению

$$x_{002} = x_{02} + \rho \frac{\sigma_2}{\sigma_1} (x_1 - x_{01}). \quad (7)$$

Как видно из формулы (7), знание величины x в момент t_1 , т.е. знание $x=x(t_1)=x_1$, дает возможность скорректировать прогноз на момент времени t_2 . Это значит, что вместо прогнозируемой величины x_{02} необходимо использовать величину x_{002} . Корректирующая величина самым существенным образом зависит от коэффициента корреляции и его знака. При отсутствии корреляции корректирующее слагаемое просто равно нулю. Следует обратить особое внимание на то, что в случае большой дисперсии (параметр σ_2^2), иными словами, большого разброса значений x_2 , имевших место в предыдущих реализациях, значение корректирующего слагаемого может оказаться достаточно большим даже при слабой корреляции, о которой говорилось выше. Напротив, большой разброс значений x_1 (параметр σ_1^2) даже при наличии сильной корреляции не приведет к какой-либо существенной корректировке прогнозного значения x_{02} . В противоположном случае, когда дисперсия случайной величины x_1 мала, корректировка может оказаться весьма существенной. Наконец, на корректировку прогноза существенно влияет точность прогноза на момент t_1 (отличие истинного значения x_1 от его ранее спрогнозированного значения x_{01}). Чем лучше был этот прогноз, тем меньше значение корректирующего слагаемого и тем ближе значение x_{002} к значению x_{02} .

Рассмотрим теперь, как изменяется дисперсия прогнозируемой величины (величина σ_{2n}^2), т.е. как изменяется точность прогноза.

С этой целью необходимо вычислить следующее соотношение

$$\sigma_{2n}^2 = \langle x_2^2 \rangle - \langle x \rangle^2 = \langle x_2^2 \rangle - x_{002}^2, \quad (8)$$

где скобки $\langle \xi \rangle$ означают операцию статистического усреднения случайной величины ξ , при этом

$$\langle x_2^2 \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x_2^2 W(x_2|x_1) dx_2. \quad (9)$$

Прямые вычисления по формулам (7)-(9) приводят к следующему значению для среднего квадратичного отклонения прогнозируемой величины x_2

$$\sigma_{2n} = \sigma_2 \sqrt{1 - \rho^2}. \quad (10)$$

Формула (10) достаточно наглядно показывает, что при любом коэффициенте корреляции, отличном от нуля, дисперсия прогноза уменьшается, что в соответствии со сказанным выше говорит о повышении точности прогноза.

Соответствующая графическая зависимость представлена на рис. 1.

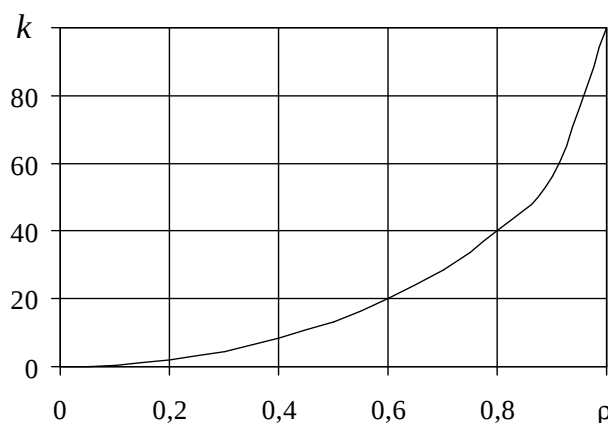


Рис. 1. Зависимость увеличения точности от радиуса корреляции

Из рис. 1 наглядно видна связь между коэффициентом корреляции ρ и уменьшением среднего квадратичного отклонения $k = (\sigma_2 - \sigma_{2n}) / \sigma_2$, выраженного в процентах, т.е. повышением достоверности прогноза. Как видно, заметное повышение точности имеет место при коэффициенте корреляции, превышающем значение 0,45.

FORECASTING CORRELATED CASUAL VARIABLE

Dyanov A.A.

The problem of the forecasting casual variable is considered.

Key words: forecasting, correlation, casual variable.

Сведения об авторе

Дианов Антон Александрович, 1987 г.р., окончил МГТУ ГА (2009), аспирант МГТУ ГА, автор 2 научных работ, область научных интересов – вопросы модернизации и оптимизации процессов авиа-топливообеспечения воздушных судов.

УДК 658.56:65.01

КВАЛИМЕТРИЧЕСКИЕ ПРОЦЕДУРЫ ИНТЕГРАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ АЭРОПОРТА

Л.Н. ЕЛИСОВ, Н.И. ОВЧЕНКОВ

В работе рассматривается оригинальный подход авторов к проблеме создания интегрированных систем защиты аэропорта от несанкционированного доступа.

Ключевые слова: интегрированные системы защиты, квалиметрия, адаптивные процедуры интеграции, сложные системы, системотехника.

В последние годы проблема защиты аэропортов от несанкционированного доступа становится весьма актуальной, если не одной из важнейших, что определяется соответствующими тенденциями в развитии социально – политических отношений на межгосударственном уровне и социально - экономическими проблемами страны.

Определяющим фактором обеспечения защиты аэропортов от несанкционированного доступа становится широкое внедрение специальных технических (в том числе радиотехнических) средств, которые в последнее время реализуются в виде интегрированных систем. Такие системы основаны на использовании единой элементной базы (платформы) и единых принципов управления комплексом технических средств.

Опыт эксплуатации интегрированных систем авиационной безопасности показывает, что при всех достоинствах они не способны решать всю совокупность проблем обеспечения авиационной безопасности аэропортов. Требуется разработка новых подходов и новых принципов формирования интегрированных систем, что предполагает использование научных методов анализа и синтеза.

Авторы полагают, что с этой целью весьма продуктивно использование системотехнического подхода, методов квалиметрии, моделирования и теории принятия решений.

Идея предлагаемого подхода базируется на следующих принципах:

1. В основе интеграции технических средств защиты аэропорта лежит квалиметрическая оценка ситуации (совокупности ситуаций) в процессе производственной деятельности аэропорта с учетом внешних и внутренних воздействий (факторов опасности).

2. Предполагается адаптивная структура комплекса технических средств, т.е. структура в любой момент времени должна соответствовать уровню предполагаемых угроз (динамическая структура).

3. Интеграция здесь понимается как совокупность процедур адаптивного (оптимального) управления структурой комплекса технических средств защиты аэропорта.

4. Критерием адаптивного управления, т.е. оптимизации структуры технических средств защиты, является качество обеспечения защиты. Поскольку качество понимается как степень соответствия присущих характеристик требованиям (международные стандарты серии ИСО 9000 – 2000), критерий адаптивного управления определяется путем сопоставления уровня авиационной безопасности аэропорта, достигнутого с помощью технических средств в созданной конфигурации, с требуемым уровнем, исходя из сложившейся в данный момент ситуации.

Динамическая интеграция технических средств защиты на основе адаптивного управления предполагает квалиметрический мониторинг состояния авиационной безопасности аэропорта.

Объектом исследования в данном случае является комплекс технических средств, обеспечивающих защиту аэропорта от несанкционированного вмешательства в его деятельность.

Исследование указанного объекта предполагает рассмотрение как минимум двух сторон противостояния: с одной стороны – совокупность субъектов, реализующих несанкционированное вмешательство, с другой – совокупность средств, обеспечивающих защиту от этого вмешательства. С точки зрения системотехники такой объект следует рассматривать как сложную систему [1].

Для исследования подобных систем известны два подхода. Подход Н.П. Бусленко основан на представлении сложной системы в виде агрегатов, т.е. более простых структур, с последующим их моделированием. В.В. Дружинин и Д.С. Конторов относят к классу сложных систем такие, которые способны формировать закон преобразования входного воздействия в выходное применительно к своей внутренней цели, исходя из конкретной ситуации, сложившейся в данный момент времени [2].

Решение проблем обеспечения защиты аэропорта от несанкционированного вмешательства можно найти путём моделирования указанной системы. Для построения модели сложной системы нужно с заданной точностью описать процессы в каждом элементе и разработать схему сопряжения элементов и систем, исходя из способа их взаимодействия при решении сложной системой поставленных задач.

В общем случае моделирующий алгоритм может быть записан с помощью операторных уравнений вида $Z_i(t) = \varphi_i\{t, t_0, z_i(t_0), (t, X_{Li}]_{t_0}^t\}$, где $Z_i(t)$ – текущее состояние i -й подсистемы в момент времени t ; $Z_i(t_0)$ – начальное состояние i -й подсистемы в момент начала её функционирования t_0 ; $X_{Li}(t)$ – вектор-функция, определяющая входной процесс первой подсистемы; $(t, X_{Li}]_{t_0}^t$ – входное сообщение для i -й подсистемы.

В каждой j -й реализации на модели i -й подсистемы вектор-функцию $X_{Li}(t)$ выбирают из некоторого известного множества функций $L_i(t)$, $t \in T_i$. Для различных подсистем функциональные зависимости будут получаться отличными друг от друга.

Совокупность всех функций $X_{Li}(t)$ в пространстве их определения $L_1 X L_2 X \dots X L_n = L$ можно рассматривать как множество входных воздействий для модели сложной системы. При таком подходе модель как математический эквивалент реальной системы по некоторому показателю качества ее работоспособности $R(t) = M\varphi(t)$ может быть охарактеризована при фиксированном входном сообщении $(t, X_{Li}]_{t_0}^t$ выражением $R(t) = M\varphi\{t, t_0, z_i(t_0), (t, X_{Li}]_{t_0}^t\}$, $X_L(t) = \{X_{L1}(t), \dots, X_{Ln}(t)\}$.

Процессы смены состояний в такой системе описываются соотношениями: $z(t) = \varphi\{t, t_0, z(t_0), (t, X_L]_{t_0}^t\}$, $z(t) = \{z_1(t), z_n(t)\}$ $z(t) \in Z$, где φ – оператор функционирования сложной системы, определяющей алгоритм взаимодействия её подсистем.

Можно предложить следующие состояния системы: 0 – нормальная ситуация (состояние защищённости); 1 – напряженная ситуация (состояние нарушения пропускного или внутриобъектового режима); 2 – сложная ситуация (состояние несанкционированного доступа); 3 – проблемная ситуация (состояние захвата – угона ВС или объекта ГА); 4 – чрезвычайная ситуация (состояние реализованного террористического акта). Вероятностные характеристики событий для любого момента времени определяются только этим моментом и не зависят от предыстории, что вместе с конечностью числа состояний позволяет говорить о том, что исследуемый процесс является Марковским случайным процессом. В работе [2] предложена графоаналитическая модель такой системы (рис. 1). Обозначим через A_i – некоторое состояние системы (подсистемы), а через $P_i(t)$ – вероятность того, что в момент времени t система (подсистема) находится в состоянии A_i ($i=0, 1, 2, \dots, n$). A_0 – нормальная ситуация, A_1 – напряженная ситуация, A_2 – сложная ситуация, A_3 – проблемная ситуация, A_4 – чрезвычайная ситуация.

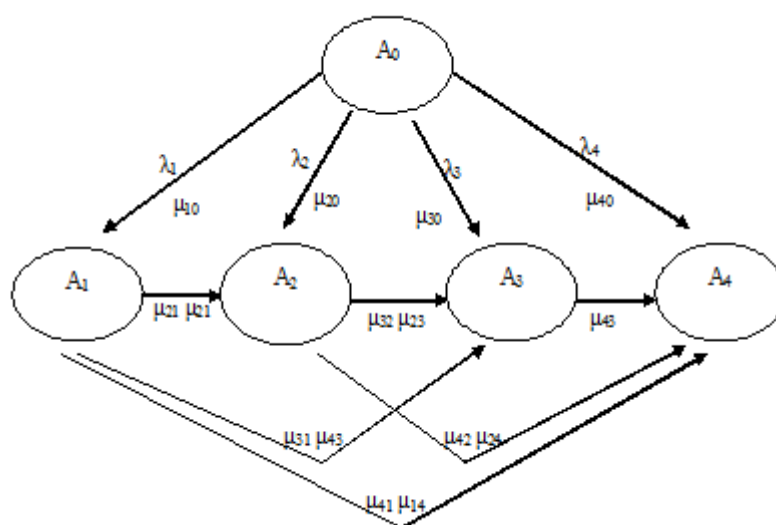


Рис. 1. Гриф состояния сложной системы

Очевидно, что для любого момента времени t сумма вероятностей состояний равна единице (условие нормировки), т.е. $\sum P_i(t)=1$, так как события, состоящие в том, что в момент времени t система находится в состояниях $A_1, A_2, \dots, A_n$, несовместны и образуют полную группу событий. Задача состоит в том, чтобы определить вероятности состояний $P_0(t), P_1(t), \dots, P_n(t)$ как функции времени. Марковский процесс описывается относительно вероятностей $P_0(t), P_1(t), \dots, P_n(t)$ системой дифференциальных уравнений, называемых уравнениями Колмогорова:

$$\begin{aligned} dP_0/dt &= -\lambda_{\Sigma}P_0 + \mu_{10}P_1 + \mu_{20}P_2 + \mu_{30}P_3 + \mu_{40}P_4; \\ dP_1/dt &= \lambda_1P_0 + \mu_{21}P_2 + \mu_{31}P_3 + \mu_{41}P_4 + (\mu_{10} + \mu_{12} + \mu_{13} + \mu_{14})P_1; \\ dP_2/dt &= \lambda_2P_0 + \mu_{12}P_1 + \mu_{32}P_3 + \mu_{42}P_4 + (\mu_{20} + \mu_{21} + \mu_{23} + \mu_{24})P_2; \\ dP_3/dt &= \lambda_3P_0 + \mu_{13}P_1 + \mu_{23}P_2 + \mu_{43}P_4 + (\mu_{30} + \mu_{31} + \mu_{32} + \mu_{34})P_3; \\ dP_4/dt &= \lambda_4P_0 + \mu_{14}P_1 + \mu_{24}P_2 + \mu_{34}P_3 + (\mu_{40} + \mu_{41} + \mu_{42} + \mu_{43})P_4. \end{aligned}$$

Если λ_i и μ_{ij} (вероятности перехода) постоянны с течением времени t , то данная система дифференциальных уравнений является системой линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Если же λ_i и μ_{ij} - функции времени, то это система линейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами. Системы линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами можно решать аналитически, но это удобно, если число уравнений системы не превосходит двух-трех, в противном случае такие системы решают численно. Таким образом, аналитическое и численное моделирование рассматриваемой сложной системы при количестве уровней Колмогорова больше двух и при векторном отображении вероятностей перехода из состояния в состояние становится неразрешимой проблемой, что требует привлечения иных подходов и методов решения.

Один из таких подходов основан на системотехнике [3]. Причём первый шаг в этом направлении состоит в следующем: при моделировании сложных систем допускается возможность использования упрощенных моделей, отражающих только те грани сущности сложной системы, которые интересуют исследователя. Выявление новых свойств и сущностей не обязательно должно сопровождаться построением обобщающих моделей, а может ограничиваться наращиванием библиотеки упрощенных моделей, взаимодействие которых обеспечивает отражение сложной системы в целом. В таком случае, возникает задача декомпозиции сложной системы «Аэропорт как объект несанкционированного вмешательства» (рис. 2).

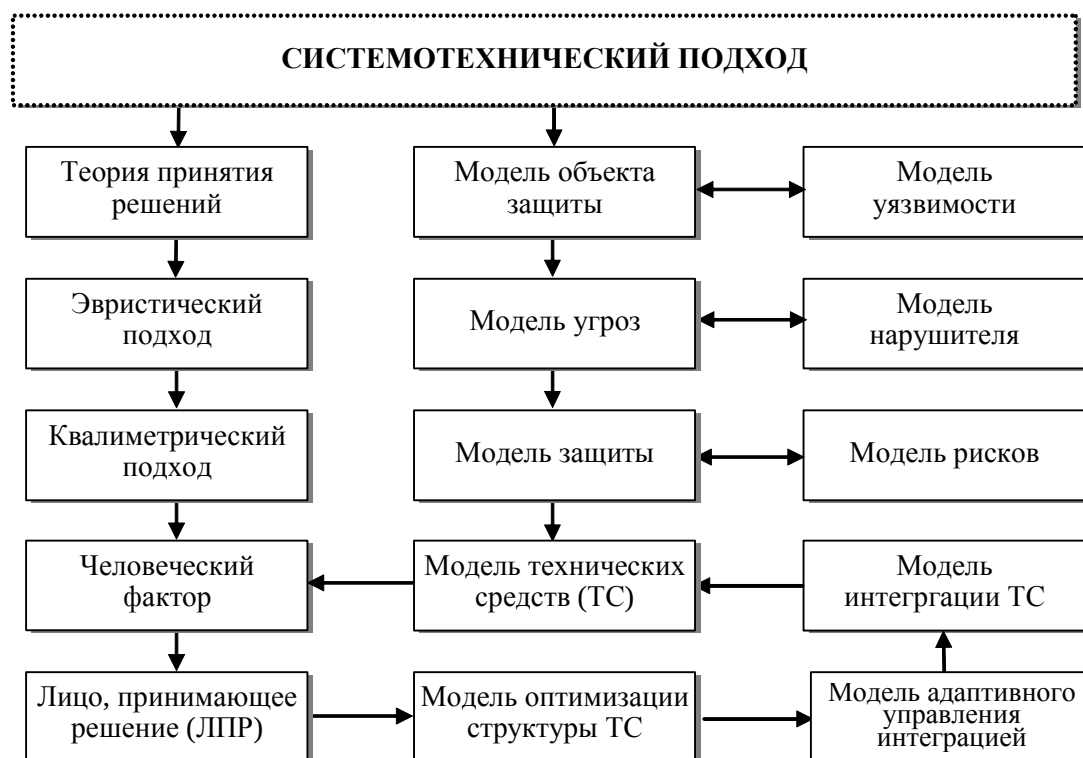


Рис. 2. Декомпозиция сложной системы «Аэропорт как объект несанкционированного вмешательства»

Дальнейшая реализация предлагаемого подхода состоит в разработке системы квалиметрического мониторинга уровня авиационной безопасности (оценка ситуации) и разработке системы адаптивного (ситуационного) управления интеграцией комплекса технических средств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Елисов Л.Н. Качество профессиональной подготовки авиационного персонала и безопасность воздушного транспорта: монография. - М.: ИЦППС, 2006.
2. Елисов Л.Н., Баранов В.В. Управление и сертификация в авиационной транспортной системе: монография. - М.: Воздушный транспорт, 1999.
3. Елисеев Б.П., Елисов Л.Н. Системотехническое управления образовательными комплексами: монография. - М.: МГТУ ГА, 2012.

THEIR QUALITATIVE INTEGRATION PROCEDURE OF RADIO PROTECTION AIROPORT

Elisov L.N., Ovchenkov N.I.

In this paper the authors of the original approach to the problem of integrated airport security system from unauthorized access.

Key words: integrated system qualimetry, adaptive integration procedure, complex system engineering.

Сведения об авторах

Елисов Лев Николаевич, 1945 г.р., окончил Пензенский политехнический институт (1967), доктор технических наук, действительный член Петровской академии наук и искусств, профессор кафедры безопасности полетов и жизнедеятельности МГТУ ГА, автор более 200 научных работ, область научных интересов - системотехника, квалиметрия, проблемы безопасности воздушного транспорта.

Овченков Николай Иванович, 1966 г.р., окончил Ярославский государственный университет (1990), соискатель ученой степени МГТУ ГА, генеральный директор ООО ПСЦ «Электроника», автор 16 научных работ, область научных интересов - системы авиационной безопасности, квалиметрия, системотехника.

УДК 621.96

О ВОЗМОЖНОСТЯХ РАСШИРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РАДИОЗОНДИРОВАНИИ АТМОСФЕРЫ

В.В. КАЗИН

Статья представлена доктором технических наук, профессором Лутиным Э.А.

В статье рассматриваются основные проблемы при радиозондировании атмосферы и актуальность развития данного направления, а также предлагаются методы расширения информационной способности канала передачи телеметрической информации при радиозондировании атмосферы.

Ключевые слова: радиозондирование атмосферы, телеметрическая информация, информативность.

Основные проблемы при радиозондировании атмосферы

В настоящее время радиозонды аэрологической сети Росгидромета с помощью датчиков производят измерения только температуры и относительной влажности, при этом давление не измеряется, а вычисляется по барометрической формуле $p = p_0 \exp[-Mg(h - h_0)/RT]$, лежащей в основе барометрического нивелирования - метода определения разности высот Δh между двумя точками по измеряемому в этих точках давлению (p_1 и p_2). Поскольку атмосферное давление зависит от погоды, интервал времени между измерениями должен быть возможно меньшим, а пункты измерения располагаться не слишком далеко друг от друга. В данном случае будем иметь [1]: $h - h_0 = B(1 + \alpha) \ln(p_1 / p_2)$, где t - средняя температура слоя воздуха между точками измерения; α - температурный коэффициент объёмного расширения воздуха; B - барометрическая постоянная, равная 18400 м. Погрешность при расчётах по этой формуле не превышает 0,1-0,5% от измеряемой высоты.

В качестве датчиков температуры в сетевых радиозондах используется терморезистор типа ММТ-1, измеряющий температуру с радиационными погрешностями, достигающими 150°C. Для измерения относительной влажности воздуха, как правило, используются устаревшие датчики.

При измерении параметров свободной атмосферы в результаты сетевого радиозондирования вводятся радиационные поправки на температуру, таблицы которых не учитывают собственную температуру термометрического тела, играющую на высотах свыше 22-23 км преобладающую роль в формировании теплового состояния датчика температуры. При измерении влажности поправки не вводятся, хотя систематическая составляющая погрешности датчиков достигает 44 %.

Методы повышения информативности телеметрической информации

Для увеличения информативности радиозонда, в его составе целесообразно применить датчик измерения турбулентности, который будет производить измерения масштаба структурной постоянной турбулентности окружающего воздуха в диапазоне от 5 до 500 м. В среде с масштабом турбулентности от внутреннего масштаба l_0 до внешнего масштаба L_0 структурная функция для показателя преломления в диапазоне $l_0 < R < L_0$ записывается в виде [1] $Q(R) = C_n^2 R^{2/3}$, где C_n - коэффициент структурной постоянной показателя преломления, характеризующий турбулентность атмосферы. Так, при $C_n = 0$ - среда однородна, а перемещение всех её точек происходит с одинаковой скоростью. При $l_0 = 1,2$ см, $L_0 = 10$ м и $C_n = 8 \cdot 10^{-9} \text{ м}^{-1/3}$ имеет место слабая турбулентность, при $C_n = 4 \cdot 10^{-8} \text{ м}^{-1/3}$ - средняя, а при $l_0 = 0,3$ см $L_0 = 1$ м и $C_n = 5 \cdot 10^{-7} \text{ м}^{-1/3}$ - сильная турбулентность.

Измерение C_n производят путём регистрации распределения температуры среды, которая измеряется в двух точках на расстоянии R , что позволяет вычислить структурную функцию температуры $Q_t(R)[T(X+R)-T(X)]^2 = C_T^2 R^{2/3}$, где C_T - коэффициент структурной постоянной флуктуаций температуры атмосферы.

Коэффициент структурной постоянной показателя преломления можно вычислить по формуле $C_n = 78 \cdot 10^{-6} C_T (h) P(h) / T^2(h)$, где $P(h)$ - давление в гПа; $T(h)$ - средняя температура воздуха в Кельвинах на высоте h .

Важное значение в обеспечении безопасности полётов гражданской авиации играют конвективные облака средней мощности «Cu cong.» и «Cu med», вертикальная протяженность которых составляет от двух до четырёх километров. В одной из стадий развития конвективного облака, когда его верхняя граница достигает уровня естественной кристаллизации капель воды, в нем спонтанно (в результате развития лавинных и лавинно-стримерных процессов между зонами электрических неоднородностей) возникает предгрозовое электромагнитное радиоизлучение (ЭМИ). ЭМИ на этой стадии возникает. Имея информацию о распределении полей водности в облаках, можно прогнозировать дальнейшее изменение облака и степень опасности для следования ВС по трассе, что можно осуществить в течение нескольких секунд методами дистанционного зондирования, не требующими пролёта внутри облака. Этот метод может быть реализован с использованием компьютерной томографии при помощи двух радиотеплолокаторов с поверхности земли (рис. 1)

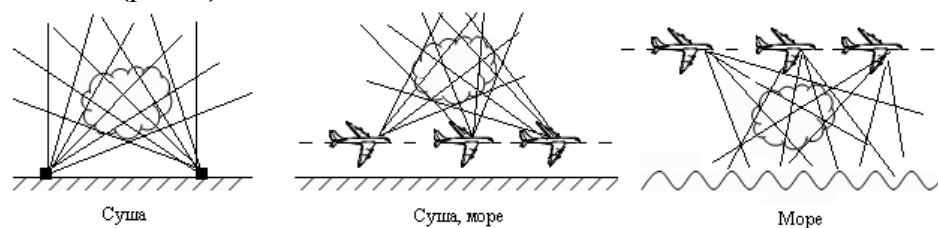


Рис. 1. Возможные схемы дистанционного зондирования конвективного облака

Для уменьшения количества ошибок при передаче телеметрической информации необходимо использовать канал передачи данных с применением помехозащищенного кодирования. В настоящее время на практике применяется относительно небольшая группа алгебраических помехоустойчивых кодов: Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), Рида-Соломона (РС) и сверточные коды.

Коды БЧХ составляют один из больших классов линейных кодов, исправляющих ошибки. Коды БЧХ обычно задаются через корни порождающего многочлена $g(x)$ степени $n-k$. К основным недостаткам можно отнести практическую сложность их применения в системе радиозондирования из-за наличия сложных кодирующих и декодирующих устройств в системе, что вызывается трудоёмкостью вычисления ошибки и коррекции принятого кода. Эти коды обычно используются в системах спутниковой связи с каналами, передающими большие потоки информации, которые отсутствуют в телеметрических системах при радиозондировании атмосферы. Второй недостаток проистекает из того, что вероятность ошибки декодирования сильно зависит от распределения потока ошибок в реальном канале связи. Таким образом, если в первом случае происходит неверное исправление ошибки, то во втором случае тоже будет ошибочное исправление кода. Из-за этого к двоичному набору информации прибавится еще набор байт искаженных символов.

Код Рида-Соломона (РС-код) является одним из частных случаев кода БЧХ [2]. Недостатки РС - кода вытекают из сложности его реализации, сильно зависящей от величины его основания. Для кодов Рида-Соломона вероятность ошибки декодирования при кратности ошибки, равной $s+1$ и более, может стать больше требуемой величины вероятности ошибки декодирования.

Сверточные коды относятся к непрерывным рекуррентным кодам, поскольку последовательность информационных символов при кодировании не разбивается на блоки, а операции кодирования и декодирования символов кода происходят непрерывно.

Основной и наиболее существенный недостаток этого кода - высокая чувствительность к пакетным ошибкам. Сверточные коды имеют сложный алгоритм декодирования, который производится по алгоритму Витерби. Алгоритм восстанавливает переданную последовательность согласно критерию максимального правдоподобия, в котором вероятность ошибки декодирования зависит от распределения потока ошибок в реальном канале связи.

Таким образом, для передачи телеметрической информации наиболее подходящим видом помехозащищенного кода является код РС, так как, во-первых, не существует кода, у которого минимальное кодовое расстояние больше, чем у РС-кода, и в то же время РС-коды всегда оказываются короче всех других циклических кодов над тем же алфавитом. Во-вторых, код РС является одним из наиболее мощных кодов, исправляющих многократные пакеты ошибок, а поэтому он применяется в каналах, где пакеты ошибок могут образовываться столь часто, что их уже нельзя исправить другим видом кодирования. Наконец, коды РС имеют меньшую сложность технической реализации по отношению к БЧХ и сверточным кодам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы. - М.: Изд-во УРО РАН, 2004.
2. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. - М.: Мир, 1976.

INCREASING OF INFORMATIVENESS OF TELEMETERING INFORMATION DURING RADIO SOUNDING OF ATMOSPHERE

Kazin V.V.

In article describes the basic problems of radio sounding of atmosphere, an urgency of development of this area and methods of increasing of informativeness of this system.

Key words: radio sounding of atmosphere, the telemetering information, informativeness.

Сведения об авторе

Казин Виталий Викторович, 1988 г.р., окончил МГТУ ГА (2010), аспирант МГТУ ГА, автор 1 научной работы, область научных интересов – эксплуатация воздушного транспорта, радиозондирование атмосферы, поляризация радиоволн.

УДК 621.396.96

ВАРИАНТЫ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СХЕМ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ С УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

А.В. СТАРЫХ, Г.Н. ЖИЛИНСКАЯ

Рассмотрены варианты функциональных схем радаров с управляемой поляризацией.

Ключевые слова: поляризация радиоволн, радары.

Введение

Поляризационная обработка сигналов в РЛС требует определенного усложнения аппаратуры и налагает ряд требований на оборудование, которые необходимо выполнить для успешного использования поляризационных эффектов.

Наибольшую эффективность обеспечат те РЛС, в которых обеспечивается излучение и прием электромагнитных волн с произвольной поляризацией или, по крайней мере, некоторый набор различных видов поляризаций.

Для решения этой задачи возможны два пути: создание принципиально новых или модернизация существующих РЛС. Ниже рассматриваются варианты модернизации имеющихся РЛС с целью получения в них возможности излучения и приема радиоволн с различными видами поляризации.

При модернизации имеющихся РЛС также возможны два пути их реализации: поочередное излучение и прием радиоволн различной поляризации, либо одновременный прием излучения радиоволн с различными видами поляризации. Другими словами, возможно построение одноканальных и двухканальных по поляризации РЛС. Если радиолокационная цель имеет стационарные во времени характеристики, тогда достаточно использование одноканальной РЛС. В противном случае целесообразно использовать двухканальный вариант.

При поляризационной селекции важную роль играет режим полного поляризационного сканирования (ППС) [1, 2], при котором обеспечивается последовательное излучение электромагнитных волн постоянной мощности всевозможных поляризаций. Это означает, что кривая, описывающая состояние поляризации волны на сфере Пуанкаре, «полностью» покрывает «всю» ее поверхность.

Простейший режим ППС может быть осуществлен, когда электрические векторы ортогональных компонент изменяются следующим образом $E_1 = \cos \Omega t \cdot e^{i\Delta\omega t} \cdot e^{i\varphi_1} \cdot e^{i\omega t}$; $E_2 = \sin \Omega t \cdot e^{-i\Delta\omega t} \cdot e^{-i\varphi_1} \cdot e^{i\omega t}$, при этом между частотами должны выполняться соотношения: $\Omega \ll \Delta\omega \ll \omega$ или $\Delta\omega \ll \Omega \ll \omega$.

Таким образом, для реализации режима ППС необходимо формировать два балансно-модулированных колебания на несущей частоте ω . Изменяя частоты Ω и $\Delta\omega$, можно менять параметры сканирования. Для формирования балансно-модулированных колебаний, являющихся основой для создания сигналов ППС, идут либо по пути непосредственной их генерации с помощью балансных устройств с ферритовыми диодными модуляторами или применяют методы смещения частоты в линейном фазовращателе. Более популярными являются методы, связанные с применением ферритовых модуляторов.

Полагая, что принципиально можно реализовать режим ППС с определенным шагом, с которым происходит изменение поляризации волны, будем ориентироваться на более реалистичные варианты, т.е. не ставя задачу получения всех возможных видов поляризации волны на излучение и прием, рассмотрим последовательно варианты построения РЛС с определенным ограниченным числом видов поляризации.

Сформулируем основные требования, предъявляемые к таким РЛС, к которым можно отнести следующие.

1. Коэффициент усиления антенны должен быть примерно одинаков для всех видов используемых поляризаций радиоволн. 2. Возможность измерения интенсивности принятого сигнала в широком динамическом диапазоне. 3. Независимость измеряемых поляризационных характеристик от взаимной ориентации поляризационного базиса антенны РЛС и собственной системы координат радиолокационной цели. 4. Инвариантности измерений поляризационных параметров к повороту антенно-фидерных устройств. 5. Обеспечение требуемого уровня вносимых СВЧ-потерь в устройствах согласования и сопряжения. 6. Обеспечение заданного уровня излучения кроссполяризационной составляющей по отношению к основной поляризационной составляющей.

Следует обратить внимание, что одновременное выполнение всех перечисленных выше требований в техническом плане представляет трудно разрешимую задачу, а поэтому на практике основное внимание уделяют тем требованиям, которые наиболее важны для решения конкретно поставленной задачи.

РЛС с линейными видами поляризации

Упрощенная блок-схема РЛС показана на рис. 1, где приняты обозначения: ВЩО - волновоодно-щелевой облучатель; Р - рефлектор; П - поляризатор; СВЧБ - СВЧ моноблок - СВЧБ; ЭБ - электронный блок; БП - блок питания; БУ - блок управления; ПРД - передатчик; ПРМ - приемник; БС - блок сопряжения; ПК - персональный компьютер; РЛ - радиолиния.

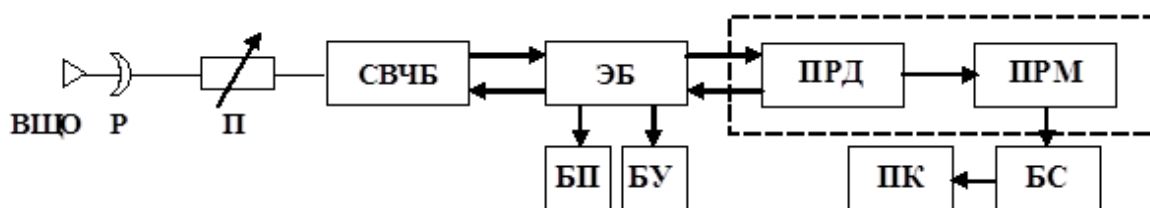


Рис. 1

Облучатель и рефлектор формируют заданную диаграмму направленности. В качестве вращателя плоскости поляризации используется ферритовый вентиль, работа которого основана на эффекте Фарадея. В зависимости от величины тока подмагничивания феррита меняется ориентация вектора напряженности электрического поля внутри волновода, а следовательно, и поляризация излучения.

ЭБ предназначен для преобразования аналогового видеосигнала в цифровую форму с целью передачи его по РЛ.

РЛС с круговой поляризацией излучаемых радиоволн

Рассматривается радиолокационная наземная система, в которой используется круговой поляризационный базис. При этом излучение волны с простейшим видом поляризации (левый или правый круг) дает возможность прямого измерения инвариантного поляризационного параметра матрицы рассеяния радиолокационного объекта (модуль степени его анизотропии). Суммирование мощностей на выходе плеч поляризационного разделителя дает второй инвариант матрицы рассеяния – полную энергию рассеянной волны.

Общая функциональная схема соответствующей радиолокационной системы показана на рис. 2, где приняты следующие обозначения: П - передающее устройство (ПРД); РКП - разделитель круговых поляризаций; СМ-1, СМ-2, СМ-3 - смесители (М); Г-1, Г-2 – гетеродины; ЛУПЧ - логарифмический усилитель промежуточной частоты; $|\mu|$ - модуль коэффициента анизотропии.

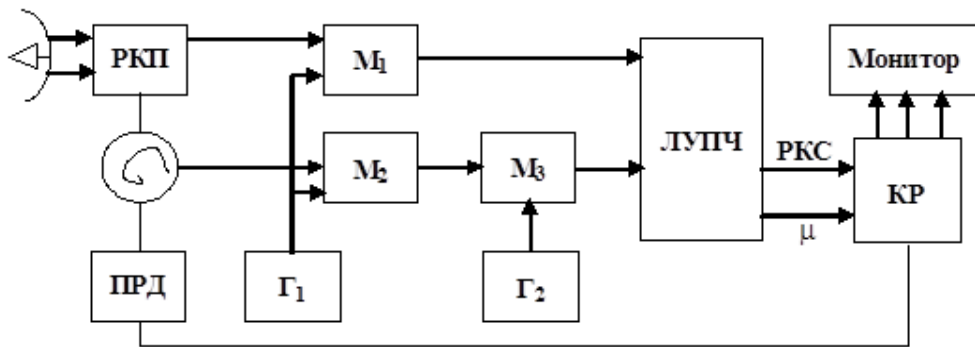


Рис. 2

В режиме излучения высокочастотный сигнал, формируемый передающим устройством П, через циркулятор поступает на один из входов разделителя круговых поляризаций (РКП), конструктивно объединенного с антенной. В режиме приема рассеянный сигнал принимается антенной и с выходов РКП поступает на систему СМ-1 и СМ-2, на которые подается сигнал от общего гетеродина Г-1. Данная РЛС использовалась для дистанционного зондирования наземных объектов как стационарных, так и подвижных с целью изучения их статистических характеристик.

РЛС с комбинированными видами поляризации для изучения статистических характеристик радиолокационных целей

РЛС с комбинированными видами поляризации показана на рис. 3, где приняты следующие обозначения: ПП - переключатель поляризации; УП - управитель поляризации; У - усилитель (УС); УМ - умножитель; ГТИ - генератор тактовых импульсов; ЗГ - задающий генератор; Г - гетеродин, СМ - смеситель; ПУПЧ - предварительный УПЧ; МПЧ - модуль тракта промежуточной частоты; БД - блок детекторов; БС - блок сопряжения; ПК - персональный компьютер.

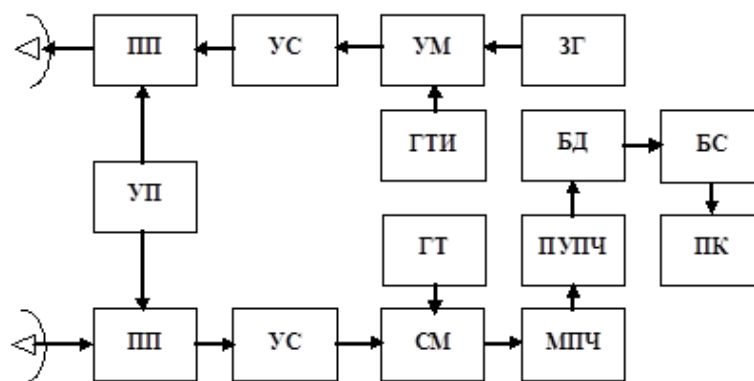


Рис. 3

Радиолокационная система предназначалась для регистрации положения энергетического центра отражения зондирующего объекта относительно его геометрического центра в азимутальной и угломестной плоскости при различных поляризациях антенны РЛС и автоматическом поляризационном режиме. Под автоматическим режимом здесь понимается переключение поляризации от импульса к импульсу по заранее заданному закону. РЛС использовалась для обнаружения слабоконтрастных малоподвижных радиолокационных объектов на фоне интенсивных мешающих отражений.

РЛС с комбинированными видами поляризации и со спектральным анализом

Основу РЛС составляет система поляризационной селекции (СПС), которая формирует электрическим путем в режиме приема и передачи электромагнитные волны со следующими

видами поляризации: П1 - левая круговая; П2 - правая круговая; П3 - горизонтальная линейная поляризация; П4 - вертикальная линейная поляризация; П5 - линейная поляризация с наклоном плоскости поляризации под углом 45° ; П6 - линейная поляризация с наклоном плоскости поляризации под углом 135° .

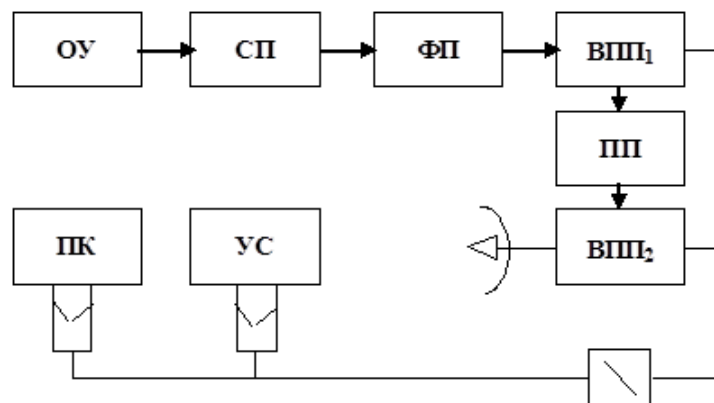


Рис. 4

СПС показана на рис. 4 и включает в себя ОУ - облучающее устройство; УС - устройство сопряжения; СП - селектор поляризации; Обл - облучатель; ТВ - тракт волноводный; ПК - персональный компьютер; ФП - фильтр поляризационный; ПП - преобразователь поляризации; ВПП - вращатели плоскости поляризации (PR).

ЛИТЕРАТУРА

1. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн // Поляризационная структура радиолокационных сигналов. - М.: Радиотехника, 2005.
2. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. - Л.: Гидрометиздат, 1981.

THE VARIANTS OF THE RADAR STATION FUNCTIONAL SCHEMES WITH OPERATED POLARIZATION

Starich A.V., Zhilinska G.N.

The variants of the radar functional schemes with operated polarization were considered.

Key words: polarization of radiowave, radars.

Сведения об авторах

Старых Александр Васильевич, 1957 г.р., окончил МГТУ ГА (1985), доктор технических наук, профессор кафедры технической эксплуатации радиотехнических систем воздушного транспорта МГТУ ГА, автор более 70 научных работ, область научных интересов – радиолокация, микроволновая радиометрия.

Жилинская Галина Николаевна, окончила Рижский Краснознаменный институт инженеров гражданской авиации (1976), кандидат технических наук, преподаватель Рижского института телекоммуникаций, автор более 25 научных работ, область научных интересов – микроволновая радиометрия, дистанционное зондирование окружающей среды.

УДК 621.396.98.004.1

ВЫБОР ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ РЕЖИМА АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Д.А. ЗАТУЧНЫЙ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Логвиным А.И.

В данной статье рассматривается задача выбора линии передачи данных в режиме АЗН. Приводится метод выбора линии передачи данных на основе известных факторов. Формулируется критерий выбора линии передачи данных.

Ключевые слова: линия передачи данных, автоматическое зависимое наблюдение, способ выбора.

1. Введение

В связи с растущей интенсивностью воздушного движения возникает необходимость создания нового порядка взаимодействия диспетчера и экипажа воздушного судна. Способом решения этой проблемы может быть переход к режиму АЗН (автоматическое зависимое наблюдение), представляющего собой метод наблюдения, в соответствии с которым ВС автоматически предоставляют по линии передачи данных информацию, полученную от бортовых навигационных систем и систем определения местоположения, включая опознавательный индекс ВС, данные о его местоположении в четырех измерениях и, при необходимости, дополнительные данные. Таким образом, возникает необходимость в создании метода выбора такой линии передачи данных.

2. Метод выбора линии передачи данных на основе учёта основных факторов

При выборе линии передачи данных необходимо выбрать ряд факторов и учесть особенности единой системы организации воздушного движения Российской Федерации. Исходя из этого предложим учесть следующие основные факторы: законченность процесса международной стандартизации; уровень отработанности технологии; адаптируемость к условиям России; функциональность; стоимость; гармонизация услуг систем ОрВД России, США и Европы; эволюционность и преемственность процесса создания и внедрения АЗН в России.

Ранжирование приведённых выше факторов с точки зрения их важности проведём на основе логического анализа. При этом исследование важности каждого фактора будет производиться на основе анализа возможности использования системы при отсутствии данного фактора.

1. Если система не удовлетворяет условиям функциональности, то её использовать нельзя.

2. Если система неадаптируема к условиям РФ, то возможны следующие варианты:

а) система не используется; б) система используется в зонах с повышенной интенсивностью воздушного движения как дополнительный независимый источник наблюдения.

3. Если уровень отработанности системы не соответствует необходимому уровню, то: а) система используется; б) система не используется; в) система дорабатывается в ближайшее время с увеличением стоимости и используется.

4. Если стоимость использования системы превышает некоторый допустимый предел, то: а) система не используется; б) система используется в зонах с повышенной интенсивностью воздушного движения как дополнительный независимый источник наблюдения.

5. Если процесс международной стандартизации не закончен, то: а) система не используется; б) процесс международной стандартизации заканчивается в ближайшее время и система используется; в) в случае реализации варианта б) происходит увеличение стоимости системы за счёт расходов на стандартизацию.

6. В случае отсутствия этого фактора: а) система не используется; б) система используется на основе временных договорённостей; в) система дорабатывается на предмет идентичности предоставляемых услуг, что приводит к увеличению стоимости её эксплуатации.

7. Если система не удовлетворяет условию преемственности, то: а) система не используется; б) система может использоваться в перспективе, когда она будет удовлетворять условию преемственности; в) система используется в качестве запасного варианта.

Сделаем следующий вывод: без условия 1 систему использовать нельзя, без условий 2, 4, 7 система может использоваться в полном объёме, в случае отсутствия условий 3, 5, 6 система может быть доработана и использоваться в полном объёме.

Проведём сравнительный анализ влияния отсутствия каждого фактора на использование системы в следующей последовательности:

1. Есть ли варианты использования системы при отсутствии данного фактора. 2. В случае если такие варианты есть, то есть ли варианты использования системы в настоящее время. 3. В случае если систему невозможно использовать в настоящее время, то производится сравнение по дополнительной стоимости, связанной с необходимой доработкой системы. 4. Если предыдущие пункты не дают возможность выявить, какой из факторов предпочтительнее, то рассматривается доля вариантов невозможности использования системы в общем числе вариантов.

Исходя из предложенной схемы, предложим ранжирование факторов от наиболее важного к наименее важному (обозначим их цифрами в зависимости от порядка их описания выше) :

1) фактор 1 выбирается как наиболее важный, так как его отсутствие приводит к невозможности использовать систему;

2) отсутствие факторов 3 и 5 приводит к невозможности использовать систему в настоящее время, но поскольку расходы на стандартизацию выше чем на техническую доработку, то более важным будем считать фактор 5;

3) фактор 4 поставим выше факторов 2, 6, 7, так как он напрямую связан со стоимостью системы;

4) фактор 6 поставим по важности выше факторов 2, 7, так как его отсутствие приводит к дополнительным расходам;

5) фактор 7 поставим по важности ниже фактора 2, так как вариантов использования системы при его отсутствии больше чем у фактора 2.

Ранжирование факторов приведено на рис. 1.

Можно предложить следующий способ выбора линии передачи данных: сравниваем линии передачи данных по фактору более высокой важности и, если одна из ЛПД по этому критерию превосходит другие, то эта ЛПД выбирается как оптимальная без учёта факторов более низкого ранга. Данный способ выбора оптимальной линии передачи данных имеет существенный недостаток, так как низшие по рангу факторы при выборе совсем не учитываются: предположим, что ЛПД, превосходящая другие линии передачи данных по функциональности, совсем не адаптирована к условиям России.



Рис. 1. Ранжирование критериев выбора ЛПД

3. Критерий выбора линии передачи данных по временным и надёжностным характеристикам

При выборе ЛПД для работы в режиме АЗН необходимо учитывать следующий факт: скорость передачи сообщения должна быть максимально высокой и при этом вероятность безотказной передачи этого сообщения должна быть достаточно близкой к единице.

Под отказом в передаче сообщения понимается наступление одного из двух событий:

- 1) непередача сообщения;
- 2) количество ошибочно переданных двоичных символов в сообщении превышает некоторое допустимое значение.

Исходя из этого предложим критерий выбора оптимальной ЛПД с точки зрения экономии временного ресурса $t_{пер} \rightarrow 0$ при ограничении $R(p) \geq \underline{R}$, где $R(p)$ - вероятность безотказной передачи сообщения; $\underline{R}$ - нижняя допустимая граница для этого показателя.

SELECTION OF LINE FOR DATA'S BROADCASTING FOR REALIZATION OF ADS REGIM

Zatuchny D.A.

In this paper the problem of selection of line for data's broadcasting in ADS regim is considered. Method of selection of line for data's broadcasting based on known factors is considered. Criterion of selection of line for data's broadcasting is formulated.

Key words: line for data's broadcasting, automatic dependent surveillance, method of selection.

Сведения об авторе

Затучный Дмитрий Александрович, 1970 г.р., окончил МГПУ им. В.И. Ленина (1992), кандидат технических наук, доцент кафедры технической эксплуатации радиотехнических систем воздушного транспорта МГТУ ГА, автор 43 научных работ, область научных интересов – навигация, организация воздушного движения.

УДК 629.7.621.396 (083)

О НЕКОТОРЫХ КЛАССАХ ЗАДАЧ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ ПРОИЗВОДСТВА НА АВИАПРЕДПРИЯТИИ

А.А. ГОРЯШКО, А.А. ДИАНОВ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Логвиным А.И.

Рассматриваются задачи, стоящие перед руководителем авиапредприятия при организации производства, возникающие вследствие случайных процессов, имеющих место на рынке авиауслуг.

Ключевые слова: формирование рыночных цен, оптимальные стратегии управления.

Спрос на товары (услуги) и их предложения, а также достижение соглашения между партнерами о принятии этих предложений являются принципиально случайными событиями, а поэтому должны описываться на вероятностном языке.

Будем исходить из того, что рынок – это поле случайных событий, состоящих в совершении или несвершении актов купли-продажи. Свобода воли покупателя приводит к совершенно случайным результатам итогов рыночных торгов, точное предсказание которых *принципиально* невозможно. Однако, несмотря на это, на рынке, как во всякой большой свободной системе со случайными связями, формируются и устойчиво действуют статистические законы, проявляя себя с неумолимой последовательностью. В этом смысле любой рынок является статистическим рынком, где каждый акт купли-продажи реализуется в общем случае с отличной от единицы вероятностью. Именно поэтому перед руководителем авиапредприятия при решении вопроса о продаже или покупке услуг или товаров возникают узловые вопросы от решения которых зависит успех или неуспех организации производства на авиапредприятии. Сводный перечень основных задач, стоящих перед руководителем авиапредприятия представлен на рис. 1.

Подводя итог проведенному рассмотрению, можно утверждать, что успешная организация производственной деятельности авиапредприятия зависит от:

- 1) прогноза как на долгосрочный, так и на краткосрочный период времени потребностей и возможностей рынка услуг и товаров;
- 2) выбора на определенный промежуток времени в качестве целевой задачи, иной задачи, отличающейся от требований главной стратегии предприятия, носящей тактический характер, от решения которой, в конечном счете, будет зависеть успех достижения именно стратегической цели авиапредприятия;
- 3) разработки и реализации ценовой политики авиапредприятия на рынке с целью решения локальной стратегии авиапредприятия.

Таким образом, кратко вышеперечисленно можно сформулировать следующим образом: Прогноз - выбор локальной стратегии - обоснование критериев по оптимизации цен под эти критерии - ценовая политика на рынке - оказание или получение рыночных услуг и товаров.

Однако такая идеализированная схема подвержена постоянным непреднамеренным негативным воздействиям, связанным с объективно возникающими субъективными ошибками вследствие случайного характера природы ценообразования и стохастичности информационных потоков, на организацию работы авиапредприятия по решению его стратегических и тактических задач, что выдвигает еще одну задачу по минимизации этого влияния.

Естественно, чтобы получить ответы на перечисленные выше задачи, руководитель, т.е. лицо, принимающее решение, должно обладать необходимой информацией как о возможностях авиапредприятия, так и о рыночной ситуации. Тем не менее, как видно, во всех случаях речь идет о неких прогностических оценках, от достоверности которых зависит выбор стратегии и тактики авиапредприятия, т.е., в конечном счете, само его существование.



Рис. 1. Задачи, стоящие перед руководителем авиапредприятия

Совершенно очевидно, что случайный характер используемых величин *принципиально* не дает возможность получить *строгий прогноз* дальнейшей судьбы авиапредприятия и, стало быть, любое принимаемое ЛПР решение будет носить вероятностный характер, что приводит к неизбежным потерям авиапредприятия, которые могут носить материальный, финансовый, энергетический или даже моральный характер.

ЛПР при принятии решения опирается на информацию, которой он располагает. Ее неполнота, недостоверность и ошибочность служат причиной роста потерь, которые несет авиапредприятие. Кроме того, дополнительные потери возникают при неудачно выбранных стратегиях авиапредприятия на рынке услуг, принятого решения, неисполнительностью исполнителей и т.п.

Лицо, принимающее решение, находится в информационном поле, которое складывается из нескольких информационных потоков (ИП).

Первый ИП представляет собой сведения о состоянии собственного производства, при этом, итоговый интерес состоит в определении минимально возможной цены на производимую услугу, с которой авиапредприятие может выйти на рынок. Второй – несет информацию о результатах деятельности авиапредприятия на рынке, т.е., в конечном счете, о его доходах. Третий ИП – это набор информационных параметров, характеризующий рынок, где, в конечном итоге, интерес представляет цена, за которую покупатели могут купить произведенную услугу, а производитель – продать свой товар или услугу, и динамика рыночных отношений, иными

словами, статистические характеристики спроса и его динамика. Наконец, четвертый поток содержит в себе сведения о государственном регулировании видов деятельности авиапредприятия, т.е. представляет собой пакет законодательных и государственных нормативно-распорядительных документов, регламентирующих производство услуг, производимых авиапредприятием, и организацию их производства.

Обладая перечисленной выше информацией, ЛПР на основе ее анализа должен:

- сделать прогноз на перспективу деятельности авиапредприятия;
- выбрать стратегию деятельности (сформулировать целевую функцию);
- принять необходимые управленческие решения.

Рассмотрим потенциальные потери, которые может понести авиапредприятие, при обработке каждого из информационных потоков.

Что касается первого потока, то, прежде всего, следует отметить тот факт, что минимальный размер цены на услугу - $Z_{\min}$, при которой авиапредприятию еще имеет смысл заниматься его производством, зависит от очень большого числа производственных и непроизводственных факторов. При этом вклад каждого из этих факторов подвержен непрерывным изменениям, возникающим вследствие как чисто внутренних, так и сугубо внешних причин (например, изменение стоимости сырья, комплектующих изделий, транспортные и коммунальные расходы и т.п.). Из рис. 2 можно наглядно увидеть механизм формирования случайного характера минимальной цены $Z_{\min}$, представленной в виде суммы ее средней величины $(Z_{\min})_{cp}$ и флуктационной составляющей $\xi(t)$, являющейся следствием случайного характера стоимости отдельных составляющих $\xi_i(t)$, характеризующихся их плотностью распределения вероятностей $W(\xi_i)$.

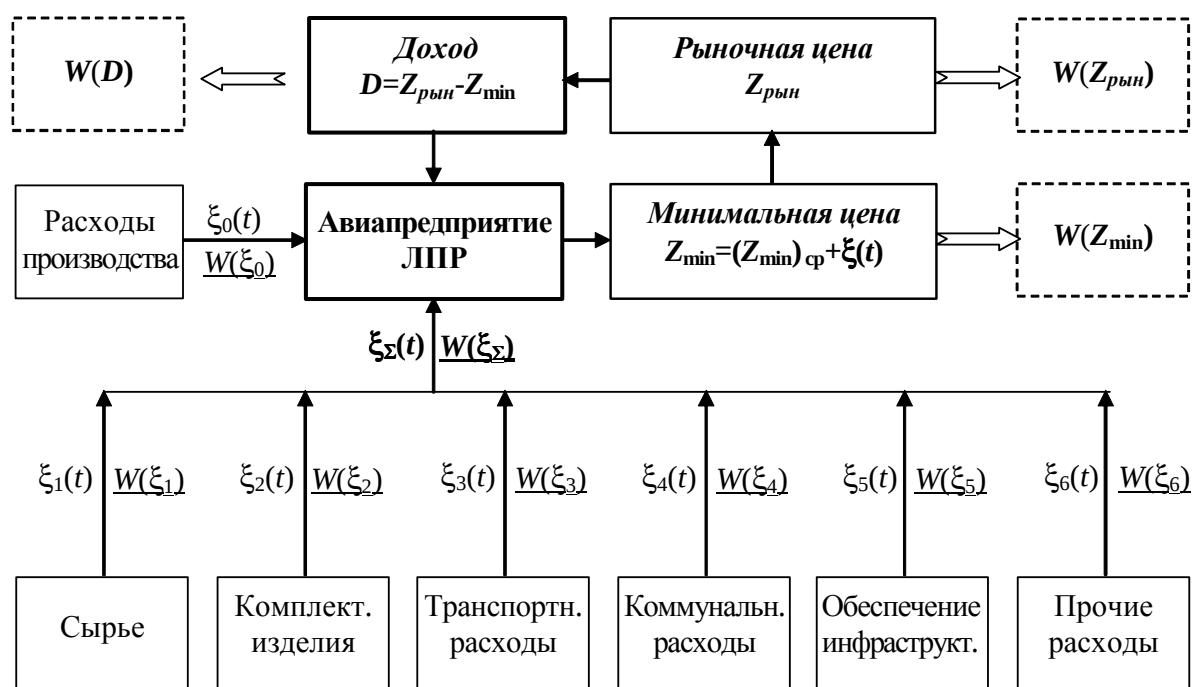


Рис. 2. К определению минимально возможной цены на производимую услугу, с которой авиапредприятие может выйти на рынок

Таким образом, $Z_{\min}$ не является какой-то неменяющейся фиксированной величиной, а представляет собой некоторую случайную функцию времени. В то же время реализация произведенного товара (услуги) происходит по некоторым фиксированным ценам, инерционность которых к меняющимся условиям производства оказывается гораздо большей, чем у величины $Z_{\min}$. Такая ситуация приводит как к упущенной выгоде, так и к неизбежным потерям в доходах авиапредприятия - D_{ul} . Для определения цены продажи произведенного товара (услуги) на рынке, при которой потери D_{ul} будут минимальными, необходимо опираться на статистический

подход к рассматриваемой проблеме, а поэтому итоговой целью задач такого рода является определение наиболее общей статистической характеристики рассматриваемой случайной величины $Z_{\min}$, каковой является ее *плотность распределения вероятностей* $W(Z_{\min})$.

Второй информационный поток, как уже говорилось выше, включает в себя информацию о результатах деятельности самого авиапредприятия на рынке, т.е. о его доходах (формируемой прибыли, которую будем обозначать буквой D). Совершенно очевидно, что величина названных доходов (прибыли) представляет собой случайную величину, а поэтому ее наиболее общей характеристикой будет выступать *плотность распределения вероятностей этого дохода (прибыли)*, т.е. $W(D)$. Здесь потери – D_{u2} связаны с тремя моментами. Во-первых, поставляемая информация может являться неполной для описания состояния авиапредприятия на рынке, во-вторых, она может быть ненужной при принятии управленческого решения и, наконец, в-третьих, она может быть недостоверной, в то же время ЛПР она будет трактоваться как достоверная.

Третий информационный поток, представляющий собой набор информационных параметров о рынке, подвержен тем же проблемам, как и второй ИП. Возникающие при этом потери будем обозначать D_{u31} . Кроме того, поскольку интерес представляет цена – Z_{np} , за которую покупатели могут купить произведенную услугу, представляющую собой случайную функцию времени, ее описание, как и в первом ИП, требует статистического подхода. Игнорирование этого факта порождает неизбежные потери в доходах авиапредприятия – Z_{u32} . Общие потери, присущие третьему ИП, очевидно, будут равны $Z_{u3} = Z_{u31} + Z_{u32}$. Обратим внимание, что именно информация, содержащаяся в третьем ИП, является источником прогноза состояния рынка и именно это представляет непосредственный интерес для ЛПР. В связи со сказанным необходимо стремиться к определению наиболее общей статистической характеристики рассматриваемой случайной величины Z_{np} – к ее *плотности распределения вероятностей* $W(Z_{np})$.

Что касается четвертого ИП, то он в силу своей достаточной очевидности в каких-либо дополнительных комментариях не нуждается. Возникающие при этом возможные потери будем обозначать Z_{u4} .

Таким образом, уже на самом первом этапе управления авиапредприятием, т.е. на этапе сбора и обработки первичной информации неизбежны потери в доходах авиапредприятия. Общий размер этих потерь определится очевидным равенством

$$D_{u\Sigma} = \sum_{i=1}^4 D_{ui}.$$

Общая схема управления *любым авиапредприятием*, организацией, компанией, аэропортом и т.п. и т.д. может быть представлена в виде, показанном на рис. 3.

Рассмотрим вкратце потери, которые несет авиапредприятие вследствие неудачных и ошибочных решений, принимаемых ЛПР, а также потерь, связанных с несовершенством организационной структуры авиапредприятия.

ЛПР опирается на предоставляемый ему или на сформулированный непосредственно им прогноз состояния рынка. В рамках этого прогноза ЛПР выбирает стратегию деятельности авиапредприятия на этом рынке. Набор стратегий сводится к формулированию некоторой целевой функции, включающей в себя сочетание качества производимого товара (услуги), времени его изготовления и затрат на его производство. В отдельных случаях выбор стратегии может быть связан с некоторыми локальными сиюминутными ситуациями на рынке [1]. Однако во всех случаях неудачный или ошибочный выбор стратегии авиапредприятия приводит к неизбежным дополнительным потерям, которые можно было бы избежать, выбрав в рамках заданного критерия наилучшую из возможных стратегий.

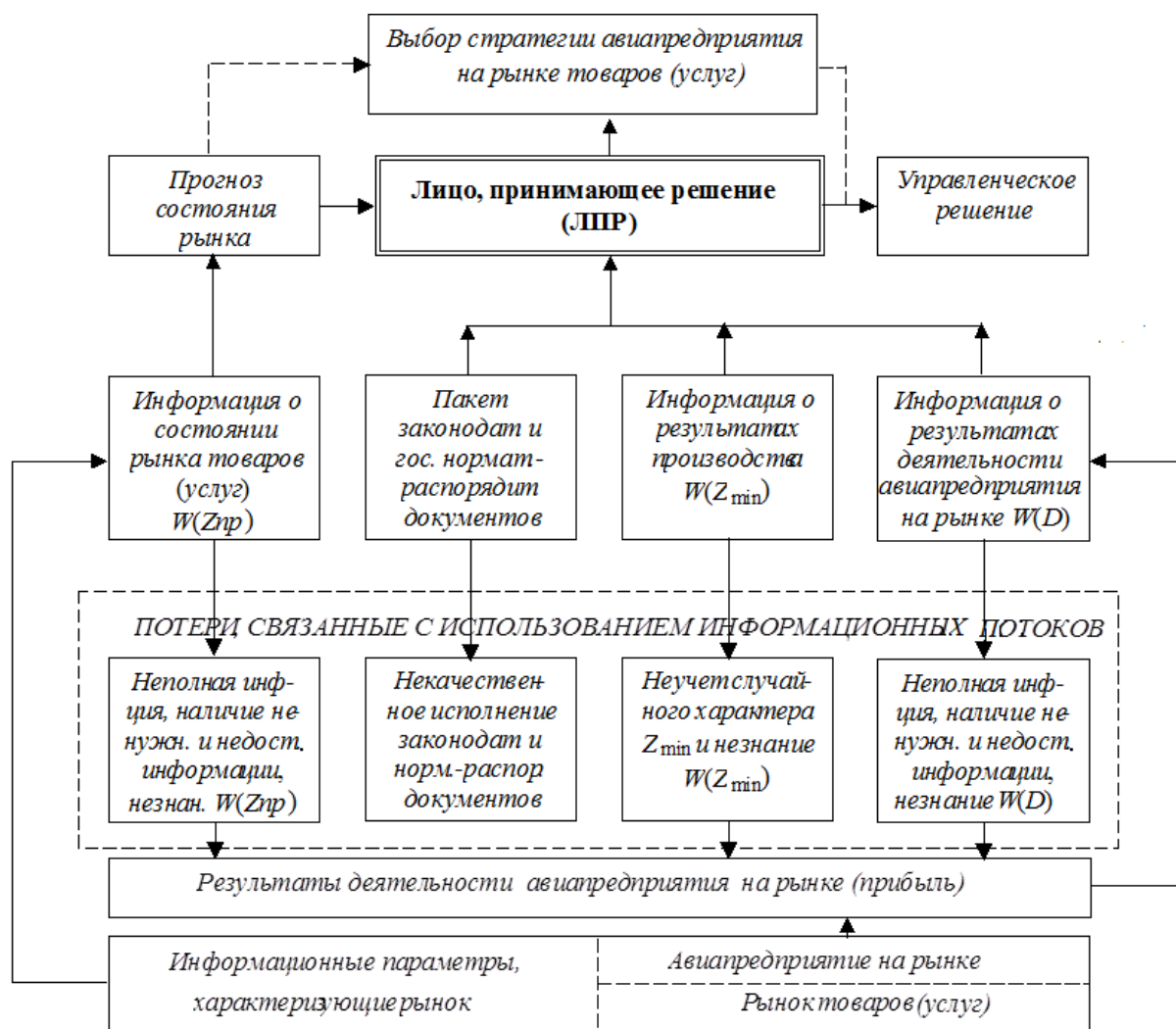


Рис. 3. Общая схема управления авиапредприятием

Выбранная стратегия требует от ЛПР распределения имеющегося у него ресурса (материального, финансового, временного и ресурса качества) между структурными подразделениями, а если требуется, то и организационной перестройки с образованием новых и реорганизации имеющихся структур, естественно с распределением названного ресурса в рамках новой организационной структуры.

Следующий шаг состоит в выборе ЛПР необходимого управленческого решения. Опираясь на имеющийся прогноз, в рамках выбранной стратегии ЛПР имеет возможность выбрать одно из некоторого числа возможных управленческих решений. В идеале при полной и достоверной информации идеально сформулированный прогноз был бы абсолютно достоверен, что дало бы возможность лицу, принимающему решение, выбрать единственное наилучшее (оптимальное) в рамках выбранного критерия управленческое решение. Естественно, что такая идеализированная ситуация не реальна, а поэтому авиапредприятие несет потери вследствие выбора решения, отличного от оптимального.

Еще один тип потерь связан с выполнением управленческого решения непосредственными исполнителями. По мере передачи этого решения сверху вниз по иерархической лестнице происходит его искажение и некачественное исполнение. Эти искажения можно условно разделить на 4 класса: допустимые, скорее допустимые, скорее недопустимые и недопустимые.

Таким образом, проведенные рассуждения определяют пути, где следует искать возможности для повышения эффективности функционирования авиапредприятия на рынке услуг.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дианов А.А. О стратегических и тактических задачах авиапредприятия на рынке авиауслуг // Научный Вестник МГТУ ГА, 2012. - № 176.

**ABOUT SOME CLASS OF THE PROBLEMS AT ORGANIZATIONS
PRODUCTION ON AIRCRAFT ENTERPRISE**

Gorjashko A.A., Dyanov A.A.

They are considered problems, costing before leader of the aircraft enterprise at organizations production, which appear in consequence of casual processes, existing on the aircraft services market.

Key words: shaping the market prices, optimum strategies of management.

Сведения об авторах

Горяшко Андрей Алексеевич, 1963 г.р., окончил КИИГА (1990), соискатель МГТУ ГА, область научных интересов - организация производства на предприятиях гражданской авиации.

Дианов Антон Александрович, 1987 г.р., окончил МГТУ ГА (2009), аспирант МГТУ ГА, автор 2 научных работ, область научных интересов - вопросы модернизации и оптимизации процессов авиатопливообеспечения воздушных судов.

УДК 629.7.621.396 (083)

О СТРАТЕГИЧЕСКИХ И ТАКТИЧЕСКИХ ЗАДАЧАХ АВИАПРЕДПРИЯТИЯ НА РЫНКЕ АВИАУСЛУГ

А.А. ДИАНОВ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Логвиным А.И.

Формулируются основные стратегические и тактические задачи авиакомпании на рынке авиауслуг.

Ключевые слова: авиапредприятие, стратегия и тактика поведения на рынке авиауслуг.

Резкий, стремительный переход, который совершила Россия, буквально в одночасье, перепрыгнув из жесткой детерминированной социалистической экономики в капиталистические хаотические рыночные отношения, потребовал кардинального пересмотра самих первичных азов и понятий практически по всему спектру вопросов, касающихся организации производства. Все это в полной степени коснулось авиапредприятий, авиакомпаний, аэропортов и всех служб, обеспечивающих функционирование гражданской авиации. Неподготовленными к таким переменам оказались также «покупатели» авиационных услуг и товаров. В этих условиях перед руководителями авиапредприятий, т.е. перед теми, кто непосредственно принимает управленческие решения, с неизбежностью встала задача осмыслить новые принципы организации производства и создания соответствующего хозяйственного механизма, а практически, для чего необходимо было четко сформулировать как стратегические, так и тактические цели и задачи, стоящие перед авиапредприятиями.

В бывшем СССР перед руководителями авиапредприятий стояла задача обеспечения *максимальной экономии* выделенных государством для выполнения установленных государственных планов и заданий *средств* при *соблюдении некоторых устанавливаемых государством требований (запретительных или ограничительных) на конкретное производство* (например, для авиапредприятий эта формулировка звучала следующим образом: «Обеспечить *максимальную экономию* выделенных государством *средств* при выполнении государственных планов перевозок пассажиров и грузов и при *соблюдении требований безопасности и регулярности движения*»).

Естественно, что такая целевая функция не может быть пригодной для новых хозяйственных отношений. Первым ее переосмысливанием оказалась иная формулировка, которая стала звучать так: «В рамках *устанавливаемых государством требований (запретительных или ограничительных) на конкретное производство* (например, требования по обеспечению безопасности движения, соблюдению экологических и санитарных норм и т.д.), обеспечить получение авиапредприятием (организацией) *максимальной прибыли*». Как видно, произошло качественное изменение целевой функции, главное из которых – это то, что «*максимальная экономия*» заменилась на «*максимальную прибыль*».

Такая стратегическая целевая функция заставила коренным образом пересмотреть практически все стороны деятельности авиапредприятий и, казалось бы, должна была бы остаться неизменной. Однако развитие рыночных отношений, появление конкуренции, неустойчивость экономического положения страны, неустойчивость экономических отношений между партнерами привело к тому, что на тех или иных этапах или местах деятельности авиапредприятия зачастую вынуждены отказываться от требований получения максимальной прибыли, заменяя их

на совершенно иные требования с расчетом в дальнейшем обеспечить выполнения главной стратегической задачи.

Как показывает опыт работы отечественных и зарубежных авиапредприятий, наиболее часто встречающимися их целевыми функциями являются: максимизация прибыли, обеспечение сбыта авиауслуг, обеспечение выживаемости авиапредприятия, завоевание лидерства по показателям доли рынка авиауслуг, завоевание лидерства по показателям качества оказываемых авиауслуг и т.п.

При этом, если первая из них носит стратегический характер, то все последующие можно рассматривать как некоторые тактические задачи, направленные, в конечном счете, на достижение именно стратегической задачи («максимальная прибыль»).

Естественно, достижение целевой функции должно проводиться в рамках ограничений, накладываемых государством, на производство и реализацию товара (услуги), например, уровень безопасности производства, ограничения по экологии, загрязнению окружающей среды, шуму и т.д. (рис. 1).

Ясно, что в зависимости от выбранной стратегической задачи авиапредприятия ее стратегия в отношении цен на представляемые на рынке товары (услуги) будет различной. Чтобы в дальнейшем выявить эту зависимость, проведем краткий анализ перечисленных выше целевых функций авиапредприятий.

1. Первая из возможных целевых функций авиапредприятия состоит в решении задачи получения максимальной прибыли. Это не только наиболее распространенная целевая функция, но, в конечном счете, она может считаться даже единственной, т.к. все остальные целевые функции в какой-то степени являются следствиями из этой целевой задачи. Она имеет ряд вариантов:

- стремление авиапредприятия к достижению стабильного высокого уровня прибыли на ряд лет. Такую цель может ставить авиапредприятие, имеющее устойчивое положение на рынке, а также авиапредприятие, не очень уверенное в своем будущем, но желающее использовать благоприятную ситуацию и выгодную для себя конъюнктуру;

- установление стабильного дохода на основе средней нормы прибыли;
- увеличение цен на товары (услуги) в связи с ростом капиталовложений.

2. Обеспечение сбыта авиауслуг осуществляется обычно авиапредприятиями в условиях жесткой конкуренции, когда на рынке соответствующих услуг имеется много других авиапредприятий, оказывающих аналогичные услуги.

Это делается в тех случаях, когда:

- ценовой спрос потребителей эластичен;
- авиапредприятие хочет добиться максимального объема сбыта авиауслуг и увеличения общей прибыли путем снижения затрат на единицу производимого им товара (услуги);
- наличие большого рынка потребления.

Для достижения сформулированной цели используются заниженные цены - *цены проникновения*.

3. Обеспечение выживаемости на рынке авиауслуг становится основной целью авиапредприятия в тех случаях, когда на рынке слишком много аналогичных производителей, что приводит к острой конкуренции или резкому изменению потребностей потребителей в оказываемых услугах. Чтобы обеспечить работу авиапредприятия и сбыт услуг, авиапредприятия вынуждены устанавливать низкий уровень цен на авиауслуги в надежде на благожелательную ответную реакцию потребителей этих услуг. Выживание становится важнее прибыли. Чтобы выжить, попавшие в трудное положение авиапредприятия вынуждены прибегать к обширным программам ценовых уступок. До тех пор пока сниженные цены покрывают издержки, эти авиапредприятия могут еще некоторое время продолжать свою деятельность.

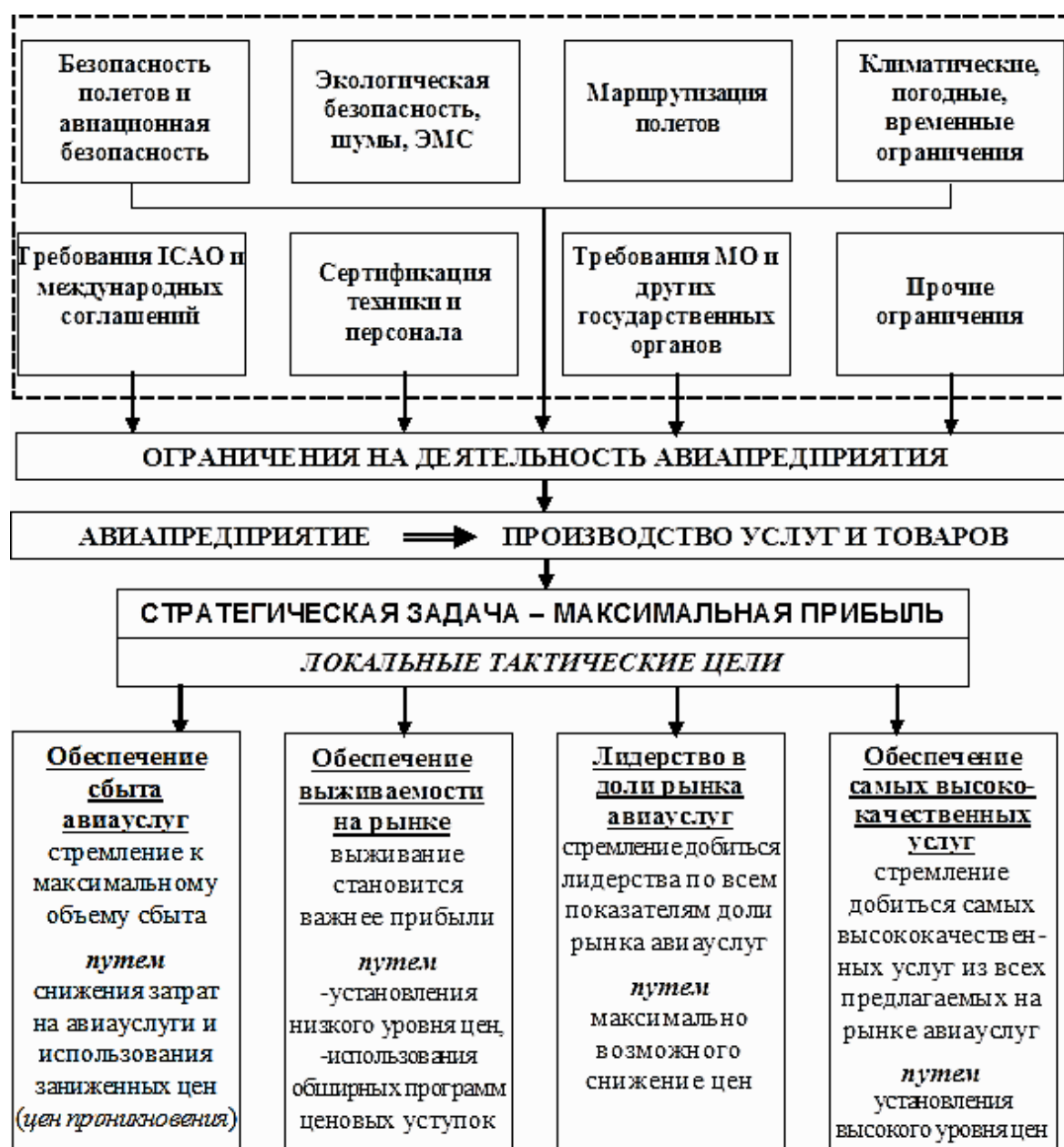


Рис. 1. Стратегические и тактические цели авиапредприятия

4. Многие авиапредприятия хотят быть *лидерами по показателям доли рынка авиауслуг*. Они верят, что авиапредприятие, которому принадлежит самая большая доля рынка, будет иметь самые низкие издержки и самые высокие долговременные прибыли. Добиваясь лидерства по показателям доли рынка, они идут на максимально возможное снижение цен на товары (услуги). Вариантом этой цели является стремление добиться конкретного приращения доли рынка. Скажем, в течение данного года авиакомпания хочет увеличить свою долю рынка с 10% до 15%. С учетом этой цели оно будет формировать как цены, так и свой комплекс маркетинга.

5. Авиапредприятие может поставить себе целью добиться, чтобы *оказываемые им услуги были бы самыми высококачественными* из всех предлагаемых на рынке авиауслуг. Обычно это требует установления высокого уровня цен, чтобы покрыть издержки на достижение высокого качества и, как правило, проведение дорогостоящих НИОКР.

С учетом сказанного, возвращаясь к формализации целевой стратегической задачи авиапредприятия на рынке услуг, ее можно сформулировать следующим образом: «В рамках огра-

ничений, накладываемых государством на требования по производству и реализации товаров и оказанию услуг и других законных запретительных норм, обеспечить авиапредприятием решение одной (в зависимости от выбранной стратегии) из перечисленных выше задач».

ЛИТЕРАТУРА

1. Артамонов Б.В. Стратегический менеджмент на воздушном транспорте. - М.: Авиа-Бизнес групп, 2008.
2. Виханский О.С. Менеджмент: человек, стратегия, организация, процесс / О.С. Виханский, А.И. Наумов. - М.: Изд-во МГУ, 1996.
3. Каплан Р., Нортон Д. Организация, ориентированная на стратегию / пер. с англ. – М.: ЗАО «Олимп-Бизнес», 2004.
4. Варенников В.А., Кислицин М.М., Козлов В.А. Алгоритмическая структура управления авиапредприятием. - СПб: Академия ГА, 1987.

AIR COMPANIES STRATEGIC AND TACTICAL PROBLEM ON THE AIRCRAFT SERVICES MARKET

Dyanov A.A.

They are formulated main strategic and tactical purposes to air companies on the market of the aircraft services.

Key words: air company, strategy and tactics on the aircraft services market.

Сведения об авторе

Дианов Антон Александрович, 1987 г.р., окончил МГТУ ГА (2009), аспирант МГТУ ГА, автор 2 научных работ, область научных интересов – вопросы модернизации и оптимизации процессов авиатопливообеспечения воздушных судов.

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ ЭТАПОВ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА ИННОВАЦИОННОГО ПРОДУКТА

В.А. ХОДАКОВСКИЙ, Д.Р. ДЬЯКОН

В статье проводится анализ различных этапов жизненного цикла инновационного продукта.

Ключевые слова: инновация, жизненный цикл.

Большое влияние на стоимость и на продолжительность внедрения инноваций в системе «научные исследования - опытно-конструкторские разработки - опытное и серийное производство» оказывают решения, принимаемые на начальных стадиях проектирования. Известно, что ко времени окончания эскизного проекта в среднем предпрещается около 75% стоимости изделия, хотя общие расходы на эту часть инновационного процесса составляют около 5%. Возможности повлиять на инновационное изделие и, соответственно, сэкономить на его стоимости значительно уменьшается на стадии рабочего проектирования и опытного производства (до 20%).

С точки зрения возможных интерпретаций раскрытия и трактовки термина «инновация» или с тем же смыслом «нововведение» сводится к следующему [1]: а) нововведение представляет собой целенаправленную деятельность или целенаправленный процесс изменения; б) нововведение - это конечный результат некоторого целенаправленного изменения; в) нововведение можно рассматривать как идею, предмет, процедуру, содержащие определённую новизну и служащие целью, проектом для всего процесса инновационной деятельности.

Следовательно, инновация представляет собой определённым образом ориентированный процесс, направленный на формирование качественно нового состояния системы, а также связей между элементами, повышающими эффективность её функционирования.

В современных условиях особенно важно, чтобы система управления инновациями в хозяйственных механизмах обеспечивала непрерывность процессов его совершенствования. Кроме того, интенсификация экономики влечёт за собой радикальные структурные изменения в производительных силах, следствием чего является возникновение новых требований к самой системе управления.

Средой функционирования инноваций является рыночная экономика, и фактор времени для внедрения инновационного продукта играет очень важную роль. В первом приближении можно считать, что до доведения инновационного процесса до стадии серийного выпуска продукции, сведений о нововведении у конкурентов не имеется. Однако при запуске в серию и при выходе на рынок, можно ожидать, что какие-то конкуренты могут взяться за аналогичные разработки, чтобы тоже участвовать в возможной прибыли, получаемой от этого инновационного продукта во время действия его активного жизненного цикла. Поэтому очень важно форсировать серийный этап и выход на рынок для того, чтобы иметь возможно больший интервал времени для практически монопольной продажи полученного инновационного продукта.

Временные этапы, которые проходит инновационный продукт от зарождения идеи и научных исследований до выхода на рынок, показаны на рис. 1, где на осях времени и затрат представлены соответствующие показатели.

По оси времени t условно представлены: (0+1) - этап научных исследований, А1 - затраты на научные исследования, (1+2) - этап проектирования, А2 - затраты на этапе проектирования, (2+3) - этап ОКР, А3 - затраты на этапе ОКР, (3-И) - серийное производство; А4 - затраты на этапе серийного производства; (4+5) - выход на рынок; А5 - затраты для выхода на рынок.

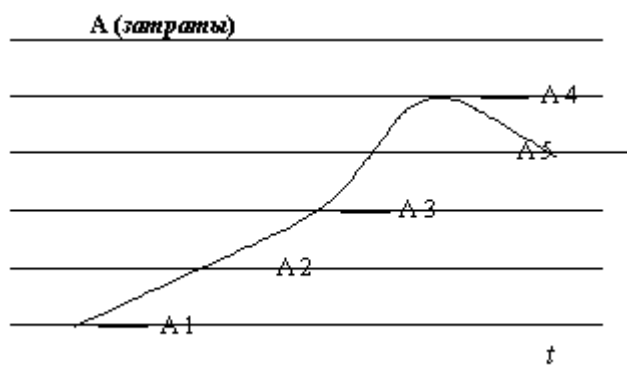


Рис. 1

Полные затраты на инновационный продукт A_{Σ} состоят из суммы A_i всех затрат на протяжении всего инновационного процесса

$$A_{\Sigma} = \sum_{i=1}^5 A_i.$$

Легко убедиться, что затраты на каждый последующий этап зависят от их проработки, т.е. от вложенных средств во все предыдущие этапы

$$A_i = A_i \left(\sum_{k=1}^{i-1} A_k \right).$$

Зная эти зависимости, можно решить задачу оптимизации суммарных затрат A_{Σ} и в рамках метода линейного программирования найти $A_{\Sigma \min}$ при определённых ограничениях на качество нового изделия и продолжительность каждого этапа разработки.

На стадии эксплуатации понятие качества раскрывается через его эксплуатационные характеристики (надёжность, время до первого отказа, ремонтпригодность, сроки и частота проведения профилактических и регламентных работ). Таким образом, качество изделия Q есть функция ряда параметров λ_i , определяющих его эксплуатационные характеристики, т.е. $Q = f(\lambda_i)$.

В качестве оценки эффективности как инновационного процесса, так и полученного продукта, целесообразно использовать общий критерий F как функцию полученного качества и произведённых затрат $F = F(Q, A)$, а единый критерий качества Q , как функцию частных критериев Q_i в виде $Q = f(Q_1, Q_2, \dots, Q_i)$, где каждый критерий оценивает частное, i свойство системы. Последнее выражение может быть приведено к виду $Q = \sum_{k=1}^i L_k Q_k$, где

L_k - соответствующие весовые коэффициенты.

Чем выше качество изделия, тем больше значение эффективности F и одновременно, чем больше потрачено средств на изготовление инновационного продукта, тем это значение меньше. Исходя из сказанного, выражение для критерия эффективности F запишем в виде $F = Q(A)/A$, представляющего значение качества инновационного продукта, приходящегося на единицу затрат.

Для определения оптимальных расходов при получении заданного качества выполним операцию $dF/dA = [Q'A - Q(A)]/A^2 = 0$, откуда $dQ(A)/dA = Q(A)/A$.

Чтобы определить оптимальные значения Q_{opt} и A_{opt} , необходимо знать зависимость $Q = Q(A)$. В качестве модели зависимости примем $Q = 1 - \exp(-\beta A)$.

Вместо числовых значений качества изделия введём понятие качества как вероятность выполнения работ изделием с заданной эффективностью. Введение в качестве критерия качества вероятности выполнения работ вполне оправдано, т.к. ряд эксплуатационных характеристик, таких как, например, время до первого отказа, время ремонта носят случайный характер.

Экспоненциальный закон зависимости $Q = Q(A)$ достаточно обоснован. При нулевых расходах $A=0$, $Q(0)$ также равно нулю, а при $A \rightarrow \infty$ величина $Q(\infty) \rightarrow \infty$, что соответствует условиям нормировки для $Q(A)$ как функции распределения и показывает, что чем выше затраты,

тем ближе к 1 вероятность работоспособности изделия. Проведя соответствующие преобразования, получим: $F(A) = \beta A \exp(-\beta A)$, что иллюстрируется рис. 2.

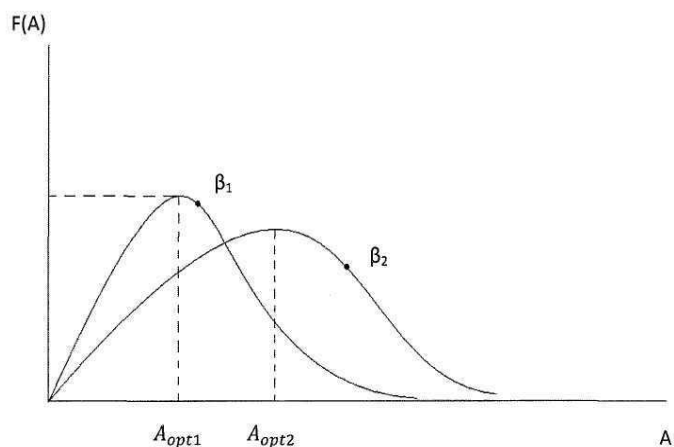


Рис. 2

Полученные результаты требуют больших исследований в области получения конкретных результатов зависимостей вложенных средств в инновационный процесс в целом от влияния вложений на каждый этап, а также анализа модели зависимости качества изделия от вложенных средств и нахождения реальных значения коэффициента β , максимально реально отражающего эту зависимость на практике. Это требует определённых научных и экспериментальных исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шумпетер И. Теория экономического развития (исследование предпринимательской прибыли, капитала, кредита и цикла конъюнктуры) / пер. с англ. - М.: Прогресс, 1982.

THE ANALYSIS STAGE LIFE CYCLE INNOVATION PRODUCT

V.A. Hodakovsky, D.R. Diyakon

In article is conducted analysis different stage life cycle innovation product.

Key words: innovation, life cycle.

Сведения об авторах

Ходаковский Владимир Анатольевич, 1940 г.р., окончил РКИИГА (1962), заслуженный деятель науки ЛССР, профессор, доктор технических наук, профессор РИМИС, автор более 300 научных работ, область научных интересов – радиосвязь, радиотехника, организация и управление высшей школой и социально-экономическими системами.

Дьякон Денис Романович, 1984 г.р., окончил Рижский институт менеджмента информационных систем (2006), автор 2 научных работ, область научных интересов – управление инновациями.

УДК 658.56:65.01

К ОПТИМИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ВЫСШЕГО УЧЕБНОГО ЗАВЕДЕНИЯ

Б.П. ЕЛИСЕЕВ, В.А. ХОДАКОВСКИЙ, И. ЛИНДЕ

В работе разрабатывается модель, позволяющая установить принципиальную связь между рейтингом высшего учебного заведения и необходимыми средствами для обеспечения учебного процесса.

Ключевые слова: высшее учебное заведение, рейтинг, расходы.

Важнейшей характеристикой товара является его качество. Проведем несколько необычную аналогию. Выпускники вуза являются продуктом его производства, т.е. являются товаром определенного качества. Это качество зависит от программы обучения, от уровня профессорско-преподавательского состава, от системы управления учебным процессом, обеспечивающим эффективность получения знаний выпускником-специалистом.

Каждая из перечисленных составляющих может быть представлена вектором $\mathbf{R}_i$, отражающим количественно эту составляющую. Совокупность всех векторов, влияющих на качество образования, и, как следствие, на качество полученных знаний каждым выпускником, образует интегральный вектор $\mathbf{R} = \mathbf{I} \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{R}_i \right)$, определяющий потенциальные возможности учебного

заведения при обучении студентов. Фактически вуз может быть представлен как сложная система с рядом параметров, определяющих его работоспособность, а его интегральный вектор $\mathbf{I}$, часто называемый рейтингом учебного заведения, позволяет сравнивать вузы между собой и для будущих студентов служить мерилом выбора в вопросе: «Куда пойти учиться?» Поэтому руководство каждого вуза, осуществляя управление им, стремится сделать рейтинг привлекательным для будущих студентов.

Фактически составляющие интегрального вектора рейтинга вуза в той или иной мере определяют составляющие подготовки специалиста, характеризуя в целом качество образования в данном вузе через характеристики качества отдельных выпускников-специалистов этого вуза.

Различные подходы, связанные с проблемами управления образованием и вузами, в частности, соотносятся следующими аспектами: уровень знаний, получаемых выпускниками - H ; стоимость обучения - C ; время обучения - T [1-3].

Как правило, в большинстве случаев время обучения фиксируется законодательно и в процессе работы учебного заведения у руководства имеется возможность, варьируя параметрами H и C , добиваться наилучших характеристик вуза с точки зрения его привлекательности для выбора абитуриентов.

Из сказанного вытекают две возможные задачи, которые при управлении позволяют производить ту или иную оптимизационную стратегию:

- максимизировать качество подготовки специалистов при ограничениях на материальные и денежные средства, выделяемые на обучение;
- минимизировать затраты на обучение при заданном уровне качества подготовки специалистов.

Реализация каждой из этих стратегий требует различных управленческих решений, для оценки эффективности которых желательно иметь количественные оценки. Это, в свою очередь, требует разработки соответствующих математических моделей для получения конкретных результатов.

Анализ накопления знаний при определенных материальных средствах, представленных для обучения, показывает, что изучение любой конкретной дисциплины, входящих в учебный план обучаемой специальности, зависит от времени обучения по этой дисциплине. Кроме того, если мы захотим распространить сведения об уровне полученных знаний на оценку эффективности качества обучения по данной дисциплине, необходимо учесть, что во всей группе обучающихся будет наблюдаться определенный разброс оценок. Выставленная оценка одному обучаемому также является следствием усреднения знаний по всему курсу, т.к. разные его части могут быть усвоены не всегда одинаково. Сказанное позволяет говорить о статистической оценке уровня знаний, а поэтому можно ввести *понятие уровня знаний как вероятность его получения за заданный отрезок времени* – $P(t)$.

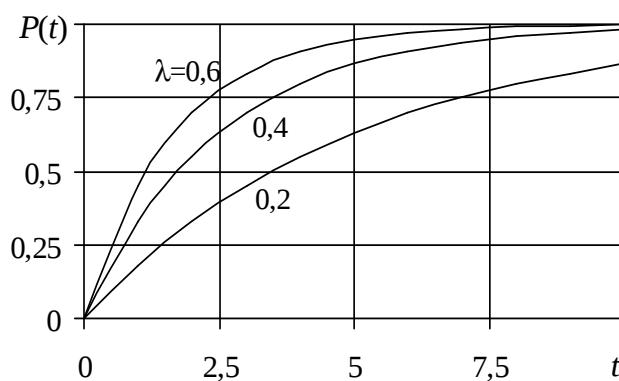


Рис. 1. Вероятность получения заданного уровня знаний за время t

По смыслу это должна быть монотонно возрастающая функция, типичный вид которой представлен на рис. 1. Удобной математической зависимостью, описывающей кривую на рис. 1, является экспоненциальная функция $P(t) = 1 - e^{-\lambda t}$, где t – время обучения; λ – коэффициент, определяющий скорость изменения функции.

Параметр λ отражает в процессе обучения вложенные в него деньги. Если взять для сравнения в качестве обучающего опытного профессора, доцента или простого преподавателя, то понятно, что при разных уровнях собственных знаний первый за то же самое время может дать больше знаний, чем остальные. Однако и «стоимость» профессора выше, чем у остальных, поэтому чем больше денег вкладывается в учебный процесс, тем больше значение λ .

Знания, которые получает студент за время t_i , можно определить, исходя из знаний, которые имеет соответствующий преподаватель, и вероятности приобретения этих знаний за время t_i .

Примем условно знания, которыми обладает профессор, доцент и преподаватель соответственно α , β и γ . Тогда изменение уровня знаний во времени $H(t)$, соответственно $\alpha(1 - e^{-\lambda_\alpha t})$, $\beta(1 - e^{-\lambda_\beta t})$, $\gamma(1 - e^{-\lambda_\gamma t})$ (рис. 2).

Из соотношения $H(t) = \alpha(1 - e^{-\lambda_\alpha t})$ следует, что время t_{TP} достижения требуемого уровня знаний H_{TP} будет $t_{TP} = \ln(1 - H_{TP} / \alpha) / \lambda_\alpha$. Аналогично можно получить такие же выражения для моделей с параметрами λ_β , λ_γ .

При рассмотрении зависимости $H = H(C)$, применив те же рассуждения, получим аналогичную временной вероятностную модель зависимости уровня знаний от стоимости обучения $P(C) = 1 - e^{-\theta C}$, где θ – коэффициент, аналогичный коэффициенту λ .

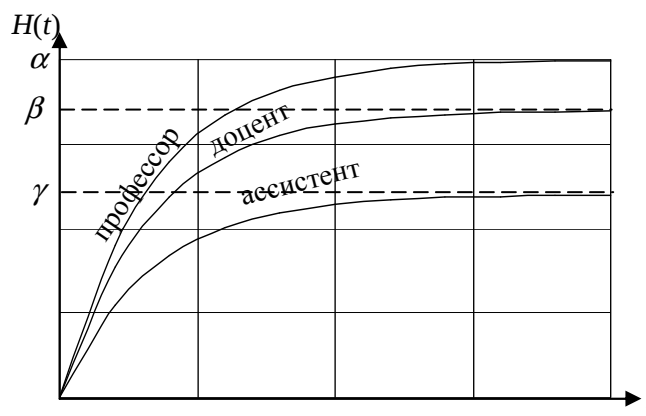


Рис. 2. Изменение уровня знаний, получаемых студентом в случае его обучения профессором, доцентом, ассистентом

Затраты на обучение за весь период подготовки специалиста состоят из расходов на материально-техническое обеспечение C_{MT} , на зарплату профессорско-преподавательскому составу $C_{ПП}$ и вспомогательному составу $C_{ВС}$. Кроме того, необходимо учесть, что $C_{ПП}$ состоит из зарплаты профессоров $C_{ПР}$, зарплаты доцентов $C_{Д}$ и преподавателей $C_{ПРЕП}$. Полные затраты C_{Σ} состоят из суммы всех затрат на протяжении всего процесса обучения.

Качество подготовки специалистов в процессе обучения формируется на всех его этапах, и каждый предмет вносит свой вклад в общий уровень знаний, полученных выпускниками.

В качестве оценки эффективности как процесса обучения, так и полученного специалиста целесообразно использовать общий критерий F как функцию полученного качества (уровня знаний H) и произведенных затрат $F = F(H, C)$.

С учетом сказанного суммарный уровень знаний H является суммой знаний, полученных от всех категорий преподавателей $H = h_{ПР} + h_{Д} + h_{ПРЕП}$, а общая сумма затрат на преподавательский состав будет складываться в соответствии с этим равенством. Это позволяет в рамках линейного программирования при заданном H минимизировать расходы на суммарную зарплату преподавателей.

Чем выше H , тем больше значение F и одновременно, чем больше C , тем оно меньше. Исходя из сказанного, выражение для критерия эффективности F запишем в виде $F = H(C)/C$.

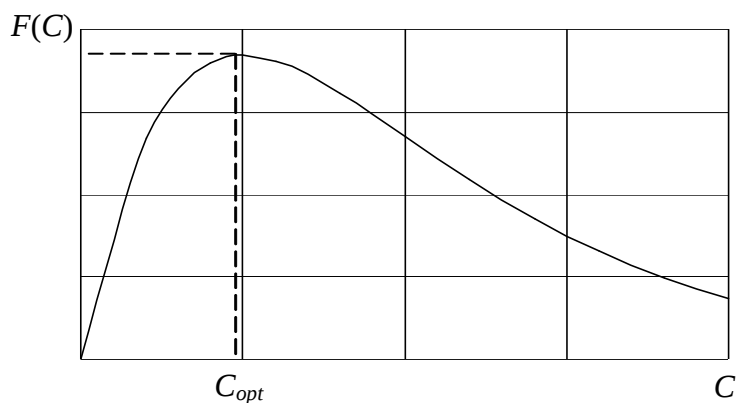


Рис. 3. К определению оптимальных расходов

При такой записи критерий эффективности представляет собой величину полученного качества специалиста, приходящегося на единицу затрат.

Получим выражение для оптимальных расходов на полученное качество знаний. Проведя соответствующее дифференцирование, получим $dF/dC = (H'C - H)/C^2 = 0$, откуда $dH(C)/dC = H(C)/C$. Полученное соотношение показывает, что условие $\max F$ показывает такую точку на кривой $H(C)$, в которой соблюдается это равенство.

Чтобы определить H_{opt} и C_{opt} , необходимо знать зависимость $H=H(C)$. Воспользовавшись ранее приведенной зависимостью и выполнив необходимые преобразования, получим $F(C) = \theta C e^{-\theta C}$, эта зависимость представлена на рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Елисеев Б.П. К формулировке оптимизационных задач в области стратегии обучения // Научный Вестник МГТУ ГА. - 2008. - № 142.
2. Елисеев Б.П. К разработке эвристических моделей обучения при различных стратегиях государства в области образования // Научный Вестник МГТУ ГА. - 2009. - № 147.
3. Елисеев Б.П. Применение аналитических моделей для описания стратегий государства в области образования // Научный Вестник МГТУ ГА. - 2009. - № 147.

TO OPTIMIZATION OF THE PROCESSES OF THE HIGH EDUCATIONAL INSTITUTION

Eliseev B.P., Hodakovsky V.A., Linde I.

In work is developed model, allowing install the principle relationship between rating of the high educational institution and its expenses.

Key words: high educational institution, rating, expenses.

Сведения об авторах

Елисеев Борис Петрович, 1957 г.р., окончил Дальневосточный государственный университет (1982), доктор технических наук, доктор юридических наук, профессор, заслуженный юрист РФ, ректор МГТУ ГА, заведующий кафедрой государственного регулирования и права МГТУ ГА, автор более 100 научных работ, область научных интересов - управление высшей школой и социально-экономическими системами, административное и воздушное право.

Ходаковский Владимир Анатольевич, 1940 г.р., окончил РКИИГА (1962), заслуженный деятель науки ЛССР, профессор, доктор технических наук, профессор РИМИС, автор более 300 научных работ, область научных интересов - радиосвязь, радиотехника, организация и управление высшей школой и социально-экономическими системами.

Линде Ивар, 1968 г.р., окончил Ленинградский институт кинематографии (1990), проректор РИМИС, автор 12 научных работ, область научных интересов - организация и управление высшей школой и социально-экономическими системами.

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПОБОЧНЫХ КАНАЛОВ ПРИЁМА НА СОСТОЯНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ СРЕДСТВ АВИАЦИОННОЙ СВЯЗИ

В.А. ХОДАКОВСКИЙ, Е.Г. УНИЧЕНКО

В статье проводится анализ влияния побочных каналов приёма на состояние работоспособности средств авиационной связи.

Ключевые слова: каналы приема, авиационная связь, работоспособность, достоверность, воздействующие факторы.

Возрастающая потребность в информационном обмене приводит к непрерывному росту различных радиоэлектронных средств (РЭС). При этом качество их функционирования определяется не только техническим состоянием РЭС, но и характеристиками воздействующих помех.

Применяемая в настоящее время программа эксплуатации РЭС не учитывает влияния помех на качество их функционирования. Поэтому, как правило, гарантируется не заданное качество функционирования, а некоторое состояние РЭС, в котором оно функционирует с требуемым качеством при отсутствии помех. Это состояние оценивается уровнем полезного сигнала на входе приёмного устройства, которое обеспечивает заданное отношение сигнала к шуму q , которое определяется отношением сигнал/шум $q = P_c / P_{ш}$.

Для средств авиационной радиосвязи предъявляются достаточно серьезные требования к надёжности и достоверности информации, получаемой посредством связных РЭС экипажами воздушных судов и диспетчерами службы движения. Для радиотелефонных систем достоверность информации оценивается разборчивостью речи. Класс качества и порядок измерения разборчивости определяется требованиями соответствующих стандартов. Для радиотелефонной связи в гражданской авиации требуемое отношение сигнал/шум на входе приемного устройства регламентируется нормами ИКАО. В отсутствии помех критериями качества функционирования может служить отношение сигнал/шум на входе либо на выходе приёмника. Условие работоспособности в этом случае можно записать $q \geq q_{дон}$.

Для радиотелефонии в качестве критерия качества функционирования систем авиационной связи может быть использовано отношение мощности полезного сигнала P_c к суммарной мощности шума $P_{ш}$ и помех P_n , т.е. $q = P_c / (P_c + P_{ш})$.

При этом мощность сигнала – P_c отражает техническое состояние передатчика, а также условия распространения радиоволн используемого диапазона частот. Мощность шума $P_{ш}$ отражает техническое состояние приёмника, а отношение сигнал/шум, кроме того, зависит от используемого вида модуляции. Мощность помех P_n отражает как характеристики воздействующих помех, так и характеристики и принципы построения приемника.

Экспериментальные исследования показывают, что для широкого класса помех зависимость артикуляционной разборчивости от отношения сигнал/шум + помех на входе демодулятора для радиотелефонных систем связи примерно одинакова. Поэтому вышеприведенное выражение может быть использовано как *показатель качества функционирования системы связи*. Условием работоспособности при этом является обеспечение заданного или более высокого соотношения $q \geq q_{дон}$. В случае, когда помехи отсутствуют, введенный критерий совпадает с принятым ранее. Из сказанного следует, что отношение q на выходе демодулятора можно записать $q = \Phi[(\vec{X}_n, \vec{X}_c), \vec{A}]$, где $\Phi[\cdot]$ – функционал, определяющий алгоритм обработки входного воздействия в приёмнике; $\vec{X}_c$ – совокупность параметров принимаемого сигнала; $\vec{X}_n$ – сово-

купность параметров воздействующих помех; $\vec{A}$ - вектор параметров, характеризующих техническое состояние РЭС.

Для функционирования системы связи наличие помех эквивалентно ухудшению q на ту долю, на которую её уменьшает знаменатель $(P_{ш} + P_n)$, т.е. наличие помехи эквивалентно изменению параметров приёмника по шумам в указанное количество раз.

Проиллюстрируем, что воздействие помех эквивалентно изменению параметров системы. Действительно, если на вход системы с параметром $\vec{A}_0$ подать напряжение U_{ex0} , то на выходе будем иметь $U_{вых0}$ (рис. 1).

При изменении напряжения на входе системы на величину ΔU_{ex} при тех же $\vec{A}_0$ на выходе системы напряжение изменится на величину $\Delta U_{вых}$ (рис. 2).

Это же изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ можно получить при неизменном напряжении на входе системы U_{ex0} , если соответствующим образом изменить параметры системы на величину $\Delta \vec{A}_0$

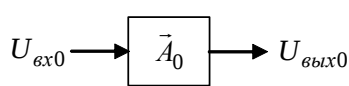


Рис. 1

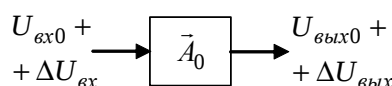


Рис. 2

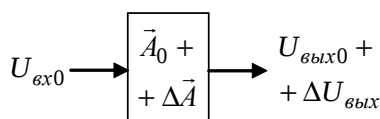


Рис. 3

Следовательно, изменение напряжения на входе системы дает тот же самый эффект, что и изменение параметров системы. Поэтому при работе РЭС в реальных условиях, т.е. при наличии помех, их воздействие эквивалентно изменению $\vec{A}_0$.

Как объект эксплуатации совокупность средств авиационной радиосвязи является комплексом РЭС. Обеспечение требуемого качества функционирования в целом должно основываться не только на поддержании характеристик отдельных средств в заданных пределах, но и на учёте и устранении нежелательного взаимодействия между отдельными средствами как элементами комплекса. Для РЭС, в частности для средств авиационной радиосвязи, такое влияние проявляется в виде взаимных системных электромагнитных помех. Кроме того, функционирование средств авиационной радиосвязи в пределах зоны действия других радиотехнических средств УВД обуславливает наличие внешних по отношению к комплексу помех.

Воздействие указанных помех на радиоприёмное устройство возможно как по неосновным, так и по основному каналу приёма. Предотвращение их вредного воздействия основано на разном рабочем частот радиосредств, что регламентируется международными соглашениями. Исключение же неосновных каналов приёма за счет рационального распределения частот при существующем дефиците частотного ресурса не всегда представляется возможным. Поэтому далее будем считать, что дополнительная составляющая P_n показателя работоспособности обусловлена проникновением помех по неосновным каналам приёма.

Возникновение неосновных каналов приёма связано с нелинейным режимом работы входных каскадов приёмника при воздействии на него помех большого уровня. В общем виде зависимость выходного напряжения от входного можем записать как $y = f(x)$. Представим эту

функцию в виде степенного полинома n -й степени $y(x) = \sum_{i=0}^n b_i x^i$.

Такой метод аппроксимации весьма удобен, так как спектральный состав выходного колебания легко получить, если $x(t)$ представляет собой полигармоническое воздействие.

На практике нелинейный режим работы каскадов приёмника обусловлен воздействием одной, иногда двух помех. Вероятность наличия большого числа помех достаточно мала и ею можно пренебречь. Если входное воздействие $x(t)$ состоит из суммы двух гармонических сигналов

$U_1 \cos \omega_1 t$ и $U_2 \cos \omega_2 t$, то выходной процесс $y(t)$ будет состоять из множества комбинационных колебаний с амплитудами, пропорциональными коэффициентам разложения b_i , значениям U_1 и U_2 , а также частотам, определяемым соотношениями: $\alpha n, \beta n, m\omega_1 \pm k\omega_2$, $\alpha, \beta = \overline{1, n}, m, k = \overline{1, n-1}$.

При совпадении частоты выходного колебания с частотой настройки каскада приёмника это колебание усиливается и обрабатывается так же, как основной сигнал, на который настроен приёмник. Таким образом, появляются неосновные интермодуляционные каналы приёма: $\pm n\omega_1 \pm m\omega_2 = \omega_c$ и $\pm n\omega_1 \pm m\omega_2 = \omega_{nc}$. Здесь ω_1 и ω_2 - частоты помех; ω_c - частота полезного сигнала, на которую настроен приёмник; ω_{nc} - промежуточная частота; n, m - целые числа. Первое из этих соотношений определяет интермодуляционные каналы приёма, образующиеся во входных каскадах усилителей высокой частоты (УВЧ), а второе - в смесителях приёмников.

В смесителях могут также образовываться комбинационные каналы приёма как результат взаимодействия гармоник помехи с гармоникой частоты сигнала гетеродина в соответствии с уравнением $\pm p\omega_k \pm \lambda\omega_c = \omega_{nc}$, где ω_k, ω_c - частоты комбинационного канала и гетеродина соответственно; $(p+\lambda)$ - порядок комбинационного канала.

Третья группа неосновных каналов приёма, формальная запись которых имеет вид $\omega_n + p_1\omega_1 \equiv \omega_c$, включает в себя внеполосные каналы, которые проявляют своё действие на соседних с основным каналом частотах в форме перекрестной модуляции и блокировании полезного сигнала. Их устранение делается организационными мерами путем разноса рабочих частот.

Выявление потенциальных источников помех, проникающих по комбинационным каналам приёма, имеет смысл с учетом только первого преобразования частоты полезного сигнала ω_c ввиду пренебрежимой малости откликов за счет дальнейшего преобразования.

Как известно, непосредственное УВД производится РЭС авиационной радиосвязи в метровом диапазоне радиоволн, а для резервной связи выделен декаметровый диапазон. Для гражданской авиации диапазон частот регламентируемый ИКАО (118 ÷ 136 МГц).

При анализе интермодуляционных помех, образующихся в каскадах УВЧ, обычно ограничиваются кубичным членом. Можно показать, что для средств авиационной командной связи диапазон частот помех, возникающих за счет интермодуляции в каскадах УВЧ, составляет $(0,5 \div 1,5)\omega_c$. Другими словами, для средств диапазона МВ потенциальные источники помех, обусловленные интермодуляцией, распределены по частоте в диапазоне (59-204) МГц. Определенный выше диапазон частот помех за счет интермодуляционных каналов приёма в каскадах УВЧ позволяет определить те РЭС, которые работают на излучение в этом диапазоне. Это, в свою очередь, дает возможность с помощью алгоритмов образования этих помех распределить требуемые для работы частоты, которые не будут иметь побочных каналов приёма.

В районе аэропорта и особенно на радиопередающих центрах аэропортов, предназначенных для дальней связи, на излучение работают радиостанции МВ и ДКМВ диапазона. В связи с тем, что мощности их излучения достаточно велики, ясна необходимость учета воздействия ДКМВ средств связи на связные средства МВ диапазона по интермодуляционным каналам приёма вида $\omega_{n1} \pm \omega_{n2} = \omega_c$.

В этом случае частоты наиболее опасных интермодуляционных помех, образующихся в каскадах УВЧ, будут $|\omega_1 \pm \omega_2| = \omega_c$, $2\omega_1 - \omega_2 = \omega_c$, где ω_1 - частота помехи, ближайшая к частоте ω_c ; ω_2 - частота помехи, наиболее удаленная от ω_c .

Помехи, образующие интермодуляционные каналы приёма в смесителе, в значительной степени ослабляются входными цепями и каскадами УВЧ, а поэтому достаточно ограничиться вторым порядком канала, тем более, что режим работы смесителя выбирают на квадратичном участке вольтамперной характеристики. В большей степени интермодуляция в смесителе про-

является, когда частоты помех расположены по разные стороны от частоты ω_c , то есть частоты наиболее опасных интермодуляционных каналов определяются как $|\omega_{n1} \pm \omega_{n2}| = \omega_{nc}$.

Зная характеристики приёмника, в том числе и его промежуточную частоту, легко определяются средства связи, образующие эти каналы приёма.

Таким образом, специфику условий работы средств связи гражданской авиации предопределяет наличие взаимных и внешних помех. Поэтому при анализе работоспособности аппаратуры связи необходимо кроме собственных шумов учитывать также влияние указанных помех.

Проведенный анализ дает возможность выявить конкретные радиотехнические системы, работающие на излучение, как потенциальные источники помех, проникновение которых на выход приёмников средств радиосвязи по неосновным каналам приёма обуславливает наличие дополнительной составляющей P_n показателя работоспособности, что снижает качество функционирования системы авиационной радиосвязи. Степень ухудшения при неизменных параметрах информационного канала определяется характеристиками воздействующих помех. К их числу относятся энергетические и спектральные характеристики помех. Вместе с тем сеансность систем радиосвязи в гражданской авиации, особенно при УВД, когда обмен информацией между диспетчером и экипажем воздушного судна проводится в определенные сеансы времени и по установленному регламенту, предопределяет важное место временных характеристик взаимных помех. Наложение помех во время сеанса связи экипаж – диспетчер может приводить к различным негативным последствиям, влияющим на безопасность полетов.

THE ANALYSIS OF THE INFLUENCE SIDE CHANNEL RECIEVE ON CONDITION OF CAPACITY TO WORK OF THE FACILITIES AIRCRAFT RELATIONSHIP

Hodakovsky V.A., Unichenko E.G.

Analysis of the influence side channel acceptance is conducted in article on condition of capacity to work of the facilities aircraft relationship.

Key words: channels of the acceptance, aircraft relationship, capacity to work, validity, influencing factors.

Сведения об авторе

Ходаковский Владимир Анатольевич, 1940 г.р., окончил РКИИГА (1962), заслуженный деятель науки ЛССР, профессор, доктор технических наук, профессор РИМИС, автор более 300 научных работ, область научных интересов - радиосвязь, радиотехника, организация и управление высшей школой и социально-экономическими системами.

Униченко Егор Григорьевич, 1982 г.р., окончил МГТУ ГА (2004), кандидат технических наук, старший научный сотрудник ФАУ «Государственный центр «Безопасность полетов на воздушном транспорте», область научных интересов – управление составляющими безопасности полетов.

УДК 533.6.01

МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ СРЕДСТВАМИ НА ПРОИЗВОДСТВО И ЭКСПЛУАТАЦИЮ ИННОВАЦИОННОЙ ПРОДУКЦИИ АВИАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ

Д.Р. ДЬЯКОН, В.А. ХОДАКОВСКИЙ

В статье разрабатывается модель управления средствами на производство и эксплуатацию авиационной техники.

Ключевые слова: модель управления, авиационная техника.

Требования современного рынка поставили разработчиков и изготовителей инновационной продукции авиационной техники в положение стороны крайне заинтересованной поведением изделий в процессе эксплуатации. При этом, предприятие-изготовитель совершенно обоснованно исходит из того, что определённая доля его продукции может отказать в процессе её использования. Показателем качества продукции является вероятность ее безотказной работы P за время t , количественно оцениваемая как отношение не отказавшего числа изделий к их общему числу $P(t) = [N - n(t)] / N$, где N - общее число изделий; $n(t)$ - число изделий, отказавших за время t . Поскольку с ростом времени эксплуатации изделия $n(t)$ растёт, то $P(t)$ считают изменяющейся по экспоненциальному закону $P(t) = e^{-\lambda t}$, где $\lambda = 1/T$ - интенсивность отказов изделия; T - среднее время безотказной работы.

В основу построения моделей управления формированием различных видов гарантий на инновационную авиационную продукцию положена категория безотказности изделий, которая является единственной категорией оценки риска предприятия-изготовителя при выдаче гарантий на свою продукцию.

Как правило, время t будет выступать в соответствующих моделях в роли, определяющей гарантийный срок t_g , так как именно в течение гарантийного срока предприятие-изготовитель отвечает за работоспособность выпущенных им изделий в процессе эксплуатации.

Предположим, что вероятность безотказной работы изделия равна P_1 за срок гарантии t_{g1} . Это позволяет предприятию-изготовителю оценить дополнительные расходы на ремонт или замену отказавших изделий. Если предприятие-изготовитель с учётом требований рынка приняло решение установить срок гарантии на изделие t_{g2} , то в этом случае, с учётом выражения будем иметь $P(t_{gj}) = e^{-\lambda t_{gj}}$, $j = 1, 2$. Решая совместно написанные уравнения, получим $P(t_{g2}) = P(t_{g1})e^{-\lambda(t_{g2} - t_{g1})}$, что позволяет оценить дополнительные расходы при изменении стратегии реализации продукции.

Если стоимость изделия с безотказностью P составляет C , то стоимость аналогичного изделия с более высокой безотказностью $P_1 > P$ составляет $C_1 > C$. Цена повышения безотказности может быть различной и зависит от многих обстоятельств, но всегда, если $P_1 > P$, то $C_1 > C$, т.е. повышение надёжности изделия всегда связано с ростом его стоимости.

Предприятие-изготовитель в первую очередь должно ориентироваться на повышение безотказности, т.е. цена повышения безотказности изделий – главный показатель любой экономической проблемы рынка, а поиск путей повышения надёжности и безотказности изделий с минимальными затратами средств на это – изначальное и главное звено в программе создания и сбыта инновационной продукции.

Чем больше вероятность безотказной работы P , тем больше стоимость изготовления $C_{изг}$ этого изделия. В качестве модели этой зависимости можно предложить $C_{изг} = \alpha P^a$.

С другой стороны, чем выше надёжность и вероятность безотказной работы, тем меньше уйдёт средств за время эксплуатации изделия $C_{эк}$. Для этого случая в качестве зависимости можно предложить $C_{эк} = b / P^\beta$.

В этом случае суммарные затраты C_Σ будут $C_\Sigma = \alpha P^a + b / P^\beta$.

Главной особенностью этой зависимости является наличие такого уровня безотказности P_{opt} , при котором стоимость затрат на изготовление, на замену и ремонт изделия будет минимальной.

При $P < P_{opt}$ перерасход средств будет происходить за счёт увеличения работ по восстановлению, ремонту или полной замене изделия за период гарантийного срока. При $P > P_{opt}$ перерасход средств будет происходить за счёт дополнительных расходов на повышение безотказности изделий во время производства.

Минимальные суммарные затраты и значение оптимальной вероятности безотказной работы изделия будут определяться из условия $dC_\Sigma / dP = 0$, что даёт $P_{opt} = (\beta b / \alpha a)^{1/(a+\beta)}$ и

$$C_{\Sigma \min} = \alpha \left(\frac{\beta b}{\alpha a} \right)^{\frac{a}{a+\beta}} + b \left(\frac{\beta b}{\alpha a} \right)^{\frac{\beta}{a+\beta}}.$$

При замене отказавших изделий новыми предприятие-изготовитель за гарантийный срок должно спланировать производство дополнительных изделий. Это означает, что для каждой партии объёмом N изделий необходимо выпустить дополнительно $(1 - P)N$ изделий и общий выпуск будет $N_\Sigma = N + (1 - P)N = N(2 - P)$, а общие суммарные затраты будут $C_\Sigma = N(2 - P)C$. Поступая аналогично, для конкретного изделия будет $C = \alpha P^\gamma$ и $dC_\Sigma / dP = 2\alpha N P^{\gamma-1} - \alpha N(1 + \gamma)P = 0$. Откуда оптимальное значение вероятности безотказной работы изделия $P_{opt} = 2\gamma / (1 + \gamma)$.

Таким образом, всегда существует такой уровень безотказности изделия, при котором общие суммарные затраты на создание и замену отказавших изделий за гарантийный срок минимальны.

К сожалению, в ряде случаев оптимальное значение вероятности безотказной работы может оказаться в области достаточно низких значений, особенно в случае высокой стоимости возможного повышения надёжности и безотказности изделия. В этом случае предприятие-изготовитель будет вынуждено отказаться от использования оптимальной модели и перейти в область более высоких значений вероятности безотказной работы. Это, соответственно, приведёт к более высокому уровню суммарных затрат на производство и эксплуатацию выпускаемых изделий по отношению к оптимальной модели.

Можно сформулировать следующие основные достоинства предлагаемой модели управления распределением средств между предприятием-изготовителем при производстве и эксплуатации выпускаемых изделий инновационной продукции:

- в каждом конкретном случае, исходя из минимальных затрат на программу создания и эксплуатацию изделия, формируются требования к его безотказности и надёжности;
- эти требования должны быть научно обоснованными, исключать произвольный характер задания требований по безотказности к изделию и определять выбор соответствующих схемно-технических решений при создании этого инновационного продукта (изделия);
- такой подход исключает предъявление завышенных требований к безотказности как самих изделий, так и их комплектующих, что особенно важно, т.к. повышение безотказности

комплектующих элементов изделия может являться процессом длительным и достаточно долгосрочным;

- предлагаемая экономическая модель является универсальной и приемлема к анализу любых изделий.

Там, где этот метод не используется, имеет место необоснованное задание требований к надёжности и безотказности изделий, т.е. перерасход денежных и материальных средств, необходимых для всей программы создания и эксплуатации инновационной продукции.

Если круг интересов предприятия-изготовителя ограничивается вопросами разработки, изготовления и подтверждения заданных требований к изделию и не занимается вопросами прогноза последствий отказов его изделий в процессе эксплуатации, то оно не может оценить размеры выдвигаемых со стороны заказчика (покупателя) возможных претензий и штрафных санкций, величина которых может достигать внушительных размеров.

Не следует думать, что удачно выбранная и научно обоснованная модель решает все проблемы предприятия сбыта его продукции. Первоосновой успеха предприятия на рынке является уровень технологии изготовления изделий, которой он располагает. Современные новейшие технологии – это необходимое условие успеха предприятия-изготовителя на рынке сбыта его продукции, но не всегда это условие является достаточным. Научно обоснованный выбор соответствующей экономической модели решает проблему рационального вложения средств, имеющихся у предприятия (или инвесторов) в производство и эксплуатацию производимых изделий и определяет его конкурентоспособность.

Такой подход к производству и эксплуатации изделия является требованием времени, т.к. интересы потребителя продукции являются решающими и именно они определяют спрос на произведённую продукцию.

ЛИТЕРАТУРА

1. Давила Т., Эпштейн М. Дж., Шелтон Р. Работающая инновация. Как управлять ею и извлекать из неё выгоду / пер. с англ. - Киев: Баланс Бизнес Букс, 2007.

THE MODEL OF MANAGEMENT FACILITY ON PRODUCTION AND USAGE INNOVACION PRODUCT OF THE AIRCRAFT TECHNOLOGY

Diyakon D.R., Hodakovsky V.A.

Model of management facility is developed in article on production and usage of the aircraft technology.

Key words: model of management, aircraft technology.

Сведения об авторах

Дьякон Денис Романович, 1984 г.р., окончил Рижский институт менеджмента информационных систем (2006), автор 2 научных работ, область научных интересов – управление инновациями.

Ходаковский Владимир Анатольевич, 1940 г.р., окончил РКИИГА (1962), заслуженный деятель науки ЛССР, профессор, доктор технических наук, профессор РИМИС, автор более 300 научных работ, область научных интересов – радиосвязь, радиотехника, организация и управление высшей школой и социально-экономическими системами.

УДК 621.396.96

ЦИФРОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Е.М. ДОБЫЧИНА, Р.Ю. МАЛАХОВ

Статья представлена доктором технических наук, профессором Татарским Б.Г.

Рассмотрены пути построения цифровых антенных решеток и перспективы их использования для бортовых радиолокационных систем.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, цифровое диаграммообразование, линия задержки.

1. Введение

Сферы применения фазированных антенных решеток (ФАР) расширяются с увеличением их рабочей полосы. Последние годы ставятся задачи о построении ФАР или активных ФАР (АФАР) для бортовых радиолокационных станций (РЛС) с перекрытием по диапазону длин волн $\lambda_{\max} / \lambda_{\min} = 2 \div 10$ раз и более. Сверхширокополосные антенны необходимы в системах радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и в интегрированных антенных системах летательных аппаратов (ЛА), осуществляющих негармоническую локацию (радиоразведка, РЭБ, РЛС на самолете) [1]. Известны разработки Центра вооружения авиации ВМС США совместно с фирмой Texas Instruments в рамках программы создания усовершенствованной ФАР с разделением апертуры ASAP, бортовой ФАР для истребителя-бомбардировщика [2]. Диапазон ее частот составляет $3,9 \div 17,25$ ГГц. В этой полосе совместно работают бортовой локатор, пассивные средства радиоэлектронной поддержки, постановщик активных помех и средства связи.

2. Направления создания сверхширокополосных ФАР

В настоящее время существует несколько направлений создания сверхширокополосных ФАР. Одно из них – это создание традиционной ФАР, где сканирование лучом осуществляется путем изменения относительных фаз между отдельными элементами решетки с помощью управляемых фазовращателей. Широкополосность таких ФАР определяется частотными характеристиками основных составляющих решетки: излучателей, фазовращателей и системы распределения мощности. Широкополосные излучатели на основе симметричных щелевых линий (излучатель Вивальди) уже хорошо известны, их разновидности широко представлены в [1]. В публикации о щелевой антенне Вивальди с экспоненциально расширяющейся щелью сообщается о работе в полосе $8 \div 40$ ГГц. Для системы фазирования антенной решетки необходимы легкие фазовращатели, обладающие малыми потерями и низкой стоимостью. От них требуется также хорошее согласование, управление сигналами малой мощности и быстроедействие. В настоящий момент уже разработано много вариантов фазовращателей, удовлетворяющих данным требованиям – это микрофазовращатели на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС) [3], например фазовращатель, управляемый пьезоэлектрическим преобразователем, позволяет управлять лучом в пределах сектора 40° в полосе $10 \div 21$ ГГц [1]. Современные системы распределения мощности в АФАР, использующие радиальные волноводы, коаксиальные линии с волной типа Т, обеспечивают отсутствие дисперсии, а следовательно, работу в сверхширокополосном диапазоне [1]. Наиболее «слабым звеном» в цепочке – излучатель, фазовращатель, система распределения, с точки зрения широкополосности, является фазовращатель. Его ограниченные возможности влияют и на широкополосность ФАР.

Другим направлением создания сверхширокополосной ФАР можно считать ФАР с частотным сканированием луча. Изменение частоты генерации (или приема) приводит к изменению электрического расстояния между излучателями и, следовательно, изменению фазового распределения в решетке, управляемые фазовращатели при этом не нужны. Для обзора пространства в достаточно большом секторе требуется генератор с электрической перестройкой частоты в широком диапазоне. Такие антенны имеют высокую надежность, минимальные габариты и стоимость. В наибольшей степени преимущества радиолокационных станций с частотным сканированием проявляются в многоканальных распределенных радиолокационных системах.

В современном мире все большее применение находят цифровые антенные решетки (ЦАР), за рубежом также именуемые Smart-антеннами [4]. Эти технологии (технологии цифрового диаграммообразования (ЦДО) или цифрового формирования диаграммы направленности (ДН) антенны) в современных системах получают все большее развитие. Они используются в мобильной связи последних поколений, ими занимаются многие технически развитые страны [5].

Благодаря ЦДО так же, как и в ФАР, происходит увеличение динамического диапазона приемных антенн [6]. При синфазном сложении сигналов в каждом из каналов антенной решетки в процессе ЦДО дисперсия (средняя мощность) шума растет пропорционально числу каналов антенной решетки N , а мощность сигнала (пропорциональная квадрату амплитуды) – пропорционально N^2 . Следовательно, отношение сигнал/шум после ЦДО возрастет в N раз, что повышает чувствительность системы, а значит, и динамический диапазон (отношение амплитуды максимального сигнала к минимальному). В результате "нули" ДН в направлениях источников помех формируются без "заплываний" провалов, обычных при недостаточном динамическом диапазоне приемного модуля.

В ФАР качество подавления помех ограничено из-за неидентичности фазовращателей и малой разрядности их схем управления (обычно 5-7 разрядов), в то время как в ЦАР уже используются 14-разрядные АЦП. Были проведены эксперименты, которые подтверждают возможность подавления активной шумовой помехи в 8-элементной ЦАР более чем на 30 дБ не только по боковым лепесткам, но и в главном луче ДН, при среднеквадратическом отклонении коэффициентов усиления аналоговых приемных каналов 0,5 дБ и величине фазовых ошибок не более 3° [7].

Технология ЦДО существенно повышает помехозащищенность системы при интенсивном радиопротиводействии. Это происходит благодаря тому, что характеристики цифровых фильтров в антенных каналах практически идентичны. Разброс же характеристик фильтров приводит к тому, что при возникновении случайной помехи в каждом из каналов появляется мультипликативный помеховый сигнал, пропорциональный произведению амплитуды помехи на отклонение характеристик входного фильтра от номинального значения. Мультипликативные помехи, проявляющиеся как замирания сигнала, гораздо неприятнее аддитивных. Однако благодаря ЦДО мультипликативные помехи удастся минимизировать [7].

3. Вопросы ЦДО

При построении сверхширокополосной антенной решетки можно реализовать принцип ЦДО. Все элементы приемной решетки должны стать СШП. В качестве излучателя можем использовать элемент на основе симметричной щелевой линии (СЩЛ) – антенна Вивальди. Расчет показал возможность перекрытия частотного диапазона в соотношении 3:1, при коэффициенте стоячей волны по напряжению (КСВн) не более 2 (рис. 1).

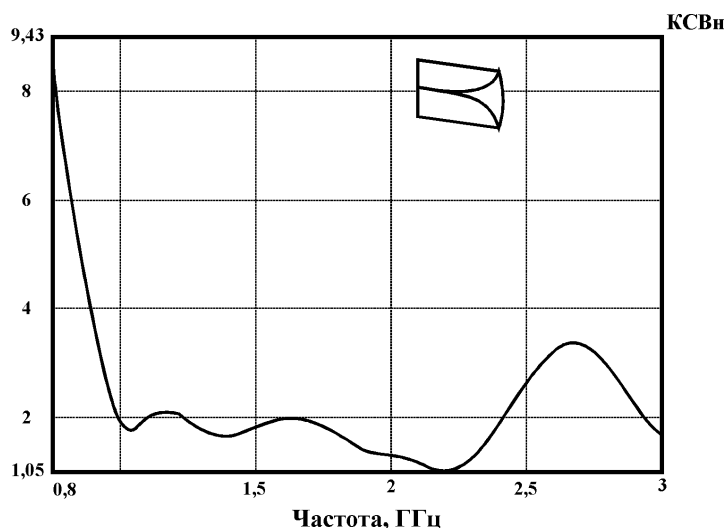


Рис. 1. График зависимости КСВн излучателя Вивальди от частоты

При переходе к широкополосной системе проблемы реализации приемника с ЦДО значительно возрастают. Существенно ужесточаются требования к динамическому диапазону и частоте дискретизации АЦП. Затруднена или даже невозможна предварительная фильтрация радиосигналов, поскольку фильтр должен быть настроен на все представляющие интерес диапазоны частот. Применение набора переключаемых фильтров приводит к чрезмерному увеличению массогабаритных показателей. В этом случае на вход малошумящего усилителя (МШУ) попадают абсолютно все сигналы из антенного элемента. Следовательно, МШУ должен иметь очень высокий линейный динамический диапазон, чтобы избежать перегрузки приемного тракта и искажений полезных сигналов помехами.

Определение характеристик антенных систем и сигналов традиционными методами, применяемыми в узкополосных системах, становятся невозможными [8]. Параметры широкополосного сигнала и антенны становятся взаимозависимыми. ДН для широкополосного сигнала меняется во времени – становится динамической. Для ФАР, работающей в режиме приема, этот процесс вызывает изменение частотно–временной структуры и формы сигнала, приходящего на вход оптимального фильтра, а следовательно, нарушение условий оптимального приема.

Таким образом, в широкополосных ФАР пространственный прием и временную обработку сигнала необходимо рассматривать как единый процесс, а приемную и антенную систему как единое целое. Это окажет влияние на расчет характеристик антенной системы и отношение сигнал-шум на выходе приемника, что повлияет на точность определения дальности действия системы, ее разрешающую способность и точность определения координат цели.

Рассмотрим эквидистантную антенную решетку, состоящую из N изотропных элементов, с плоским фронтом волны, падающей под углом θ (рис. 2). Антенные элементы расположены на расстоянии d друг от друга. Из-за того что волновой фронт достигает некоторые элементы раньше, чем остальные, результирующая межэлементная временная задержка составляет $\Delta t = \Delta l / c$, где $\Delta l = d \sin \theta$ – разность хода волн между соседними излучателями; c – скорость света в свободном пространстве. Временная задержка соответствует фазовому сдвигу волн в соседних излучателях на $\Delta \varphi = kd \sin \theta$, где k – фазовая постоянная.

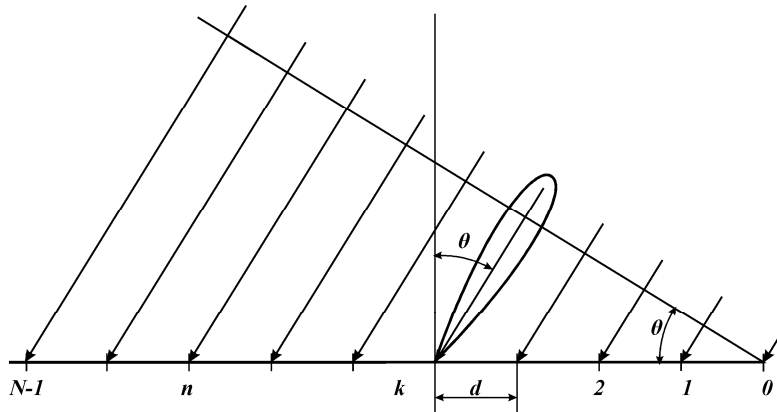


Рис. 2. Эквидистантная линейная антенная решетка

Для формирования ДН необходимо скомпенсировать временную задержку колебаний, принятых разными излучателями решетки. Это можно сделать двумя способами: компенсировать задержку между первым (с номером 0) и другими излучателями или, пользуясь периодичностью колебания, компенсировать эквивалентную задержкам разность фаз между любыми соседними излучателями, обычно не более 2π . Второй случай эквивалентен использованию коммутационных дискретных фазовращателей (со сбросом фазы). Оба способа фазирования равноценны для формирования ДН решетки при монохроматическом сигнале, но показывают разные результаты при широкополосном или многочастотном сигнале.

В первом способе разница в пути из-за разности хода волн между первым излучателем (с номером 0) и n -м компенсируется в линиях задержки со временем задержки $\Delta t = nd \sin \theta / c$. Когда фазовая постоянная линии передачи k_d равна фазовой постоянной пространства k_n , общая разность фаз не зависит от длины волны, как показано в [8], что обеспечивает постоянное положение луча в пространстве при ее изменении. Если же $k_n \neq k_d$, то полной компенсации не будет и возникнет нарастающий или убывающий набег фазы вдоль раскрыва, который приведет к отклонению луча от первоначального направления.

Во втором способе линии задержки компенсируют только ту часть набег фазы в пространстве, которая отличается от целого числа периодов колебания. Тогда суммарная разность фаз между каналами антенны не зависит от длины волны только на участке решетки до первого сброса фазы. На остальных участках линии задержки не полностью скомпенсируют фазовые набег в пространстве при изменении длины волны. В результате луч отклонится от заданного направления. Ступенчатость фазового фронта, имеющая место во втором случае, меняется при изменении угла θ , что приводит к снижению коэффициента усиления антенны и изменению количества и уровня боковых лепестков. Таким образом, при работе ФАР с СШП сигналом меняется направление максимума диаграммы и ее форма, что необходимо учитывать.

Принятый антенной широкополосный сигнал усиливается в линейном тракте и обрабатывается в согласованном оптимальном фильтре. Измерить ДН решетки – значит снять зависимость амплитуды сигнала на выходе этого фильтра от угловых координат источника сигнала. Поскольку форма такой ДН изменяется во времени, то необходимо знать эту форму в тот момент, когда на выходе оптимального фильтра появится максимум принимаемого сигнала. Эта диаграмма определит возможность широкополосной системы по пространственной селекции целей.

Для исследования характеристик широкополосной ФАР используют многомерную корреляционную функцию сигнала (МКФ), которая является обобщением трехмерной функции неопределенности. В отличие от классической функции неопределенности МКФ сложно представить наглядно в связи с ее многомерностью. Однако для проведения анализа системы могут быть использованы ее двумерные и одномерные сечения. Метод исследования этих сечений основан на преобразовании Фурье–свертки спектра сигнала с частотными характеристиками

эквивалентного фильтра и фильтра обработки. Непосредственное использование этого метода приводит к большому объему вычислений, поскольку для каждого угла сканирования необходимо определять частотную характеристику ФАР, как эквивалентного фильтра для всех возможных направлений прихода сигнала.

Более наглядным и требующим меньше вычислительных затрат методом является использование принципа пространственно–частотной эквивалентности (ПЧЭ), который позволяет перенести рассмотрение характеристик из частотной области в пространственную и применить методы анализа и синтеза антенны с монохроматическим возбуждением к антеннам с широкополосным возбуждением. Использование этого метода позволяет перейти от широкополосной системы с изотропными излучателями к решетке с монохроматическим возбуждением, состоящей из линейных направленных антенн. Статическая ДН этой эквивалентной ФАР, снятая на выходе узкополосного фильтра, настроенного на фиксированную частоту, идентична ДН, снятой на выходе оптимального фильтра широкополосной системы в момент, когда время запаздывания сигнала равно нулю.

Показано [8], что направленность парциальных диаграмм линейных антенн зависит от формы и ширины спектра сигнала и связывает параметры сигнала и решетки. Это позволило выявить отличия ДН ФАР при работе с широкополосным сигналом от ДН при монохроматическом режиме. При широкополосном возбуждении в решетке с линиями задержки произойдет сужение главного лепестка ДН и снизится максимальный уровень боковых лепестков. ДН останется симметричной относительно угла фазирования, однако произойдет «заплывание» её нулей. В решетке со вторым способом компенсации фазового набег (эквивалентным использованием коммутационных фазовращателей), при всех углах $\theta \neq 0$ симметрия ДН нарушится, главный лепесток расширится, уровень боковых лепестков также снизится, при этом нули опять «заплывут». Для этого способа компенсации существует ограничение на ширину полосы сигнала: $\Delta\omega \leq 4\theta_{0,5}tg\theta_{ГЛ}$, где $\Delta\omega$ - относительная полоса сигнала, %, $\theta_{0,5}$ - текущее значение ширины ДН по уровню 0,5, град, $\theta_{ГЛ}$ - направление главного максимума ДН.

При прохождении широкополосного сигнала через ФАР меняется не только её ДН, но и частотно-временная структура сигнала, приходящего на вход оптимального фильтра. Нарушается согласование сигнала с фильтром, происходит дополнительная потеря энергии сигнала и снижается отношение сигнал–шум на выходе приемника. Используя принцип ПЧЭ, сравним ухудшение отношения сигнал–шум в широкополосной ФАР, использующей второй способ компенсации (с дискретными фазовращателями), сравнивая её КНД в направлении фазирования с КНД ФАР с линиями задержки [9]. Поскольку парциальные диаграммы антенн–излучателей эквивалентной решетки для ФАР с фазовращателями всегда ориентированы по нормали к антенне, а для ФАР с линиями задержки – в направлении фазирования решетки, то в первом случае сигналы, приходящие с любого направления, отличного от нормали, ослаблены парциальными диаграммами в этом направлении, а во втором случае этого ослабления нет. Следовательно, ФАР с использованием линий задержки имеют преимущества как по сохранению формы ДН в полосе, так и по отношению сигнал–шум в приемнике.

В настоящее время используется широкополосная ЦАР (рис. 3) [4]. Основное ее отличие от узкополосных схем – отсутствие преселекторного фильтра, вместо него помехи должны подавлять смесители антенной решетки. Поступающие из широкополосных излучателей сигналы усиливаются в МШУ и далее подаются на смесители, куда одновременно поступают сигналы с широкополосных синтезаторов сетки частот (ССЧ). Эти ССЧ выполнены по схеме с цифровым кольцом ФАПЧ с общим опорным кварцевым генератором (ОКГ), что позволяет сфазировать все выходные сигналы ССЧ. В настоящее время есть возможность создания широкополосных ССЧ, составляя их из микросхем, таким образом, можно построить систему так, чтобы на выходе смесителя была или одна промежуточная частота, или сигнал с достаточно узким диапазоном. После этого выполняется традиционная обработка, как в узкополосной системе, введением

в числовые последовательности излучателей фазовых сдвигов с последующим сложением получаемых значений, соответствующих одним и тем же моментам квантования – дискретное или быстрое преобразование Фурье (ДПФ, БПФ). Вычисление адаптивных коэффициентов и формирование ДН в реальном масштабе времени должны обеспечить цифровые сигнальные процессоры (ЦСП). При получении квадратурных составляющих используется общий опорный генератор.

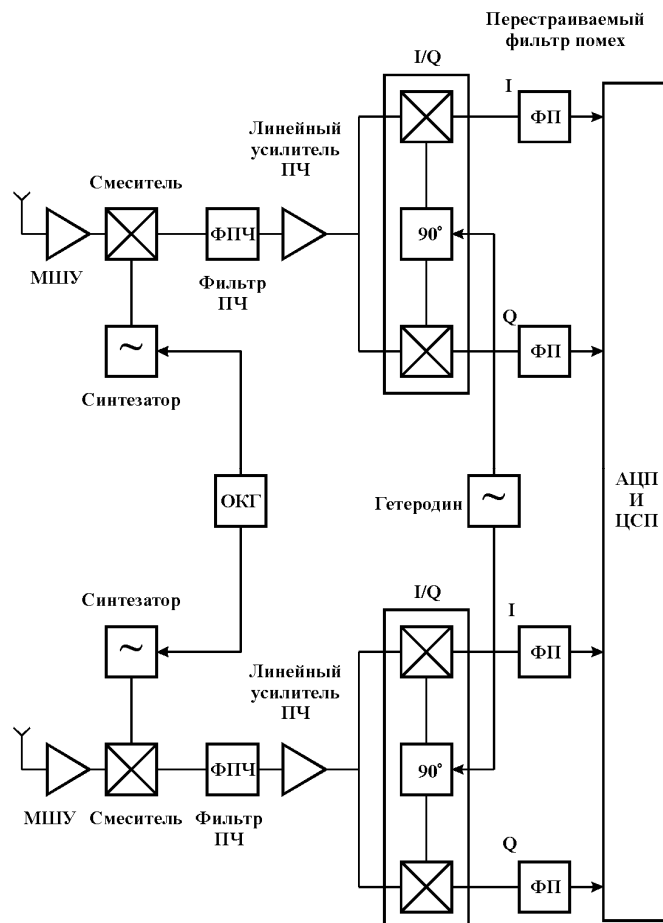


Рис. 3. Широкополосная ЦАР

Точность определения частоты приходящего сигнала $\Delta f/f_{\min}$ связана с шагом сетки частот синтезатора, как показано в табл. 1. Однако при уменьшении шага увеличивается время синтеза всех частот и, следовательно, время анализа всего частотного диапазона. Кроме шага сетки частот важным параметром является также быстродействие ССЧ.

Таблица 1

Шаг сетки частот, кГц	2	20	100	1000
Число синтезируемых частот	10^6	10^5	$2 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^3$
Время синтеза всех частот, с	10	1	$2 \cdot 10^{-1}$	$2 \cdot 10^{-2}$
Время анализа, с	120	12	2,4	0,24
$\Delta f/f_{\min}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-5}$	10^{-4}	10^{-3}

БПФ представляет собой ДПФ с уменьшенным количеством арифметических операций. Не так давно большая часть времени при аппаратной реализации БПФ тратилась на выполнение умножений. Теперь, когда аппаратные умножители-аккумуляторы в интегральном исполнении могут умножать два числа за один такт синхросигнала, мультиплексирование и адресация данных БПФ приобретают большое значение [10]. Недостатком применения быстрого преобра-

зования Фурье в ЦАР является его узкополосность. Каждый фазовый сдвиг в степени экспоненты связан с частотой входного сигнала, поэтому проектирование широкополосных систем, использующих БПФ, связано с большой сложностью и вычислительными затратами.

Наиболее очевидным способом широкополосной обработки приходящих сигналов является использование цифровых программируемых линий задержки (ПЛЗ) для формирования ДН (рис. 4) [10].

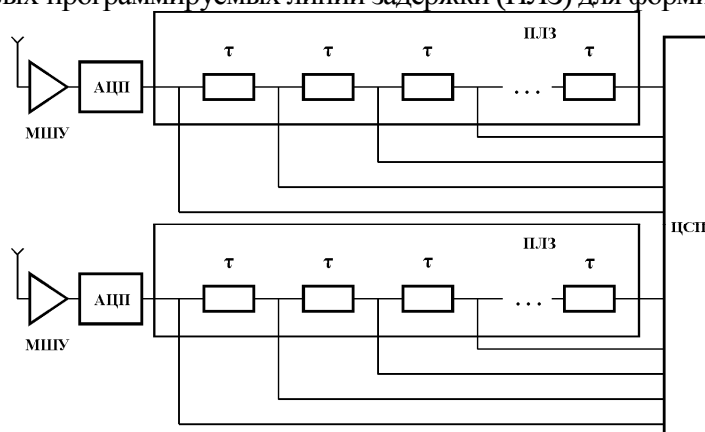


Рис. 4. Широкополосная ЦАР с ПЛЗ

Сигнал с выхода каждого излучателя усиливается, преобразуется в цифровую форму и, проходя через ПЛЗ, с программируемым временем задержки τ , обрабатывается в цифровом сигнальном процессоре. Меняя времена задержки в каналах, можно осуществлять сканирование луча в широком секторе. В настоящее время выпускаются ПЛЗ с параметрами, представленными в табл. 2.

Таблица 2

Наименование	Шаг, нс	Максимальная задержка, нс	Цена, руб.
AD9501JP	2,5	10000	-
DS1020-100	1	265	1079
DS1020-15	0,15	48	1072
DS1021-25	0,25	137,5	456,39
DS1023S-50	0,5	127,5	441,55
DS1110E-200	5	500	26,75

С помощью ПЛЗ можно реализовывать фазовые набег $\Delta\psi = 45^\circ$, $22,5^\circ$ и $11,25^\circ$ в диапазоне длин волн $\lambda_{\min}$ с перекрытием ~ 1700 раз.

4. Заключение

Новые возможности, которые открывают СШП ЦАР для повышения качества радиолокационного наблюдения, привлекают к их разработке все больше внимания, независимо от состояния теории. Результаты проведенных исследований, а также наличие ряда важных компонентов и вычислительных средств позволяют определить тип СШП радара, который может быть спроектирован уже в ближайшее время.

В качестве передающего устройства может быть использована активная антенная решетка на основе полупроводниковых генераторов, объединенных с излучателями в единую конструкцию. Возбудитель в таком передатчике отсутствует, его роль играет устройство синхронного запуска генераторов с элементами задержки для изменения положения луча в пространстве.

На прием используется также активная антенная решетка с малошумящими усилителями на входе. После усиления сигнал оцифровывается и вся его дальнейшая обработка, начиная с согласованной фильтрации, производится процессором.

В отличие от относительно простой радиотехнической части радара, его вычислительная часть как аппаратная, так и программная, является достаточно сложной в первую очередь из-за высокой информативности принимаемого сигнала. Однако современные высокопроизводительные ЦСП, которые могут быть использованы, вполне удовлетворяют требованиям СШП локации. Такой радар может быть применен на борту ЛА, где предъявляются высокие требования по разрешению целей и по защищенности от всех видов помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И., Котов Ю.В., Овчинникова Е.В. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток (обзор работ) // Антенны, 2005. - № 11(102). - С. 7-21.
2. Корнеева Т.Н. Фазированные антенные решетки // Электроника: НТБ, 1998. - № 5, 6. - С. 37-40.
3. Варадан В., Виной К., Джозе К. ВЧ МЭМС и их применение. - М.: Техносфера, 2004.
4. Слюсар В.И. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня // Электроника: НТБ, 2001. - № 1. - С. 6-12.
5. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. - М.: Радиотехника, 2004.
6. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / под ред. Д.И. Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1994.
7. Слюсар В.И. Smart-антенны пошли в серию // Электроника: НТБ, 2004. - № 2. - С. 62-65.
8. Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д.Бахраха, Д.И. Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1989.
9. Вовшин Б.М., Иммореев И.Я. Влияние дисперсионных свойств ФАР на отношение сигнал-шум в РЛС с широкополосным сигналом // Радиотехника, 1985. - № 7. - С. 28-32.
10. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. / под ред. А.А. Бритова. - М.: Бином, 2006.

DIGITAL ANTENNA ARRAYS FOR ON-BOARD RADARS

Dobychina E.M., Malachov R.U.

The ways to construct the antenna arrays on the basis of the digital beamforming (DBF) technology and prospects their application for on-board radars have been considered.

Key words: digital antenna array, digital beamforming, delay line.

Сведения об авторах

Добычина Елена Михайловна, окончила МАИ (1983), доцент кафедры радиофизики, антенн и микроволновой техники МАИ, кандидат технических наук, автор более 20 научных работ, область научных интересов – радиофизика.

Малахов Роман Юрьевич, 1989 г.р., окончил МАИ (2011), аспирант кафедры радиофизики, антенн и микроволновой техники МАИ, область научных интересов – приемопередающие модули ЦАР, математическое моделирование СВЧ устройств.

УДК 621.396.61

МОЩНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Р.Ю. МАЛАХОВ, Е.М. ДОБЫЧИНА

Статья представлена доктором технических наук, профессором Татарским Б.Г.

Рассмотрен мировой технический уровень и тенденции развития технологии СВЧ транзисторов, предназначенных для использования в усилителях мощности для перспективных цифровых антенных решеток бортовых радиолокационных систем.

Ключевые слова: ППМ, цифровая антенная решетка, АФАР.

1. Введение

В настоящее время СВЧ – технологии являются основными при проектировании сложных современных радиочастотных систем – радаров различного назначения, средств радиоэлектронной борьбы и связи [1]. В этих приложениях СВЧ устройства должны обеспечивать заданный уровень выходной мощности, работать на большой частоте и при высоких температурах. Для усилителей мощности (УМ), входящих в состав передатчиков таких систем, в дополнение к перечисленным требованиям необходимы также высокий коэффициент полезного действия (КПД), возможность функционирования в широкой полосе частот, малые массогабаритные параметры.

Технология активных фазированных антенных решеток (АФАР) на сегодня является доминирующей при построении различных радиоэлектронных систем, в основном военных. Ключевым элементом АФАР является располагающийся непосредственно за элементарным излучателем антенны приемопередающий модуль (ППМ), основа которого – твердотельные усилительные элементы. В зависимости от частотного диапазона это могут быть транзисторы, от характеристик которых зависит функциональность и возможности модуля в целом.

При разработке АФАР главными ограничениями являются габариты, вес и цена. В последние годы военные акцентируют внимание на АФАР самолетного и корабельного базирования. При этом основное требование к узлам АФАР – обеспечение динамического структурирования в реальном времени, когда изменение параметров решетки происходит только программными средствами. Одновременно АФАР должны быть широкополосными и многофункциональными, включать в состав аналого-цифровые преобразователи (АЦП), использовать цифровое формирование луча. Высокие требования предъявляются и к компонентам узлов: так, транзисторы должны иметь наработку на отказ не менее 1 млн. часов и работать при температуре до 150⁰С. В состав АФАР должны входить несколько десятков тысяч ППМ для многолучевого сканирования в двух плоскостях.

В настоящее время основные усилия производителей нацелены на СВЧ технологии и субсистемы. Это подразумевает несколько основных направлений разработок, среди которых твердотельные АФАР, стоящие на первом месте, а также усилители мощности с высоким КПД, полупроводники (КМОП, SiGe, InP, GaAs, GaN) высокого уровня интеграции, высокой мощности и предельного быстродействия, модули ППМ высокой чувствительности, цифровые приемопередатчики, узлы и устройства предельной широкополосности и чувствительности, переключатели на микроэлектромеханических системах (МЭМС), использование диапазона частот 27-40 ГГц для повышения разрешения и точности РЛС.

2. Проблемы создания современных ППМ АФАР

Габаритные размеры ППМ АФАР определяются возможностью размещения их в антенной решетке [2]. Для исключения побочных максимумов при сканировании шаг решетки не должен значительно превышать $\lambda/2$. Проблема миниатюризации решается при исполнении активного модуля (АМ) в виде интегральной (ИС) или монокристаллической схемы (МИС) [3], что в свою очередь, вследствие малых размеров полупроводниковых приборов, приводит к большому локальному тепловыделению и необходимости применения эффективных устройств охлаждения. Поэтому, одним из ключевых требований к УМ в составе ППМ АФАР с цифровым диаграммообразованием является его КПД, который должен превышать 50%. Возможное значение КПД всего модуля во многом предопределяется тепловыми характеристиками оконечных усилителей (КПД, структурой), режимом их работы и типом используемой подложки (GaAs, GaN, Si, SiC, C). Для получения высоких значений КПД транзистор должен работать в нелинейном режиме, что приводит к снижению усиления, появлению высших гармоник, искажению выходного сигнала. Вследствие тенденции к увеличению полосы передаваемого сигнала (широкополосные системы РЭБ, сверхширокополосные локаторы зондирования местности, интегрированные антенные комплексы) фильтрация таких гармоник путем схемотехнических решений становится крайне трудной задачей. Спектр передаваемого сигнала искажается и, следовательно, ухудшаются дальнометрические и точностные характеристики АФАР.

Одной из главных тенденций повышения функциональности АФАР является использование цифрового диаграммообразования (ЦДО). Сущность цифрового диаграммообразования заключается в том, что диаграмма направленности (ДН) антенной решетки формируется не аналоговыми устройствами (фазовращателями), а цифровыми, например квадратурными фазовыми манипуляторами, или цифровыми линиями задержки, входящими в состав каждого ППМ. Манипулятор вносит в канал дополнительный, управляемый цифровым способом или программируемый, дискретный фазовый сдвиг, создавая необходимое фазовое распределение (АФР) в решетке или корректируя его.

3. Современный уровень технологии мощных СВЧ транзисторов и интегральных схем

Технологии, используемые до настоящего времени в проектировании УМ, такие как Si-LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductors – смещено-диффузионная МОП технология) или GaAs pHEMT (pseudomorphic High Electron Mobility Transistor – псевдоморфные транзисторы с высокой подвижностью электронов), достигли своего предела [4]. Главным недостатком является их частотный диапазон, ограниченный примерно 4 ГГц. Однако интенсивные исследования в области полупроводниковых материалов в последние годы сделало возможным разработку технологий изготовления новых устройств на новых широкозонных материалах, таких как GaN и SiC. Одной из самых многообещающих СВЧ технологий ближайших лет является AlGaIn/GaN pHEMT с достигнутыми плотностями мощности до 30 Вт/мм на SiC подложках [5], 12 Вт/мм на кремниевых [6] и сапфировых [7] подложках, 9.4 Вт/мм на GaN подложках [8]. Эти работы показывают улучшение в десять и больше раз в плотностях мощности по сравнению с технологиями на других материалах, таких как GaAs или кремний. Основными преимуществами GaN транзисторов перед GaAs являются [9]:

- существенно более широкая полоса рабочих частот;
- высокий КПД, уменьшение сложности и стоимости системы охлаждения;
- меньшие размеры (уменьшения ширины затвора) при сохранении требуемого уровня выходной мощности. При одинаковой выходной мощности и усилении габариты и масса (без радиатора охлаждения) GaN-усилителя в 2-4 раза меньше, чем у аналогичного GaAs-усилителя;
- высокий уровень выходной мощности;
- простота и дешевизна схемотехнической реализации мощных усилителей;
- более высокие значения входных и выходных импедансов, что упрощает процесс согласования.

Являясь широкозонным материалом, GaN может иметь очень высокие значения пробивных напряжений и плотности тока (высокая выходная мощность) и выдерживать высокую канальную рабочую температуру. Все эти факторы улучшают стабильность характеристик усиления AlGaIn/GaN HEMT при изменении режима или внешних воздействиях. Возможность выращивания кристаллов AlGaIn/GaN на SiC подложках, имеющих высокую теплопроводность, делают эту технологию оптимальной для мощных СВЧ устройств. Несмотря на возможные значения выходной мощности, дисперсия тока является главным препятствием для достижения требуемой мощности. Даже для AlGaIn/GaN на высокотеплопроводных SiC подложках наблюдается возрастание температуры устройства при его функционировании. Также недостатком GaN транзисторов является более низкая надежность (наработка на отказ составляет в среднем 10^5 часов при допустимой рабочей температуре кристалла $T=200^\circ\text{C}$) и максимальная выдерживаемая температура ($T=320-350^\circ\text{C}$) по сравнению с GaAs (10^6 часов при рабочей температуре $T=200^\circ\text{C}$ и максимальной температуре $T=370-390^\circ\text{C}$ соответственно). В табл. 1 обобщены параметры различных полупроводниковых материалов, используемых в СВЧ – технике.

Большая ширина запрещенной зоны позволяет работать транзистору под большими рабочими напряжениями. Транспортные электронные характеристики (скорость насыщения, подвижность зарядов, концентрация электронов) определяют частотные свойства материала. Диэлектрическая постоянная определяет размер устройства и величину выходной емкости (большая постоянная – большая емкость).

Таблица 1

Сравнительные характеристики СВЧ-полупроводниковых материалов

Параметр	Si	GaAs	SiC	GaN	InP
Ширина запрещенной зоны, эВ	1.11	1.43	3.2	3.4	1.35
Подвижность электронов ($\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$)	1500	8500	700	1000–2000	5000
Подвижность дырок ($\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$)	450	350	120	300	-
Дрейфовая скорость насыщения электронов (10^7 см/сек)	1.0	1.3-2.1	2.0	1.5–2.1	1.5
Теплопроводность ($\text{Вт}/\text{см}\cdot\text{K}$)	1.5	0.46	4.9	1.5	0.7
Относительная диэлектрическая постоянная	11.9	12.5	10	9.5	
Концентрация электронов области 2D-электронного газа, см^{-2}	-	$3\cdot 10^{12}$	-	$2\cdot 10^{13}$	-

Большие значения плотности мощности на единицу площади переходов GaN транзисторов привели к тому, что их выращивают на подложках с высокой теплопроводностью, обеспечивая тем самым необходимый теплоотвод. Выбор подходящей подложки является ключом к эффективному использованию всех возможностей широкозонных полупроводников. В табл. 2 представлены сравнительные характеристики современных подложек для УМ, из которой можно сделать вывод, что SiC является на данный момент наиболее перспективным, хотя и дорогим материалом для подложек мощных GaN транзисторов. По состоянию на 2004 год, 85% рынка SiC-подложек принадлежит компании Cree. Она первой начала коммерческое производство 4H-SiC-пластин. В настоящее время стоимость 75-мм полуизолирующей SiC-подложки колеблется от 4 до 5 тысяч долларов.

AlN, хоть и уступает по теплопроводности SiC, но в качестве подложки для GaN-приборов более предпочтителен, благодаря соответствию их кристаллических структур. В настоящее время цены на AlN подложки крайне высоки, а их качество (плотность дефектов) не отвечает требованиям для крупномасштабного производства.

Таблица 2

Сравнительные характеристики СВЧ подложек для AlGaIn/GaN HEMT

Параметр	Si	Al ₂ O ₃ (сапфир)	SiC	AlN
Теплопроводность (Вт/см*К)	1.5	0.42	4.9	3-3.4
Величина напряжения пробоя (МВ/см)	0.3	0.4	2	1.2-1.8
Диэлектрическая постоянная	11.8	8.6	10	8.5
Несоответствие кристаллической решетки с GaN (%)	≈17	≈16	≈+3.5	2.4
Доступные размеры подложек (дюйм)	12	6	4	4
Цена (относительно Si)	Низкая	Низкая	Высокая	Средняя
Сопротивление (Ом/см)	10 ⁴	>10 ⁶	10 ⁵ -10 ⁸	10 ⁷
Тангенс диэлектрических потерь	1*10 ⁻⁵	3*10 ⁻⁵	3*10 ⁻³	1*10 ⁻³

Базовая структура AlGaIn/GaN pHEMT представлена на рис. 1. Псевдоморфный транзистор с высокой подвижностью заряда (pHEMT) представляет собой полевой транзистор, в котором для создания канала используется контакт двух полупроводников (AlGaIn и GaN) с различной шириной запрещенной зоны. Транзисторы на гетеропереходах, как показано в табл. 3, обладают лучшими, по сравнению с обычными транзисторами, частотными и инерционными свойствами, а наличие разделительного слоя между полупроводниками позволяет еще больше увеличить максимальную рабочую частоту.

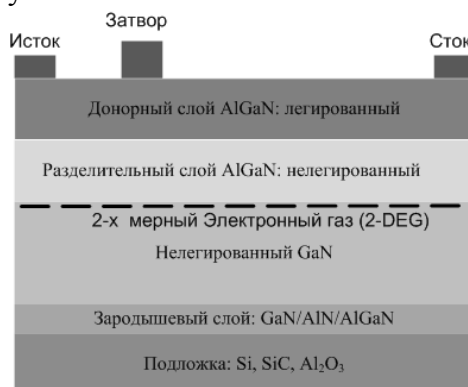


Рис. 1. Базовая структура AlGaIn/GaN pHEMT

В результате различий постоянных кристаллических решеток двух полупроводниковых материалов, формирующих гетеропереход, происходит ухудшение производительности структуры. Одним из способов устранения этого недостатка гетероструктурных транзисторов является использование настолько тонкого легированного донорного слоя (AlGaIn), что его кристаллическая решетка растягивается до соответствия другому материалу (GaN). Такие транзисторы называют псевдоморфными.

Хотя GaN HEMT технология является весьма привлекательной для производителей УМ нового поколения, совершенствование GaAs транзисторов не прекращается и в настоящее время. Номенклатура выпускаемых GaN усилительных МИС пока в десятки (если не в сотни) раз

меньше, чем GaAs МИС, однако, фаза промышленного освоения этой технологии только началась и следует ожидать в ближайшие 2-3 года резкого расширения предложений на этом рынке.

Также не стоит упускать из вида и другой широкозонный материал – SiC, который хоть и является более низкочастотным, но также способен обеспечить крайне высокие усилительные и тепловые характеристики. В ближайшее десятилетие частотный диапазон 1-50 ГГц станет ареной серьезной борьбы двух промышленных технологий мощных твердотельных интегральных схем, практически равных по частотным и усилительным свойствам, одна из которых обладает серьезными преимуществами в параметрах (GaN), другая (GaAs) – в себестоимости и уровне освоенности в массовом производстве [9].

Таблица 3

Сравнительный обзор технологий коммерчески доступных СВЧ транзисторов

Наименование	Тип	Граничная частота, ГГц	Коэффициент шума, дБ	Плотность мощности, Вт/мм
Si BJT	биполярный	10	2	1.5
GaAs HBT	биполярный	20	3	4
GaAs FET	полевой	15	1	1
GaAs PHEMT	полевой	50	1	1.5
GaN HEMT	полевой	>50	1	>7
SiC FET	полевой	10	3	5

Одним из направлений применения GaN транзисторов является совершенствование характеристик импульсных твердотельных радаров АФАР в L-, S- и X-диапазонах. В работе [10] описан выходной широкополосный ППМ АФАР, работающий в диапазоне частот от 8.7 до 11.5 ГГц. Модуль в целом обеспечивает выходную мощность в режиме передачи 20 Вт. Специалистами института NEDI (Нанкин, КНР) продемонстрирован четырехкристалльный внутри-согласованный транзистор X-диапазона с выходной мощностью в непрерывном режиме 110 Вт и КПД 38% [11]. В S-диапазоне (2.9-3.3 ГГц) уровень импульсной выходной мощности GaN транзисторов приближается к 1000 Вт при КПД более 50% [12] для импульсного режима со скважностью 10 и длительностью импульса 200 мкс.

Одним из очевидных применений GaN транзисторов и МИС являются системы радиопротиводействия, традиционно перекрывающие многооктавные полосы частот в дециметровом и сантиметровом диапазонах. Одной из целевых задач, например, американской программы WBGSTI была разработка МИС усилителя в диапазоне 2-10 ГГц с выходной мощностью 15 Вт и на ее основе усилительного модуля с выходной мощностью 100 Вт. Эта задача уже близка к реализации, компанией TriQuint разработан монолитный усилитель с полосой 2-17 ГГц и выходной мощностью 8-12 Вт [13]. Отметим, что современные серийные GaAs МИС в этом диапазоне имеют выходную мощность 1 Вт. В работе [14] описан УМ на GaN с выходной мощностью 100 Вт, работающий в S-диапазоне и имеющий КПД 58%. В [15] был представлен AlGaIn/GaN HEMT ключевой усилитель класса E с достигнутыми значениями КПД 85% в L-диапазоне.

В L и S-диапазонах характеристики, схожие с GaN, достигают транзисторы на другом широкозонном материале – SiC. Главным его недостатком является невозможность создания на нем гетероструктур. Вследствие низкой подвижности носителей рабочие частоты SiC-приборов не превышают 4-7 ГГц. Однако SiC обладает высокой плотностью мощности и большой теплопроводностью, что позволяет им доминировать в УМ над GaN на низких частотах. Фирмой Cree был разработан SiC MESFET с номинальной выходной мощностью около 80 Вт, линейным усилением в 12 дБ в полосе 0.9-1,6 ГГц и КПД свыше 40%. Помимо мощных дискретных транзисторов компания Cree освоила процесс изготовления SiC МИС на 75-мм пластинах. Их базовыми элементами служат MESFET с шириной затвора 0,5 мкм. Плотность мощности MESFET – 4Вт/мм, КПД 60% (при комнатной температуре), рабочее напряжение 50 В, рабочая частота

достигает 6 ГГц. При выходной мощности 3,8 Вт на частоте 3,5 ГГц транзисторы демонстрируют КПД 68%.

Основной функциональный состав коммерчески доступных в настоящее время GaN транзисторов и их параметры достаточно близки. Универсальные корпусные транзисторы поставляются в малогабаритных металлокерамических фланцевых или SMD-корпусах, имеющих относительно малые паразитные емкости, и, в зависимости от мощности и диапазона частот, обеспечивают в непрерывном режиме полосу рабочих частот от 30% до октавы и более. Исключением являются дискретные транзисторы серии TGF2023 фирмы TriQuint Semiconductor, поставляемые в виде кристаллов и работоспособные до частот 20 ГГц и более.

Наиболее широкая номенклатура GaN транзисторов, работающих в X-диапазоне, представлена фирмой TriQuint Semiconductor. Основой продуктовой линейки является дискретный транзистор TGF2023-01, используя который в качестве элементарной ячейки, были разработаны кристаллы с номинальной выходной мощностью в 25, 50 и 100 Вт. Внешний вид элементарной ячейки TGF2023-01 представлен на рис. 2.

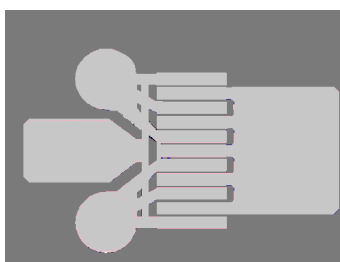


Рис. 2. Внешний вид транзистора TGF2023-01

Для оценки возможности использования TGF2023-01 в передатчиках современных бортовых радиолокационных комплексов в САПР была разработана его нелинейная модель, базирующаяся на модели [16, 17]. При входной мощности в 25 дБ расчетное значение КПД составило не менее 50%, коэффициент усиления по мощности не менее 13,8 дБ, выходная мощность от 7,5 до 8,5 Вт в полосе рабочих частот [18]. Спроектированные согласующие цепи обеспечили входной и выходной коэффициенты стоячей волны (КСВ) не более 1,78 в диапазоне от 9,1 до 9,7 ГГц. Полученные графики зависимости КСВ от частоты представлены на рис. 3.

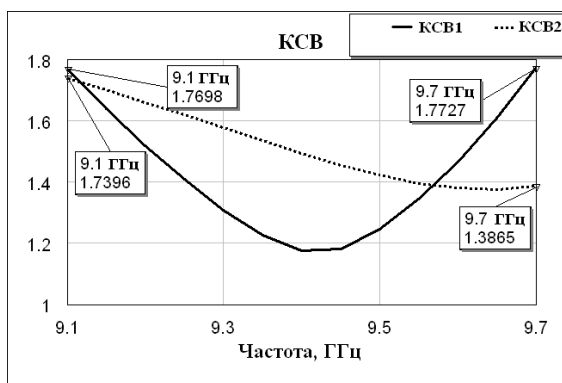


Рис. 3. Входной (сплошная линия) и выходной (пунктирная линия) КСВ согласованного усилителя на TGF2023-01

4. Заключение

AlGaIn/GaN транзистор на SiC является лучшим претендентом для использования в усилительных каскадах современных ППМ АФАР. Высокие значения КПД и плотности мощности на единицу ширины затвора обеспечивают значительное снижение массогабаритных характеристик УМ на их основе, а значит, и всего бортового радиолокационного комплекса в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. **A. Jarnal**, Large-Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design. – Kassel: Kassel University press GmbH, 2007. – 107 p.
- 2 Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004.
3. **F. Sechi**, Solid-State Microwave High-Power Amplifiers. – Norwood: Artech House, 2009. – 307 p.
4. **W. Nagy**, Linearity Characteristics of Microwave-Power GaN HEMTs // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Feb. 2003, vol. 51, P. 660-664.
5. **Y. – F. Wu et al.**, 30-W/mm GaN HEMTs by Field Plate Optimization // IEEE Electron Device Letters, March 2004, vol. 25, P. 117-119.
6. **J.W. Johnson et al.**, 12 W/mm AlGaIn-GaN HFETs on Silicon Substrates // IEEE Electron Device Letters, July 2004, vol. 25, P. 459-461.
7. **A. Chini et. al.**, 12 W/mm Power Density AlGaIn-GaN HEMTs on Sapphire Substrates // IEEE Electron Device Letters, Jan. 2004, vol. 40, P. 73-74.
8. **K.K. Chu et. al.**, 9.4-W/mm Power Density AlGaIn-GaN HEMTs on Free-Standing GaN Substrates // IEEE Electron Device Letters, Sept. 2004, vol. 25, P. 596-598.
9. **Кищинский А.** Твердотельные СВЧ усилители мощности на нитриде галлия – состояние и перспективы развития // Материалы 16-й междунар. Крымской конф. “СВЧ - техника и телекоммуникационные технологии”, Севастополь, Вебер, 2009, С. 11 - 16.
10. **P. Schuh**, GaN MMIC based T/R-Module Front-End for X-Band Applications // EwMIC Conference Proceedings, 2008, P. 274-277.
11. **ShiChang Zhong et al.**, AlGaIn/GaN HEMT with over 110 W Output Power for X-Band // EwMIC Conference Proceedings, 2008, P. 91-94.
12. **E.Mitani et al.**, An 800-W AlGaIn/GaN HEMT for S-band High-Power Application // CS MANTECH Conference, May 14-17, 2007, P. 213-216.
13. **G.Wilcox**, M.Andrews. TriQuint Delivers High Power - Wide-band GaN Technology // Microwave Product Digest, 2009, №1, P. 67-71.
14. **Arata Maekawa et. al.**, A 100W High-Efficiency GaN HEMT Amplifier for S-band Wireless System // 13th GAAS Symposium - Paris, Sept. 2005, P. 497-500.
15. **S. Sheppard et. al.**, High-Efficiency Using AlGaIn/GaN HEMTs on SiC // CS MANTECH Conference, Vancouver, Canada, April 2006, P. 175-178.
16. **I. Angelov et.al.**, On the large-signal modeling of AlGaIn/GaN HEMTs and SiC MESFETs // Gallium Arsenide and Other Semicond. Appl. Symp., Oct. 2005, P. 309-312.
17. **L. Sang, Y. Xu et. al**, Large Signal Equivalent circuit model for package AlGaIn/GaN HEMT // Progress in Electromagnetics Research Letters, 2011, Vol. 20, P. 27-36.
18. **Малахов Р.Ю.** Усилители мощности цифровыхППМ «smart» – антенн // 10-я междунар. конф. «Авиация и космонавтика – 2011» // Тезисы докладов. - СПб.: Мастерская печати, 2011. - С. 200-201.

POWER TRANSISTORS FOR ON-BOARD RADAR TRANSMITTERS

Malachov R.U., Dobychina E.M.

World technical level and progress trend of existence RF power transistor technologies for usage in transmitter power amplifiers for next-generation radar digital antenna arrays was carried out.

Key words: TRM, digital antenna array, AESA.

Сведения об авторах

Малахов Роман Юрьевич, 1989 г.р., окончил МАИ (2011), аспирант кафедры радиофизики, антенн и микроволновой техники МАИ, область научных интересов – приемопередающие модули АФАР, математическое моделирование СВЧ устройств.

Добычина Елена Михайловна, окончила МАИ (1983), доцент кафедры радиофизики, антенн и микроволновой техники МАИ, кандидат технических наук, автор более 20 научных работ, область научных интересов – радиофизика.

УДК 347.822.4:37.037.1

МОДЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОФЕССИОНАЛЬНО-ПРИКЛАДНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ ТЕХНИЧЕСКОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ТРАНСПОРТНОГО РАДИООБОРУДОВАНИЯ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

В.И. ШАЛУПИН, Д.В. МОРЩИНИНА, В.В. КАРПУШИН

Статья представлена доктором технических наук, профессором Рубцовым В.Д.

Рассматриваются вопросы профессионально-прикладной физической подготовки специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования гражданской авиации.

Ключевые слова: модельные характеристики профессионально-прикладной физической подготовки, физические упражнения, специалисты РС.

Профессионально-прикладная физическая подготовка (ППФП) – подсистема физического воспитания, наилучшим образом обеспечивающая формирование и совершенствование свойств и качеств личности, имеющих существенное значение для конкретной профессиональной деятельности. ППФП направлена на подготовку студентов к конкретной трудовой деятельности с учетом предъявляемых психофизических требований к ней [1, 5].

Прикладная направленность учебных занятий не исключает их воспитательной, образовательной, эмоциональной, игровой, спортивной деятельности. Наоборот, деятельность прикладных физкультурных занятий позволяет более эффективно решать поставленные прикладные задачи [3].

Необходимость внедрения в систему физического воспитания студентов вузов спортивно-ориентированных и оздоровительных технологий продиктована, с одной стороны, возрастающими требованиями к повышению качества профессиональной подготовки специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования гражданской авиации, с другой стороны, необходимостью всесторонней подготовленности к социально значимой деятельности.

Многие из осваиваемых профессий специалистов гражданской авиации предъявляют повышенные требования к зрительному анализатору в целом и к отдельным его функциям, к слуховому анализатору, прежде всего к остроте слуха, а также к пребыванию в условиях повышенной или пониженной температуры воздуха, шума, вибрации. Эти условия предъявляют повышенные требования к функциональному состоянию центральной нервной системы (ЦНС), особенно ее вегетативному отделу, к аппарату кровообращения в целом. Существует немало профессий, требующих применения ручного труда с элементами общего физического и статического напряжения, принятия вынужденной рабочей позы, напряжения отдельных мышечных групп, конечностей. Такие работы обусловили повышение требований к функциональному состоянию опорно-двигательного аппарата [4].

Как известно, некоторые функции и анализаторы нашего организма подвижны. В связи с этим актуально изучение тех природных задатков, из которых при надлежащих условиях воспитания и обучения должны развиваться необходимые способности к успешному освоению профессии. В ряде случаев возможно и необходимо с помощью специальных физических средств развивать, повышать функциональные возможности молодых людей, желающих обучаться профессии, и тем самым воспитать их профессионально пригодными [2].

Именно эту задачу и призвана решать ППФП студентов в вузе.

В данной статье рассмотрены особенности профессионально-прикладной физической подготовки специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования граждан-

ской авиации (в дальнейшем – специалистов РС), даны рекомендации по использованию средств и методов для развития и воспитания профессионально необходимых личностных, психофизических и физических качеств.

Физическая подготовка специалистов РС, которая осуществляется с учетом подготовки к их профессиональной деятельности, занимает 10-15 % времени учебного занятия и реализуется как на учебных занятиях по физической культуре, так и во внеучебное время [4].

Итак, цель ППФП специалистов РС – достижение психофизической готовности к успешной профессиональной деятельности.

На основании цели выделяем следующие задачи ППФП: 1) развитие ведущих для данной профессии физических качеств; 2) формирование и совершенствование прикладных двигательных навыков; 3) повышение устойчивости организма к внешним воздействиям условий труда; 4) воспитание специфических для данной профессии волевых и других психических качеств; 5) повышение функциональной устойчивости и приспособление организма человека к неблагоприятным воздействиям условий труда (вибрация, шум и т.п.); 6) содействие формированию физической культуры личности, укреплению психики.

Для решения поставленных задач ППФП была разработана профессиограмма специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования гражданской авиации. В ее содержание включается подробное описание условий труда, его характера и специфики.

Классификационные признаки трудовой деятельности представлены в табл. 1.

Таблица 1

Классификационные признаки трудовой деятельности [1]

Классификационные признаки трудовой деятельности				
Содержание труда	Средства труда	Условия труда	Организация труда	Требования к субъекту труда
Физический Умственный Оперативный Операторский Творческий	Ручной Механизированный Автоматизированный Автоматический	Комфортный Экстремальный Вредный и опасный	Статический Динамический Монотонный Индивидуальный Коллективный	Уровень способностей Профобразование Профопыт Состояние здоровья Физическое развитие

Чтобы лучше представить себе возможности ППФП специалистов РС, остановимся несколько подробнее на ее составляющих.

Прикладные знания — это те знания, которые могут быть необходимы для будущей профессиональной деятельности и которые можно приобрести в процессе регулярных занятий физической культурой и отдельными видами спорта, особенно профессионально-прикладными.

Специалисты технической эксплуатации транспортного радиооборудования в течение рабочего дня 6-8 часов проводят стоя, уже через 2-3 года у них начинают проявляться симптомы профессиональных заболеваний: плохая работа желудочно-кишечного тракта, боли в спине, повышенное давление и т.д. Знание о профессиональных заболеваниях позволяет заранее подобрать комплекс физических упражнений, выполняя который можно снизить отрицательные влияния профессии.

Прикладные качества. Профессиональная деятельность специалистов РС гражданской авиации требует развития психофизических качеств: быстроты реакции, хорошей координации движений, развития внимания, зрительного анализатора. Для выполнения операционных действий по обслуживанию авиационной техники необходимы такие физические качества, как общая выносливость и сила отдельных мышечных групп, ловкость. Следовательно, существенно важ-

ным является заблаговременное акцентирование, специальное формирование именно этих прикладных качеств до профессионально требуемого уровня, что и является одной из задач ППФП.

Прикладные психические качества и свойства личности специалистов РС ГА. Профессиографические исследования показали, что приоритетное значение придается функции внимания (концентрация, широта, переключение), эмоциональной устойчивости, координации движений и другим качествам.

Прикладными специальными качествами специалистов РС ГА являются способности организма противостоять специфическим воздействиям внешней среды: холода и повышенной температуры, укачивания при передвижении воздушным транспортом. Эти способности могут совершенствоваться путем закаливания в ходе тренировки на открытом воздухе, дозированной тепловой тренировки физическими упражнениями, специальными упражнениями, воздействующими на вестибулярный аппарат (кувырки, прыжки, вращения в различных плоскостях в гимнастике, акробатике и т.д.), специальным укреплением мышц брюшного пресса, упражнениями на выносливость, при которых возникает двигательная гипоксия.

Прикладные умения и навыки обеспечивают безопасность при выполнении определенных видов работ по обслуживанию авиационной техники (лазание по вертикальной и наклонной лестнице (стремянке), перенос тяжестей и т.п.).

На основе анализа профессиограммы были подобраны физические упражнения, способствующие развитию физических качеств, обеспечивающих успешность выполнения специалистами РС ГА своей профессиональной деятельности:

1. Для развития прикладных знаний: наклоны туловища вперед; вис на перекладине, гимнастической стенке; наклоны туловища из положения лежа на спине; поднимание ног из положения вис; подтягивание на перекладине.

2. Для развития прикладных качеств: передача мяча; выполнение упражнений с мячом по внезапной команде; попеременное ведение баскетбольного мяча.

3. Для развития прикладных психических качеств и свойств личности: бросок мяча в корзину, в цель; простейшие элементы единоборств; балансировка палки на ладони.

4. Для развития прикладных специальных качеств: упражнения, воздействующие на вестибулярный аппарат (кувырки, прыжки, вращения в различных плоскостях в гимнастике, акробатике и т.д.); упражнения, способствующие укреплению мышц брюшного пресса (упражнение «угол в упоре», наклоны туловища из положения лежа); упражнения на выносливость, при которых возникает двигательная гипоксия (бег на короткие и средние дистанции).

5. Для развития прикладных умений и навыков: лазание по вертикальной и наклонной лестнице (стремянке); перенос тяжестей и т.п.

Нередко ППФП практически сливается с общей физической подготовкой, специализированной в какой-то мере в аспекте профессионального профиля, или спортивной тренировкой в избранном виде спорта.

Целостное применение различных видов спорта в целях психофизической подготовки и профессионального труда специалистов РС ГА основано на положении о том, что занятия спортом, а также квалификация спортсменов накладывают определенный отпечаток на состояние их физического развития и функциональной подготовленности.

Так, регулярные занятия легкой атлетикой, лыжным спортом, плаванием, туризмом, велоспортом, греблей, конькобежным спортом обеспечивают высокий уровень общей адаптационной способности, развитие целеустремленности, дисциплинированности, настойчивости, терпения, самостоятельности.

Выполнение приемов и упражнений с мячом в баскетболе, волейболе, минифутболе развивают координацию движений и ловкость.

В процессе систематических тренировок в видах спорта, требующих сложной сенсорно-моторной координации в вариативно-конкретной ситуации (баскетбол, волейбол, теннис, хоккей, футбол, все виды борьбы, бокс), формируются навыки и умения оперативных и коллективных действий; обеспечивается достаточно высокий уровень общей работоспособности, функционирования центральной нервной системы, зрительного анализатора; развиваются распределение и переключение внимания, оперативное мышление, эмоциональная устойчивость, инициативность, чувство коллективизма, помехоустойчивость, коммуникативность.

Методически правильно построенные спортивные тренировки в прыжках в воду, на батуте, спортивной гимнастике, акробатике обеспечивают высокий уровень функционирования зрительного анализатора; развивают переключение и распределение внимания, самообладание.

Регулярные тренировки в стрельбе пулевой, стендовой, из лука, а также шахматах, обеспечивают выработку навыков предельного напряжения нервной деятельности, хорошее состояние центральной нервной системы, зрительного анализатора, развивают концентрацию и устойчивость внимания, эмоциональную устойчивость, выдержку и самообладание, терпение.

Таблица 2

Модельные характеристики ППФП студентов (специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования гражданской авиации)

№ п/п	Контрольные упражнения, ед. измерения	Уровни ППФП		
		Достаточный	Оптимальный	Высокий
1.	Проба Руфье (индекс)	10-15	5-10	0-5
2.	Проба Мартинета (%)	85-100	60-80	75 и менее
3.	Подтягивание на перекладине (количество раз)	6-12	13-16	17 и более
4.	Наклоны туловища вперед из положения лежа (количество раз)	20-30	40-50	60 и более
5.	Баскетбольный тест (с)	10.5-9.5	9.0-8.0	7.5 и менее
6.	Бег 100 м (с)	14.0-13.5	13.4-112.9	12.8 и менее
7.	Бег 1000 м (мин.)	5.00-4.30	4.29-3.30	3.29 и менее
8.	Челночный бег 10х10 м (с)	28.0-27.0	26.5-25.0	24.5 и менее
9.	Подвижность плечевых суставов (см)	105-95	90-85	80 и менее
10.	Прыжок в длину с места (см)	205-215	220-250	255 и более

На основе вышеизложенного были определены модельные характеристики профессионально-прикладной физической подготовленности специалистов РС ГА (табл. 2). Для определения их показателей в качестве контрольных тестов и упражнений ППФП были выбраны: проба Руфье, проба Мартинета, бег 100 м, бег 1000 м, прыжок в длину с места, баскетбольный тест, подвижность плечевых суставов, челночный бег 10х10 м, подтягивание на перекладине.

Таким образом, несмотря на то, что деятельность специалистов РС ГА связана преимущественно с физическим трудом, в изложенном материале было показано, что средства и методы физической культуры и спорта помогают развивать и формировать профессионально значимые и необходимые личностные качества и, кроме того, позволяют сохранить высокую работоспособность в дальнейшем труде. Одной из задач любого учебного заведения является формирование у студентов активной общественной позиции, а физическая культура и спорт являются одними из самых массовых и действенных средств формирования социально активной личности будущих специалистов.

Выводы

Взаимосвязь физической культуры и профессиональной деятельности объективно существует, носит весьма разнообразный характер, имеет глубокие исторические корни и выражается в системе средств и методов физической культуры, разработанной применительно к профессионально трудовой деятельности, т.е. в профессионально прикладной физической культуре.

Методика и средства ППФП, изложенные в данной статье, могут быть рекомендованы для решения задач профессионально-прикладной подготовки будущих специалистов технической эксплуатации транспортного радиооборудования гражданской авиации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дружинин В.Н. Психология. - СПб.: Питер, 2001.
2. Егорычева Е.В. Атлетическая гимнастика как избранный вид двигательной активности для формирования профессиональных качеств будущих специалистов // Современные исследования социальных проблем. - 2010. - № 4.
3. Ильинич В. И. Профессионально-прикладная подготовка студентов. Физическая культура в профессиональной деятельности бакалавра и специалиста. - М.: Гардарики, 1991.
4. Нужный А.А., Шалупин В.И., Карпушин В.В. Основы профессионально-прикладной физической подготовки будущих специалистов ГА. - М.: МГТУ ГА, 2001.
5. Раевский Р.Т. Профессионально-прикладная физическая подготовка студентов технических вузов. - М.: Высшая школа, 1985.

MODEL FEATURES PROFESSIONAL-APPLIED PHYSICAL PREPARATION OF SPECIALISTS OF TECHNICAL SERVICE OF RADIO EQUIPMENT FOR CIVIL AVIATION

Shalupin V.I., Morschinnina D.V., Karpushin V.V.

Examines professional-applied physical preparation of specialists of technical service of radio equipment for civil aviation.

Key words: model features professional-applied physical preparation, exercise specialists RS.

Сведения об авторах

Шалупин Владимир Ильич, 1955 г.р., окончил ВИФК (1979), заслуженный работник физической культуры РФ, кандидат педагогических наук, профессор, заведующий кафедрой физического воспитания МГТУ ГА, автор более 60 научных работ, область научных интересов – профессионально-прикладная физическая подготовка.

Морщинина Диана Викторовна, окончила Азербайджанский ГИФК им. С. Кирова (1985), заслуженный работник физической культуры РФ, заслуженный мастер спорта РФ, заслуженный тренер РФ, кандидат педагогических наук, доцент кафедры физического воспитания МГТУ ГА, автор более 30 научных работ, область научных интересов – физическая культура студентов высших учебных заведений.

Карпушин Валерий Владимирович, 1949 г. р., окончил Смоленский ГИФК (1972), почетный работник высшего профессионального образования РФ, доцент кафедры физического воспитания МГТУ ГА, автор более 20 научных работ, область научных интересов – физическая культура студентов учебных заведений гражданской авиации.

ББК 05
Н 34
Св. план 2012 г.

Научный Вестник МГТУ ГА
№ 186

ISBN 978-5-86311-864-2

Свидетельство о регистрации в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор) ПИ № ФС77-47989 от 27 декабря 2011 г.

Редакторы Т.М. Приорова, И.В. Вилкова
Компьютерная верстка Т.Н. Котиковой

Подписано в печать 04.12.12 г.

Печать офсетная
24,5 усл. печ. л.

Формат 60х90/8
Заказ № 1535/

20,3 уч.-изд. л.
Тираж 100 экз.

Московский государственный технический университет ГА
125993 Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20
Редакционно-издательский отдел
125493 Москва, ул. Пулковская, д. 6а

Подписной индекс в каталоге Роспечати 84254
© Московский государственный
технический университет ГА, 2012